ISSN 2079-3944

ВЕСТНИК
НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"

Сборник научных трудов
Тематический выпуск
"Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов"

4‘2011

Издание основано Национальным техническим университетом "Харьковский политехнический институт" в 2001 году
Государственное издание
Свидетельство Госкомитета по информационной политике Украины
КВ № 5256 от 2 июля 2001 года

КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:
Председатель
Л.Л. Товажнянский, д-р техн. наук, проф.

Секретарь
К.А. Горбунов, канд. техн. наук, доц.

А.П. Марченко, д-р техн. наук, проф.
Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.
Е.Е. Александров, д-р техн. наук, проф.
Л.М. Бесов, д-р техн. наук, проф.
Б.Т. Бойко, д-р техн. наук, проф.
Ф.Ф. Гладкий, д-р техн. наук, проф.
М.Д. Годлевский, д-р техн. наук, проф.
А.И. Грабченко, д-р техн. наук, проф.
В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.
В.Д. Дмитриенко, д-р техн. наук, проф.
И.Ф. Домнин, д-р техн. наук, проф.
В.В. Епифанов, канд. техн. наук, проф.
Ю.И. Зайцев, канд. техн. наук, проф.
О.П. Качанов, д-р техн. наук, проф.
В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.
С.И. Кондрашов, д-р техн. наук, проф.
В.М. Кошельник, д-р техн. наук, проф.
В.И. Кравченко, д-р техн. наук, проф.
Г.В. Лисачук, д-р техн. наук, проф.
В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.
О.К. Морачковский, д-р техн. наук, проф.
В.И. Николаенко, канд. ист. наук, проф.
П.Г. Перерва, д-р техн. наук, проф.
В.А. Пуляев, д-р техн. наук, проф.
М.И. Рыщенко, д-р техн. наук, проф.
В.Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.
Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.
Ю.В. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.
Н.А. Ткачук, д-р техн. наук, проф.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:
Ответственный редактор:
В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.

Заместитель ответственного редактора:
В.Ф. Болюх, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:
А.Г. Середа, канд. техн. наук, доц.

В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.
В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.
Б.В. Клименко, д-р техн. наук, проф.
В.И. Кравченко, д-р техн. наук, проф.
В.И. Милых, д-р техн. наук, проф.
В.П. Себко, д-р техн. наук, проф.
Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.

Адрес редколлегии: 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21. НТУ "ХПИ".
Каф. ЭА. Тел. (057) 707-68-64
E-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua

Харьков 2011

Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – № 4. – 184 с.

Випуск приурочений до Міжнародного симпозіуму "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика" (SIEMA'2011), 26 – 28 жовтня 2011 року, Харків, НТУ "ХПІ". В збірнику висвітлюються проблеми удосконалення електричних машин і апаратів, досягнення вчених, вузів і підприємств України та інших країн.

Для наукових співробітників, викладачів, аспірантів, спеціалістів.

Выпуск приурочен к Международному симпозиуму "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2011), 26 – 28 октября 2011 года, Харьков, НТУ "ХПИ". В сборнике освещаются проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов, достижения ученых, вузов и предприятий Украины и других стран.

Для научных сотрудников, преподавателей, аспирантов, специалистов.

Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" включено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук (додаток до Постанови Президії ВАК України від 26 травня 2010 р., № 1 – 05/4, п. 20, технічні науки).

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ "ХПІ";
Протокол № 2 від 08.02.2011

© Національний технічний університет "ХПІ", 2011

УДК 531.1:528.56

В.Ф. БОЛЮХ, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков
А.И. ВИННИЧЕНКО, инженер**,** ННЦ "Институт метрологии", Харьков

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ИНДУКЦИОННО-ДИНАМИЧЕСКОЙ КАТАПУЛЬТЫ БАЛЛИСТИЧЕСКОГО ГРАВИМЕТРА

Представлена математическая модель и характеристики индукционно-динамической катапульты баллистического гравиметра с симметричной схемой. Математическая модель основана на численно-аналитическом подходе при учете взаимосвязанных электромагнитных, тепловых и механических процессов. Получены электромеханические характеристики катапульты, у которой высота подбрасывания пробного тела регулируется емкостью импульсного источника.

Представлена математична модель і характеристики індукційно-динамічної катапульти балістичного гравіметра з симетричною схемою. Математична модель заснована на чисельно-аналітичному підході при обліку взаємозв'язаних електромагнітних, теплових і механічних процесів. Отримано електромеханічні характеристики катапульти, у якої висота підкидання пробного тіла регулюється ємністю імпульсного джерела.

Введение. При абсолютных измерениях ускорения свободного падения баллистическим гравиметром (БГ) с симметричной схемой с целью улучшения метрологических характеристик важнейшей задачей является снизить влияние на измерительную систему аппаратуры ударов и вибраций, возникающие при работе катапульты, размещенной в вакуумной камере прибора динамического.

Катапульта существующего БГ осуществляет опосредованное преобразование электрической энергии электромагнита в вертикальное подбрасывание пробного тела (ПТ), представляющего собой стеклянный оптический уголковый отражатель в специальном корпусе и является составной частью измерительной оптической системы лазерного интерферометра Майкельсона [1]. На рис. 1 представлена принципиальная схема этой катапульты, выполненная на основе симметричного шестизвенного рычажного механизма (пантографа) с закреплённой центральной осью.

При подаче на обмотку электромагнита токового импульса с задан-

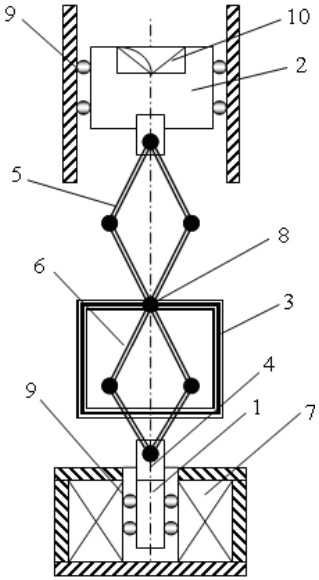


Рис. 1. Схема катапульты существующего БГ:
1 – якорь; 2 – каретка; 3 – стакан; 4 – вилка; 5 – планка; 6 – пантограф; 7 – электромагнит; 8 – ось; 9 – подшипники; 10 – ПТ.

ными параметрами происходит перемещение вертикально вниз якоря, пантограф за счет уменьшения радиальных и увеличения аксиальных размеров подбрасывает ПТ вертикально вверх с последующим его улавливанием. Таким образом, происходит взаимосвязь следующих процессов: электрическое перемещение якоря вниз, поворот секций пантографа вокруг соответствующих осей и механическое перемещение каретки вверх. Указанное преобразование энергии сопровождается трением и последующим износом контактов подвижных элементов, вибрацией и микроударами в соединительных элементах системы, демпфированием части энергии, изгибно-деформационными процессами и др. В результате такого опосредованного преобразования энергии возникает комплекс различных колебаний и вибрационных помех.

Для БГ особенное значение имеют вибрации, вызванные упругой реакцией катапульты, которые представляют собой нестационарный случайный процесс и вызывают появление детерминированной, но изменяемой основы в погрешности измерений.

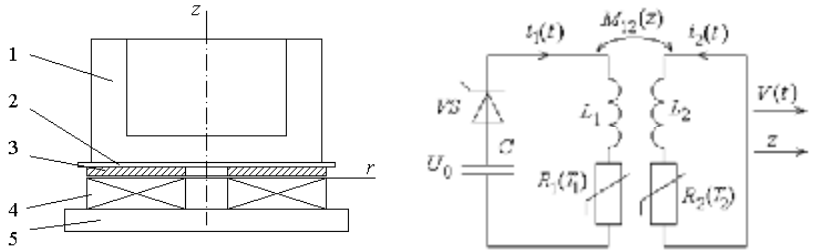
Такие составляющие погрешности, носящие систематический характер, не могут быть уменьшены проведением повторных измерений, и дальнейшее повышение динамической точности БГ связано с совершенствованием кинематической схемы катапульты ПТ, например, за счет применения дополнительных устройств [2].

Применение виброзащитных систем, как показали исследования по защите измерительной системы [2], усложняют конструкцию БГ, так как имеют большие габариты и массу, многократно превосходящие параметры оптико-механического устройства.

Однако наличие внутренний сейсмики, т.е. вибрационного воздействия катапульты на оптическую систему – интерферометр в целом и на лазер в частности, обуславливает введение поправки виброускорения в показания системы при работе БГ [2, 3]. Поэтому основное требование к техническим характеристикам дополнительной системы

учета виброускорений стостоит в том, что датчик линейных ускорений должен иметь максимальную чувствительность по ускорению при пороге чувствительности несколько десятков микрогал и обладать равномерной амплитудно-частотной характеристикой в широкополосном диапазоне частот вибрационных ускорений 0,1...300 Гц.

1. Концепция катапульты. Решить задачу снижения влияния на измерительную систему аппаратуры ударов и вибраций, устранить контактные и изгибно-деформационные процессы при существенном снижении массо-габаритных параметров можно путем усовершенствования кинематической схемы БГ, используя электронно управляемую катапульту с непосредственным преобразованием электрической энергии импульсного источника в кинетическую энергию вертикального движения посредством магнитного поля [4-7]. В такой индукционно-динамической катапульте (ИДК) при подключении индуктора к емкостному накопителю энергии (ЕНЭ) возбуждается импульсное магнитное поле, наводящее в электропроводящем якоре вихревой ток, который, взаимодействуя с указанным магнитным полем, вызывает электродинамическую силу отталкивания и аксиальное перемещение якоря с ПТ относительно неподвижного индуктора (рис.2,а).



а б

1 – ПТ; 2 – опорно-крепежная пластина; 3 – электропроводящий якорь; 4 – индуктор; 5 – массивная опора

Рис. 2. Конструктивная (а) и электрическая (б) схема ИДК.

2. Математическая модель катапульты. Рассмотрим основные процессы ИДК, осуществляющей подбрасывание ПТ вертикально вверх. Для решения данной задачи используем численно-аналитический подход, основанный на расчете взаимосвязанных электромагнитных, тепловых и механических процессов и учете нелинейных параметров, для которых характерна высокая степень изменения [8]. Для расчета характеристик катапульты приняты следующие допущения:

– все элементы ИДК, кроме индуктора и якоря, изготовлены из изоляционного или слабопроводящего материала;

– ток распределен по сечению якоря равномерно;

– влиянием подводящих и соединительных проводов пренебрегаем;

– все элементы ИДК выполнены абсолютно жесткими;

– отдача массивного упора при работе не учитывается;

– якорь относительно индуктора установлен и перемещается строго аксиально.

В рассматриваемой ИДК при подключении индуктора с параметрами L_1, R_1 к ЕНЭ протекает ток i_1, который создает магнитное поле, индуцирующее в подвижном якоре с параметрами L_2, R_2 ток i_2. За счет электродинамического взаимодействия происходит перемещение якоря вдоль оси z со скоростью V, вызывая изменение взаимной индуктивности M_{12} между якорем и индуктором.

Работа ИДК определяется электрическими, механическими, тепловыми и магнитными процессами при начальных условиях:

$T_n(0) = T_0$ – температура n-ого активного элемента (1 – индуктор, 2 – якорь);

$i_n(0) = 0$ – ток n-ого элемента;

$\Delta z(0) = \Delta z_0$ – взаимное осевое смещение n-ых элементов;

$u(0) = U_0$ – напряжение ЕНЭ с емкостью C;

$V(0) = 0$ – скорость якоря с ПТ.

Поскольку взаимосвязанные процессы включают параметры, сильно изменяемые в процессе работы (скорость якоря V, взаимоиндуктивность индуктора и якоря M_{12}, сопротивления индуктора R_1 и якоря R_2), то решения удобно представить в виде рекуррентных соотношений для последующего их использования в численном алгоритме.

Электрические процессы в ИДК можно описать системой уравнений

$$R_1 i_1(t) + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C}\int_0^t i_1(t)dt + M_{12}(z)\frac{di_2}{dt} + V(t) i_2(t)\frac{dM_{12}}{dz}(z) = U_0\,; \quad (1)$$

$$R_2 i_2(t) + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{21}(z)\frac{di_1}{dt} + i_1(t)V(t)\frac{dM_{12}}{dz}(z) = 0\,. \quad (2)$$

Данная система (1) и (2) после ряда преобразований приводится к одному дифференциальному уравнению

$$a_3 \frac{d^3 i_1}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 i_1}{dt^2} + a_1 \frac{di_1}{dt} + a_0 i_1 = 0\,, \quad (3)$$

где $a_3 = \upsilon$; $a_2 = \chi - 2M_{12}V\dfrac{dM_{12}}{dz}$;

$$a_1 = R_1 R_2 + \frac{L_2}{C} - V^2 \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2; \; a_0 = \frac{R_2}{C};$$

$$\upsilon = L_1 L_2 - M^2; \;\; \chi = R_1 L_2 + L_1 R_2 .$$

Если дискриминант характеристического уравнения (3) меньше нуля, все корни действительны и решение для токов представляется в следующем рекуррентном виде [4]

$$i_n(t_{k+1}) = \left[1 - \frac{V^2}{R_1 R_2} \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2 \right]^{-1} \left\{ \left[i_n(t_k) - \frac{i_m(t_k) V^2}{R_1 R_2} \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2 \right] \times \right.$$

$$\times \left(\alpha_1 x_2 x_3 + \alpha_2 x_1 x_3 + \alpha_3 x_1 x_2 \right) + \left(\Omega_n - \frac{V \Omega_m}{R_n} \frac{dM_{12}}{dz} \right) \times$$

$$\times \left[\alpha_1 \left(x_2 + x_3 \right) + \alpha_2 \left(x_1 + x_3 \right) + \alpha_3 \left(x_1 + x_2 \right) \right] +$$

$$\left. + \left(\Lambda_n - \frac{V \Lambda_m}{R_n} \frac{dM_{12}}{dz} \right) \left(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 \right) \right\} \delta^{-1}. \qquad (4)$$

где n=1, 2 при m=2, 1;

$$\delta = x_1 x_2 \left(x_2 - x_1 \right) + x_1 x_3 \left(x_1 - x_3 \right) + x_2 x_3 \left(x_3 - x_2 \right);$$

$$\alpha_1 = \left(x_3 - x_2 \right) \exp(x_1 \Delta t); \; \alpha_2 = \left(x_1 - x_3 \right) \exp(x_2 \Delta t);$$

$$\alpha_3 = \left(x_2 - x_1 \right) \exp(x_3 \Delta t); \; \Omega_n = B_n + \frac{B_m V}{R_n} \frac{dM_{12}}{dz};$$

$$\Lambda_n = E_n + \frac{E_m V}{R_n} \frac{dM_{12}}{dz}; \; \gamma_1 = L_2; \quad \gamma_2 = -M_{12};$$

$$B_n = \upsilon^{-1} \left[i_n(t_k) \left(M_{12} V \frac{dM_{12}}{dz} - R_n L_m \right) + i_m(t_k) \times \right.$$

$$\left. \times \left(R_m M_{12} - K_m V \frac{dM_{12}}{dz} \right) - \gamma_k u_c(t_k) \right];$$

$$E_1 = \upsilon^{-2} \left\{ i_1(t_k) \left[R_1 \left(R_2 M_{12}^2 + R_1 L_2^2 - \frac{L_2 \upsilon}{C} \right) - \right. \right.$$

$$- M_{12} V \frac{dM_{12}}{dz} \left(\chi + 2 R_1 L_2 \right) + V^2 \left(L_1 L_2 + M_{12}^2 \right) \times$$

$$\left. \times \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2 \right] + i_2(t_k) \left[V \frac{dM_{12}}{dz} \left(L_2 \chi + 2 R_2 M_{12}^2 \right) - \right.$$

$$-M_{12}R_2\chi - V^2 M_{12}L_2\left(\frac{dM_{12}}{dz}\right)^2 + u_c(t_k)\times$$

$$\times\left(R_2M_{12}^2 + L_2^2R_1 - 2L_2VM_{12}\frac{dM_{12}}{dz}\right)\Bigg\};$$

$$E_2 = \upsilon^{-2}\Bigg\{i_1(t_k)\Bigg[M_{12}\left(\frac{\upsilon}{C} - R_1\chi\right) + V\frac{dM_{12}}{dz}\times$$

$$\times\left(2R_1M_{12}^2 + L_1\chi\right) - 2L_1M_{12}V^2\left(\frac{dM_{12}}{dz}\right)^2\Bigg] + i_2(t_k)\times$$

$$\times\Bigg[R_2\left(R_1M_{12}^2 + R_2L_1^2\right) - M_{12}V\left(2L_1R_2 + \chi\right)\frac{dM_{12}}{dz} +$$

$$+V^2\left(L_1L_2 + M_{12}^2\right)\left(\frac{dM_{12}}{dz}\right)^2\Bigg] + i_2(t_k)\Bigg[V^2\left(\frac{dM_{12}}{dz}\right)^2\left(L_1L_2 +\right.$$

$$\left.+M_{12}^2\right) + R_2\left(R_1M_{12}^2 + R_2L_1^2\right) - M_{12}V\frac{dM_{12}}{dz}\left(2L_1R_2 + \chi\right)\Bigg] +$$

$$+u_c(t_k)\Bigg[V\left(L_1L_2 + M_{12}^2\right)\frac{dM_{12}}{dz} - M_{12}\chi\Bigg]\Bigg\}.$$

Если дискриминант характеристического уравнения (3) больше нуля, то один из его корней действителен $x_1 = d$, а два других – комплексно сопряженные $x_{2,3} = f \pm jr$, и решение для токов приобретает вид

$$i_n(t_{k+1}) = \left(\xi_n - \frac{\xi_m V}{R_n}\frac{dM_{12}}{dz}\right)\Bigg/\left[1 - \frac{V^2}{R_1R_2}\left(\frac{dM_{12}}{dz}\right)^2\right], \qquad (5)$$

где

$$\xi_n = r^{-1}\left[r^2 + \left(f - d\right)^2\right]^{-1}\Big\langle r\cdot\exp(d\Delta t)\Big[\left(r^2 + f^2\right)\Theta_n -$$

$$-2\Omega_n f + \Lambda_n\Big] + \exp(f\Delta t)\Big\{\sin(r\Delta t)\Big[d\left(f^2 - r^2 - df\right)\Theta_n +$$

$$+\left(r^2 + d^2 - f^2\right)\Omega_n + \left(f - d\right)\Lambda_n\Big] + r\cos(r\Delta t)\Big[d\Theta_n\times$$

$$\times\left(d - 2f\right) + 2\Omega_n f - \Lambda_n\Big]\Big\}\Big\rangle;$$

$$\Theta_n = i_n(t_k) + \frac{V\cdot i_m(t_k)}{R_n}\frac{dM_{12}}{dz}.$$

Величину перемещения якоря можно представить в виде рекуррентного соотношения [8]:

$$\Delta Z(t_{k+1}) = \Delta Z(t_k) + V(t_k)\Delta t + \vartheta \cdot \Delta t^2 / (m_1 + m_2), \qquad (6)$$

где $V(t_{k+1}) = V(t_k) + \vartheta \cdot \Delta t / (m_1 + m_2)$ – скорость якоря; $\vartheta = i_1(t_k) i_2(t_k) \dfrac{dM_{12}}{dz}(z) - g(m_1 + m_2)$; m_1, m_2 – масса якоря и ПТ, соответственно; $\Delta Z(t)$ – величина перемещения; g – ускорение свободного падения.

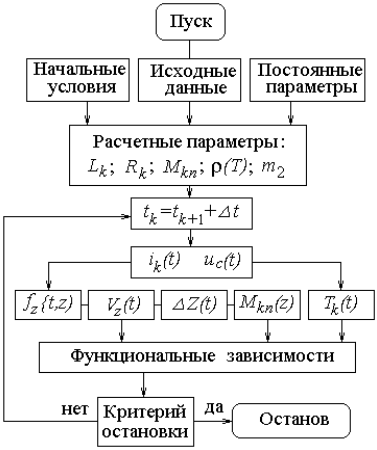


Рис. 3. Расчетный алгоритм ИДК.

Значения индуктивности *n*-го активного элемента L_n определяется через векторный потенциал магнитного поля [9], а значение взаимоиндуктивности между активными элементами определяется по методу разложения в ряд Тейлора [10] на каждом временном шаге. На рис.3 представлен расчетный алгоритм параметров и характеристик ИДК, на основании которого разработана компьютерная программа, моделирующая электромеханические процессы катапульты с параметрами, представленными в табл.1.

Таблица 1 – Основные параметры ИДК

Параметр	Величина
Внешний диаметр индуктора и якоря, мм	55
Внутренний диаметр индуктора, мм	5
Высота индуктора, мм	5
Внутренний диаметр якоря, мм	1
Высота якоря (базового), мм	2,0
Число витков индуктора, шт	24
Сечение витка индуктора, мм^2	1,8×2,4
Масса пробного тела, кг	0,12
Напряжение ЕНЭ, В	600

Для возбуждения индуктора использована электронная схема (рис. 2, б), обеспечивающая начальный однополупериодный импульс отталкивания якоря и повторный однополуперионый импульс элек-

тродинамического торможения падающего якоря путем подачи управляющего импульса на тиристор *VS*. В качестве управляющего воздействия для ИДК, обеспечивающего различную высоту подбрасывания якоря с ПТ, используем дискретное изменение емкости ЕНЭ.

3. Результаты математического моделирования. На рис. 4 представлены электромеханические характеристики ИДК, полученные при различных емкостях ЕНЭ, при перемещении якоря с ПТ в ваккумной камере при отсутствии трения. Для рассматриваемой катапульты фазовый сдвиг между разрядным в индукторе и индуцированным в якоре токами практически отсутствует, что задается частотой колебательного контура возбуждения. С ростом емкости ЕНЭ возрастает величина и длительность токовых импульсов (рис.4,а), что обуславливает увеличение импульса силы, действующего от индуктора на ускоряемый якорь

$$F_{12} = \int f_z(t,z)dt\,. \qquad (7)$$

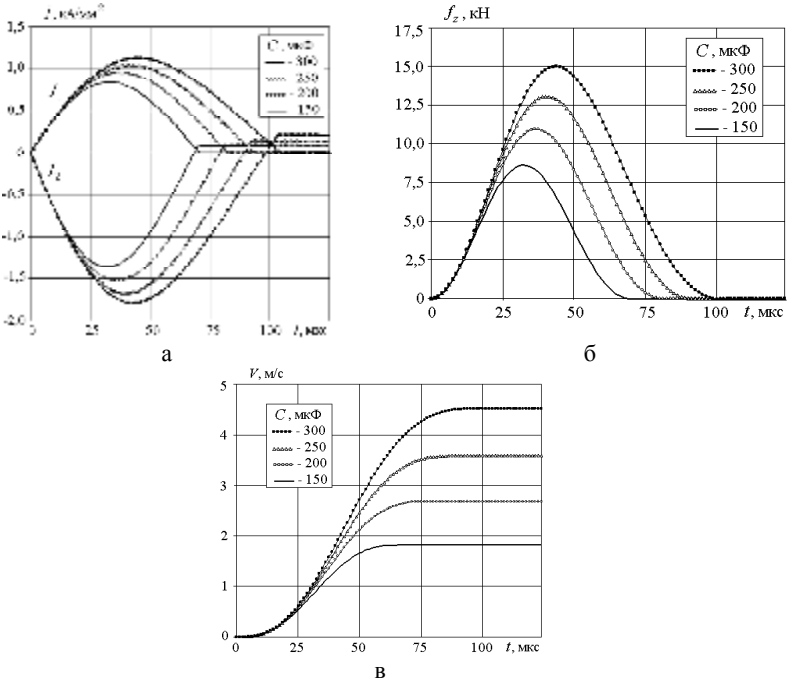


Рис. 4. Плотности тока индуктора j_1 и якоря j_2 (а), аксиальные силы f_z (б) и скорости якоря V (в) ИДК, при возбуждении индуктора от ЕНЭ различной емкости.

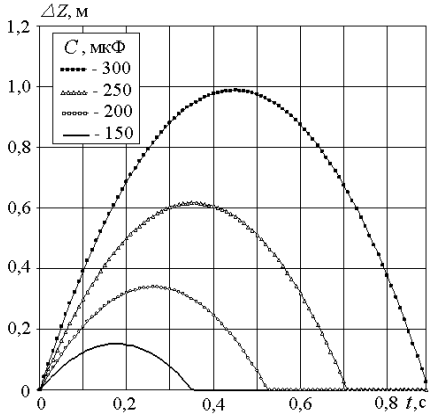


Рис. 5. Вертикальное перемещение якоря при возбуждении индуктора от ЕНЭ различной емкости.

Вследствие указанного изменения аксиальной силы происходит рост скорости якоря (рис. 4,в). При двукратном (с 150 до 300 мкФ) увеличении емкости ЕНЭ, а значит и его энергии $W = 0{,}5 \cdot CU_0^2$ происходит более существенный рост скорости (в 2,5 раз). Высота подбрасывания якоря с ПТ вследствие такого изменения скорости и аксиальной силы меняется в 6,5 раз с 151,8 до 987,4 мм (рис. 5). При этом в 2,5 раза возрастает и время движения якоря, что важно для электронной регистрирующей аппаратуры баллистического гравиметра.

Повысить эффективность ИДК можно путем уменьшения массы дискового якоря за счет его высоты (толщины) h_2. При уменьшении высоты якоря с 2,0 до 1,2 мм ток в индукторе практически не меняется, в то время как в якоре плотность тока в импульсе существенно возрастает (рис. 6,а). Одним из факторов, обуславливающих это, является увеличение исходного коэффициента магнитной связи между индуктором и якорем $k_{12}(0) = M_{12}(0)L_1^{-0,5}L_2^{-0,5}$. В результате возрастает амплитуда и уменьшается длительность силового импульса (рис. 6,б). Но такой силовой импульс и уменьшенная масса якоря приводят к возрастанию высоты подбрасывания с 339 мм до 408 мм (рис. 6,в).

Таким образом, происходит повышение эффективности ИДК и снижение его материалоемкости.

Выводы. Предложено новая концепция катапульты баллистического гравиметра, основанной на индукционно-динамическом отталкивании якоря от неподвижного индуктора за счет магнитного поля.

Разработана математическая модель индукционно-динамической катапульты, основанная на численно-аналитическом подходе при учете взаимосвязанных электромагнитных, тепловых и механических процессов и соответствующих нелинейных параметров.

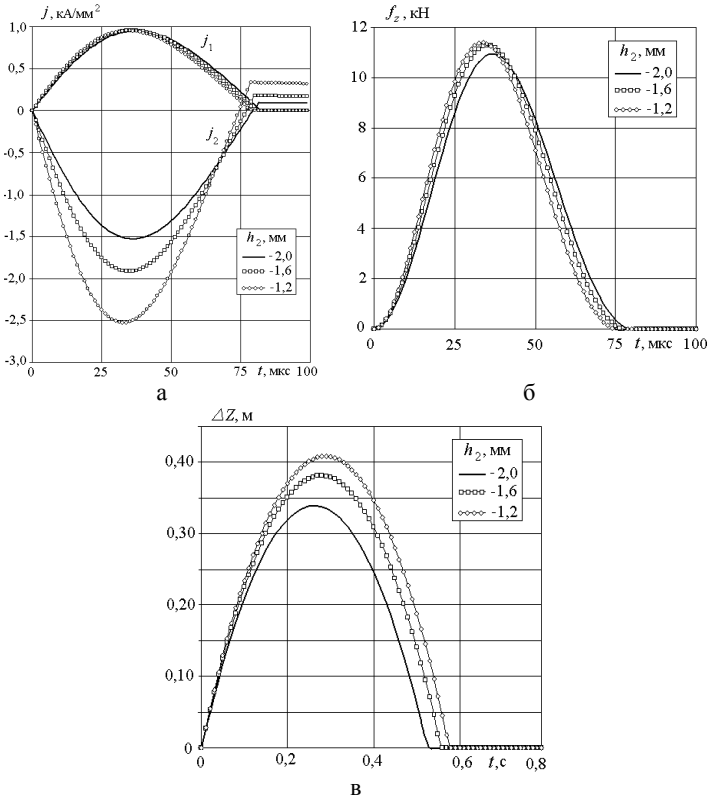


Рис. 6. Плотности ток индуктора j_1 и якоря j_2 (а), аксиальные силы f_z (б) и скорости якоря V (в) ИДУ при различной высоте якоря.

Получены электромеханические характеристики ИДК, высота подбрасывания пробного тела, у которого регулируется емкостью импульсного источника. Показано, что путем уменьшения высоты электропроводящего якоря можно повысить эффективность катапульты.

Список литературы: 1. *Грушинский Н.П.* Основы гравиметрии. – М.: Наука, 1983. – 356 с. **2.** *Грабовская Л.А., Занимонский Е.М., Костин А.Ф.* и др. Оценка случайных погрешностей баллистического гравиметра // Работы по исследованию баллистических гравиметров: Сб. научн. тр. – Л.: НПО "ВНИИМ им. Д.И. Менделеева". – 1988. – С. 27-34. **3.** *Коронкевич В.П., Арнаутов Г.П., Стусь Ю.Ф.* Абсолютный лазерный баллистический гравиметр // Препринт ИАиЭ СО АН СССР. – Новосибирск. – 1982. – № 196. – 37 с. **4.** *Болюх В.Ф., Данько В.Г.*

Лінійні електромеханічні перетворювачі імпульсної дії. — Харків: НТУ "ХПІ". – 2006. – 260 с. **5.** *Татмышевский К.В., Козлов С.А.* Магнитно-импульсные установки для испытаний изделий авиакосмической техники на ударные воздействия // Авиакосмическое приборостроение. – 2005. – № 12. – С. 52-57. **6.** *Батыгин Ю.В., Бондаренко А.Ю., Чаплыгин Е.А.* Электродинамические процессы в цилиндрической индукционной индукторной системе для магнитно-импульсного притяжения листовых заготовок // Авиационно – космическая техника и технология. – 2007. – № 11 (47). – С. 109-117. **7.** *Тютькин В.А.* Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов // Электротехника. – 2002. – № 11. – С. 24-28. **8.** *Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С.* Теоретические и экспериментальные исследования индукционно-динамического двигателя, возбуждаемого от полярного емкостного накопителя // Техн. електродинаміка. Тем. випуск: Проблеми сучасної електротехніки. – 2006. – Ч. 2. – С. 65-70. **9.** Расчет электрических цепей и электромагнитных полей на ЭВМ / *М.Г. Александрова, А.Н. Белянин, В. Брюкнер* и др. / Под ред. Л.В. Данилова, Е.С. Филиппова. – М.: Радио и связь, 1983. – 344 с. **10.** *Алиевский Б.Л., Октябрьский А.М., Орлов В.Л.* Расчет параметров магнитных полей осесимметричных катушек. – М.: Изд-во МАИ, 1999. – 320 с.

Болюх Володимир Федорович, професор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера за фахом "Кріогенна техніка" в 1979 р., дисертації кандидата і доктора технічних наук в Харківському політехнічному інституті за фахом електричні машини і апарати, відповідно в 1987 і 2003 рр. Професор кафедри "Загальна електротехніка" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" з 2004 р. Наукові інтереси пов'язані з проблемами лінійних електромеханічних перетворювачів, кріогенних і надпровідникових електромеханічних пристроїв.
Тел: (0572) 63-76-19, e-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua

Вінніченко Олександр Іванович, захистив диплом інженера в 1981 р. в Харківському політехнічному інституті за фахом фізика металів. Провідний інженер ННЦ "Інститут метрології" м. Харків. Наукові інтереси пов'язані балістичними гравіметрами та еталонами прискорення вільного падіння.
Тел.: (057) 704-97-48, e-mail: vinn96@yandex.ua

Поступила в редколлегию 26.01.2011
Рецензент д.т.н., проф. Лупіков В.С.

УДК 621.314.214

Л.Б. ЖОРНЯК, канд. техн. наук, доц., ЗНТУ, Запорожье
В.И. ОСИНСКАЯ, ст. преподаватель, ЗНТУ, Запорожье
И.Ю. СКИБА, студент, ЗНТУ, Запорожье

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА С УСТРОЙСТВОМ РПН ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЭНЕРГОЕМКИХ ПРОИЗВОДСТВ

Досліджені питання підвищення якості напруги в мережах енергоємних споживачів електроенергії. Запропоновано модель системи регулювання напруги силового трансформатора з РПН типа РНТА – 220/1250 в пакеті програм Matlab (Simulink 4) для підвищення ефективності металургійного виробництва за рахунок регулювання потужності.

Исследованы пути повышения качества напряжения в сетях энергоемких потребителей электроэнергии. Предложена модель системы регулирования напряжения силового трансформатора с РПН типа РНТА – 220/1250 в пакете программ Matlab (Simulink 4) для повышения эффективности металлургического производства за счет регулирования мощности.

Введение. Известно, что установки дуговых печей являются крупными потребителями электроэнергии, а их единичные мощности измеряются тысячами и десятками тысяч киловатт. Например, расход электроэнергии дуговыми печами на расплавление тонны твердой завалки достигает 400…600 кВт/ч, а для поддержания дуги в течение технологического процесса подается напряжение от 120 до 600 В и ток 10-15 кА. Меньшие значения напряжений и токов относятся к печам емкостью 12 тонн и мощностью 50000 кВА. Питание печей производится от сетей 6, 10 и 35 кВ через понижающие печные трансформаторы (максимальные значения вторичного линейного напряжения трансформаторов лежат обычно в пределах до 320 В у печей малой и средней емкости и до 510 В у крупных печей) [1]. Кроме того, дуговые сталеплавильные печи являются мощным и нестабильным потребителем для энергосистемы, из-за чего она работает с низким коэффициентом мощности η = 0,7…0,8. Потребляемая из сети мощность меняется в течение плавки, а электрический режим характеризуется частыми толчками тока, вплоть до обрыва дуги эксплуатационных коротких

замыканиях. Дуги генерируют высокочастотные гармоники, нежелательные для других потребителей и вызывающие дополнительные потери в питающей сети. Для повышения коэффициента мощности используется подключение конденсаторов на шины главной питающей подстанции, которая обеспечивает питание группы печей. Учитывая, что при толчках тока реактивная мощность колеблется в больших пределах, необходимо обеспечить возможность быстрой смены этой емкости. Для такого регулирования можно использовать высоковольтные тиристорные ключи, управляемые схемой поддержания коэффициента мощности, близким к единице. Для борьбы с высшими гармониками используются фильтры, настроенные на наиболее интенсивные гармоники. Широко применяется выделение печных подстанций на самостоятельное питание, связанное с другими потребителями напряжением 110, 220 кВ. В этом случае искажение кривых тока и напряжения у других потребителей удается удержать в допустимых пределах.

Известно, что различные стадии обработки металла в дуговых печах характеризуются различными режимами горения электрической дуги [2]. При этом требуется широкий диапазон оперативного регулирования и высокая точность поддержания мощности, подводимой к печи. Регулирование мощности питания печи обеспечивает необходимый ход металлургической реакции, а особенности технологического процесса, в свою очередь, требуют от дуговой печи следующее:

1) способность быстро реагировать на эксплуатационные короткие замыкания и обрывы дуги, быстро восстанавливать нормальный электрический режим, ограничивать до допустимых пределов токи эксплуатационных замыканий;

2) гибкости управления мощностью, подводимой к печи.

Существующая система регулирования электрической мощности, подводимой к печи, инерционна и, поскольку печные трансформаторы работают в особо тяжелых условиях резкопеременного графика ударной нагрузки, к ним предъявляются более высокие требования по сравнению с обычными силовыми трансформаторами. Например, они должны обладать большей перегрузочной способностью по току, повышенной прочностью, большим диапазоном и числом ступеней вторичного напряжения и т.д. [2]. Все это ведет к удорожанию не только трансформаторов, но и самого конечного продукта металлургического производства в целом. Мощность печного трансформатора является важнейшим параметром дуговой печи и определяет длительность расплавления металла, что в значительной степени сказывается на производительности печи, напряжение на которой в течение плавки требуется изменять в довольно широких пределах. На первом этапе плавки, когда происходит расплавление скрапа, в печь должна вводиться мак-

симальная мощность, чтобы ускорить этот процесс. Но при холодной шихте дуга неустойчива. Поэтому для увеличения мощности необходимо повышать напряжение. Продолжительность этапа расплавления составляет 50 % и более от общего времени плавки, при этом потребляется 60-80 % электроэнергии. На втором и третьем этапах – при окислении и рафинировании жидкого металла (удалении вредных примесей и выжигании лишнего углерода) дуга горит спокойнее, температура в печи выше, длина дуги увеличивается [1, 2].

Постановка задачи. Для обеспечения нормальной и высокопроизводительной работы дуговые печи оборудуются автоматическими регуляторами мощности дуговых печей (АРМ), которые осуществляют поддержание постоянства заданной мощности электрической дуги. Работа автоматического регулятора мощности дуговой печи основана на изменении положения электродов относительно загрузки – в дуговых печах прямого нагрева или относительно друг друга в дуговых печах косвенного нагрева, т.е. в обоих случаях используется регулирование длины дуги. АРМ дуговых печей должны обеспечивать:

1) Автоматическое зажигание дуг.

2) Автоматическое устранение обрывов дуги и эксплуатационного короткого замыкания.

3) Быстродействие около 3 секунд при устранении обрывов дуги эксплуатационного короткого замыкания.

4) Апериодический характер процесса регулирования.

5) Возможность плавно изменять мощность, вводимую в печь, в пределах от 20-125 % от номинальной и поддерживать ее с точностью 5%.

6) Остановка электродов при исчезновении напряжения питания.

Автоматическое регулирование напряжения на шинах электростанций и печных подстанций преимущественно осуществляется в виде встречного регулирования, при котором в период наибольших нагрузок напряжение устанавливается выше номинального напряжения сети (с целью компенсации потерь напряжения). В период же наименьших нагрузок напряжение автоматически понижается. В условиях эксплуатации стремятся, по возможности, уменьшить количество переключений ответвлений трансформатора, сознательно идя на некоторое снижение качества регулирования, но добиваясь этим повышения надежности систем электроснабжения. Для этого задают закон регулирования, который нечувствителен к кратковременным колебаниям напряжения, но реагирующий на отклонения, большие, чем зона нечувствительности.

Модель работы системы регулирования напряжения силового трансформатора с устройством РПН. Для повышения устойчивости регулирования предложено использовать модель, которая позволяет учитывать знак производной огибающей регулируемого напряжения и не

производить дополнительных переключений ответвлений трансформатора, если регулируемый параметр находится вне зоны нечувствительности регулятора, но под влиянием внешних факторов движется в эту зону [3-5]. Оценка устойчивости исследуемой системы автоматического регулирования (САР) в [6-9] совмещена с оценкой качества его переходных процессов (последние в случае устойчивой системы будут с течением времени затухать). В работе [7] была описана модель, позволяющая разработать рациональный алгоритм переключения отпаек силового трансформатора, что, в конечном счете, обеспечивает повышение качества сетевого напряжения при одновременном повышении эксплуатационной надежности РПН. В качестве примера была рассмотрена имитационная модель трехфазного двухобмоточного силового трансформатора с РПН в пакете программ Matlab (Simulink 4) [7, 8], показанная на рис. 1 и 2.

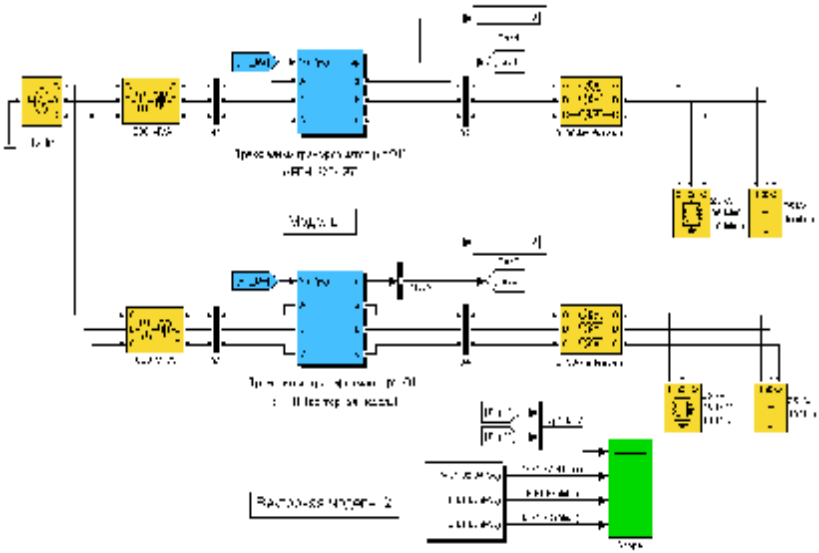


Рис. 1.

Автоматический контроль напряжения на регулируемом трансформаторе осуществляется системой управления напряжением обычно на обмотках или шинах. Такая система управления в данном случае обеспечивается блоком "Three-Phase OLTC Regulating Transformer", которая автоматически определяет положение ответвлений для устройств РПН типа РНОА-220/1250 с параметрами 220 кВ, 1250 А, до 3000 В и числом ступеней регулирования ± 8.

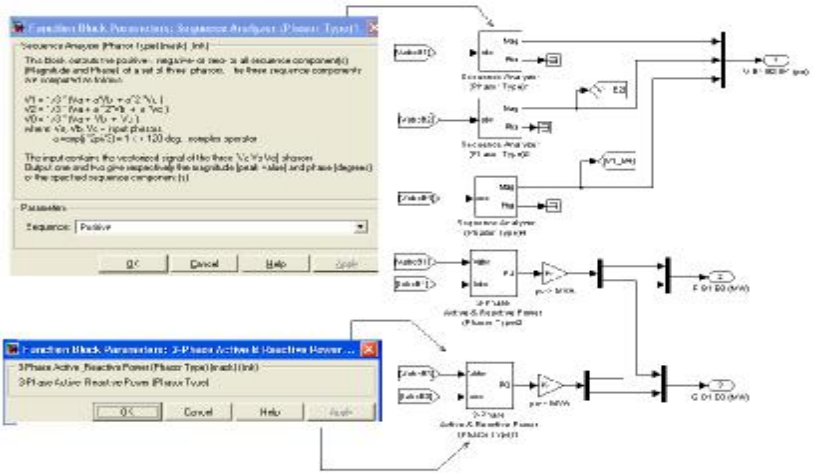


Рис. 2.

Выводы. Моделирование системы управления напряжением в пакете программирования Matlab (Simulink 4) позволяет значительно повысить не только качество поставляемой энергии энергоемким производствам, но и эффективность самого металлургического производства. Результаты, получаемые при моделировании и соответствующих расчетах, позволяют сделать вывод о том, насколько быстро в синтезированной системе автоматического регулирования напряжения силового трансформатора РПН (в данном примере это РНОА – 220/1250) происходит затухание переходных процессов при ступенчатом переключении обмоток, и нужно ли такое дополнительное переключение ответвлений РПН, пока не закончился переходный процесс. Прогнозирование числа и скорости переключений обмоток силового трансформатора позволит оптимизировать не только регулирование потребляемой мощности, но и, в конечном счете, обеспечить требуемый технологический процесс.

Кроме этого, применение системы моделирования позволит сократить затраты при модернизации существующих подстанций, обеспечивающих питание металлургического производства, увеличить время службы контактов устройств РПН силовых трансформаторов, снизить потери мощности и электроэнергии в действующих сетях, предупредить нежелательные аварийные режимы работы потребителей этой энергии.

Список литературы: 1. *Окороков Н. В.* Дуговые сталеплавильные печи. – М.: Металлургия, 1971 – 345 с. **2.** *Леушин А.И.* Дуга горения. Свойства мощных

дуг современных сталеплавильных печей. – М.: Металлургия, 1973 – 245 с. **3.** *Розанов Ю.К., Рябчинский М.В.* Современные методы улучшения качества электроэнергии (аналитический обзор) // Электротехника. – 1998. – № 3. – С. 10-17. **4.** *Мокин Б.И., Выговский Ю.Ф.* Автоматические регуляторы в электрических сетях. – К.: Техніка, 1985 – 104 с. **5.** *Грабко В.В.* Моделі і засоби регулювання напруги за допомогою трансформаторів з пристроями РПН. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ, 2005. – 109 с. **6.** *Жежеленко И.В.* Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленных предприятиях. – К.: Техника, 1981. – 160 с. **7.** *Жорняк Л.Б., Осинская В.И.* Исследование методов моделирования работы системы регулирования напряжения силового трансформатора с устройством РПН для повышения качества электроснабжения потребителей электроэнергии // Електротехніка та електромеханіка. – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2007. – № 4. – С. 15-21. **8.** *Дьяконов В., Круглов В.* Математические пакеты расширения MATLAB. Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2001. – 480 с. **9.** *Баталыгин С. Н.* Автоматизация средств диагностики электрических цепей силовых высоковольтных трансформаторов: Автореф. дис…канд. техн. наук: 05.09.01 / Ижевск, 2007. – 24 с.

Жорняк Людмила Борисовна, кандидат технических наук, доцент. Защитила диплом инженера, диссертацию кандидата технических наук в Харьковском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты соответственно в 1982, 2004 гг. Доцент кафедры "Электрические аппараты" Национального технического университета "Запорожский национальный технический университет" с 2005 г.
Научные интересы связаны с исследованием повышения надежности и работоспособности электрических аппаратов и оборудования энергоемких производств.

Осинская Валентина Ивановна, старший преподаватель.
Защитила диплом инженера в Коммунарском горно-металлургическом институте по специальности электрические машины и аппараты в 1971 г. Старший преподаватель кафедры "Электрические аппараты" Национального технического университета "Запорожский национальный технический университет" с 2007 г.
Научные интересы связаны с исследованием повышения надежности и работоспособности электрических аппаратов и оборудования энергоемких производств.

Скиба Иван Юрьевич, студент.
Студент Запорожского национального технического университета, кафедры "Электрические аппараты" с 2006 г.

Поступила в редколлегию 26.11.2010
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.3.013

Е.Г. КОРОЛЬ, ассистент, НТУ "ХПИ", Харьков
В.С. ЛУПИКОВ, д-р техн. наук, проф., зав. каф., НТУ "ХПИ", Харьков
А.Г. СЕРЕДА, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков
Ю.Д. РУДАС, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., НТЦ МТО НАН Украины

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ БЛОКА КОМПЕНСАЦИЯ ПЕРЕМЕННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ

Приведено результати експериментальних досліджень блока автоматичної компенсації магнітного поля у складі автоматичного вимикача серії А3770. Описано методику налагодження параметрів компактного електромагніта компенсатора зі складеним феромагнітним осердям, дві частини якого розташовуються під прямим кутом. Результати досліджень рекомендовано для використання при проектуванні автоматичних систем високоточної компенсації магнітного моменту електроустаткування.

Приведены результаты экспериментальных исследований блока автоматической компенсации магнитного поля в составе автоматического выключателя серии А3770. Описана методика настройки параметров компактного электромагнита компенсатора с составленным ферромагнитным сердечником, две части которого располагаются под прямым углом. Результаты исследований рекомендованы для использования при проектировании автоматических систем высокоточной компенсации магнитного момента электрооборудования.

Введение. Одной из актуальных проблем для энергетических объектов различного назначения является электромагнитная совместимость силового электрооборудования и слаботочных элементов систем контроля и управления [1-3]. В полной мере это относится и к автоматическим выключателям серии А3770 (АВ) на токи более 100 А [4]. Особенностью современных АВ является то, что они выполняются в малых объемах, что ограничивает возможности применения средств снижения их магнитного поля, в частности, систем автоматической компенсации магнитного момента (ММ) [5, 6], являющихся достаточно сложными устройствами, элементы которых трудно выполнить без существенного изменения всей идеологии проектирования АВ. Как показывает анализ, вектор переменного ММ АВ содержит две пространственные компоненты. Большая компонента ММ создается тока-

ми контуров силовой трехфазной цепи, расположенных в одной плоскости, параллельной лицевой стороне АВ. Меньшая компонента ММ создается контурами петель термобиметаллического расцепителя и направлена по оси выводов АВ.

Для преодоления этих трудностей предложено малогабаритное устройство для компенсации ММ [7], состоящее из двух одинаковых электромагнитов компенсаторов (ЭК), конструктивно выполненных в виде блока-приставки (БП). Каждый из ЭК представляет собой цилиндрическую катушку, внутри которой располагается составной ферромагнитный сердечник. Он состоит из двух стержней: основного (ОС), расположенного внутри катушки, и дополнительного (ДС), расположенного на одном торце ОС. Оси ОС и ДС перпендикулярны и параллельны векторам большей и меньшей компонент ММ АВ. Оба сердечника имеют возможность перемещения вдоль своей оси и последующей фиксации положения: ОС – внутри катушки, ДС – на торце ОС.

Новизна конструкции БП связана с реализацией принципа намагничивания полем одной катушки ферромагнитных сердечников ОС и ДС. Наибольшая намагниченность ОС достигается при совпадении центра сердечника с центром катушки. При смещении стержня от центра катушки его суммарная намагниченность уменьшается. Аналогичную характеристику намагниченности имеет и ДС при смещении (удалении) его относительно оси ОС. При этом каждый из намагниченных сердечников характеризуется вектором ММ его намагниченности. Комбинацией намагниченностей этих ортогонально расположенных сердечников обеспечивается регулировка по величине и направлению каждой из компонент вектора компенсирующего ММ ЭК. Регулировка проводится при стендовой настройке БП по результатам измерения компонент результирующего ММ, создаваемого при одновременной работе АВ и БП. Суть регулировки сводится к подбору такого смещения сердечников ОС и ДС, при котором суммарный ММ АВ и БП равен нулю в пределах точности настройки.

Цель работы – Экспериментальная проверка методики настройки блока приставки для компенсации магнитного момента автоматического выключателя.

1 Конструкция блока электромагнитов компенсаторов. В состав БП входят два электромагнита компенсатора, включенные в фазы *A* и *C*, и проходная шина фазы *B*. Схема подключения выводов БП к выводам АВ приведена на рис. 1. Обозначения на схеме: 1 – АВ; 2 – БП; 3, 4 – выводы соответственно АВ и БП; 5 – выступающие выводы БП для подключения у внешней цепи; x, y, z – конструкционные оси

АВ; 0 – центр системы координат, совпадающий с геометрическим центром АВ.

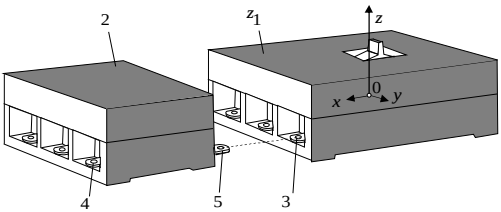


Рис. 1.

Электрическая схема соединения выводов АВ и БП показана на рис. 2. Шинопроводы фаз обозначены *A*, *B*, *C*. Электромагнит компенсатор ЭК показан в виде окружности с квадратом внутри, соответствующих катушке К и ОС. Ток фазы обозначен *I*, площадь контура силовой цепи, образованного шинопроводами фаз А, В и условными закоротками З АВ обозначена S_z, а для БП – S'_z

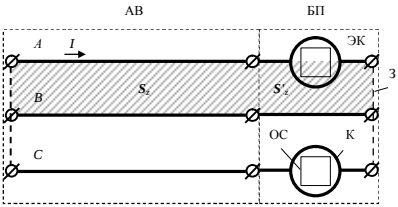


Рис. 2.

Внешний вид БП со снятой верхней крышкой приведен на фото на рис. 3. Основные элементы конструкции: 1 – вывод катушки ЭК, он же вывод БП; 2 – цилиндрическая катушка ЭК; 3, 4 – основной ОС и дополнительный ДС ферромагнитные сердечники; 5 – направляющая шпилька для перемещения ОС; 6 – направляющие полозья для перемещения ДС; 7 – гайки фиксации ОС и ДС; 8 – средняя шина, вывод средней фазы; 9 – корпус, нижняя часть. Более детально конструкция расположения ферромагнитных элементов приведена на фото на рис. 4. Дополнительной позицией 10 обозначены кольцевые направляющие для перемещения ОС внутри катушки.

При проектировании ЭК размеры его ферромагнитного сердечника ОС выбраны такими, чтобы создаваемый компенсирующий ММ по

величине был несколько больше ММ АВ (с учетом увеличения площади контура S_z на величину S'_z дополнительного контура БП и возможности регулирования компенсирующего ММ в сторону уменьшения). Размеры ДС рассчитаны исходя из отношения большей и меньшей компонент ММ АВ равном 10:1. Расчет проведен по методике [8].

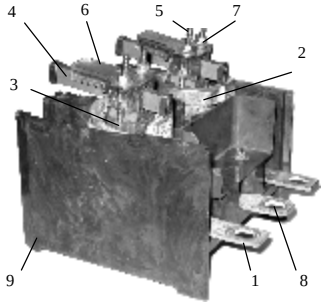


Рис. 3.

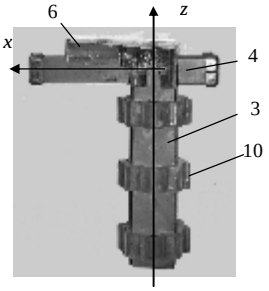


Рис. 4.

2 Магнитоизмерительный стенд.

Экспериментальные исследования проведены на специализированном магнитноизмерительном стенде Научно-технического центра магнетизма технических объектов НАН Украины. В рабочем объеме стенда обеспечивается минимальный уровень помех от внешних источников магнитного поля. Стенд оснащен источником питания трехфазного переменного тока, устройствами контроля и управления их величинами. Как источник питания использовался индукционный генератор напряжением 380 В частотой 50 Гц, пуск и управление током которого обеспечивалось со штатного пульта управления. Действующее значение тока фазы менялось в диапазоне 0,1-90 А, нагрузка по фазам одинаковая. Измерительная аппаратура стенда соответствует требованиям в части точности измерений и поверена.

В состав измерительной системы входят четыре трехкомпонентных первичных преобразователя (сосредоточенные индукционные катушки $Д_1$-$Д_4$), пульт управления ПУ питанием, переключатель каналов ПК (измеряемых компонент ММ) и анализатор частот АЧ. Схема расположения на стенде первичных преобразователей $Д_1$-$Д_4$ относительно АВ при измерении ММ показана на рис. 5. Фото анализатора частот с ПУ и переключателем каналов – на рис. 6, фото измерительного стенда с АВ при измерениях приведено на рис. 7. Фото АВ с приставкой приведено на рис. 8.

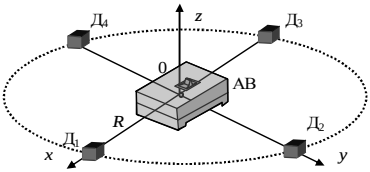


Рис. 5.

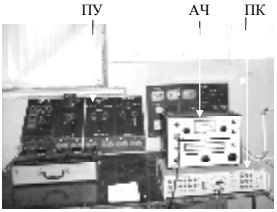


Рис. 6.

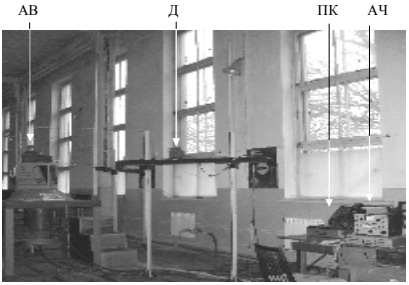


Рис. 7.

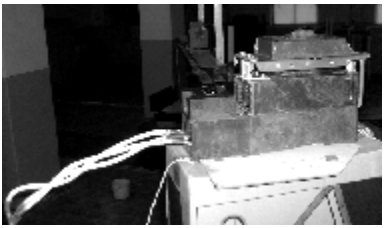


Рис. 8.

Первичные преобразователи $Д_1$-$Д_4$ конструктивно выполнены одинаковыми и установлены на координатном устройстве, которое обеспечивает расположение в горизонтальной плоскости и индивидуальную регулировку их удаления *R* от центра 0 рабочего объема измерительной системы. Преобразователи расположены в горизонтальной плоскости на осях координат *x* и *y* и удалены от центра на расстояние *R*. Пульт управления ПУ обеспечивает выбор режима работы измерительной системы (калибровка или измерение), ПК – выбор измеряемой компоненты ММ и компенсацию помехи.

Измерение компонент ММ АВ не стенде проводилось в соответствии с методикой [9], которая включает:

– установку АВ в центре измерительной системы и ориентацией конструктивных осей вдоль осей системы измерения (рис. 5);

– установку первичных преобразователей в соответствии со схемой из четырех датчиков (рис.5) на одинаковом удалении $R > 1{,}5\ L$ от центра измерительной системы, где L – наибольший габаритный размер АВ. В данных исследованиях выбрано $R = 3{,}2$ м, что на порядок превышает габарит АВ;

– ориентацию первичных преобразователей в соответствии с измеряемой компонентой ММ;

– компенсацию сигнала помехи в измерительной системе от внешних источников магнитного поля на измеряемой частоте с помощью ПК;

– компенсацию в измерительной системе составляющей магнитного поля кабеля питания по описанной ниже методике;

– измерение компонент переменного ММ.

Методика компенсации включает установку перемычек на входных выводах АВ; установку с помощью ПУ тока питания кабеля, равного номинальному току АВ; компенсацию с помощью ПК сигнала в измерительной системе от поля кабеля.

3. Методика настройки. Настройка параметров БП проводилась по следующей методике:

1. Подается питание на фазы *AB* автоматического выключателя с подключенным БП (на рис. 2 образованный контур питания заштрихован).

2. Ферромагнитные сердечники ОС и ДС, устанавливаются симметрично, т.е. их центры совпадают соответственно с центром катушки и осью ОС.

3. Измеряются компоненты $M_x = M_x[0]$ и $M_z = M_z[0]$ вектора ММ АВ с включенным БП.

4. Устанавливается небольшое фиксированное смещение ОС настраиваемого ЭК в фазе *A* по оси *z* (шаг настройки 1).

5. Проводится измерение компоненты ММ $M_z[1]$ после шага настройки 1 и сравнивается с величиной $M_z[0]$.

6. В случае, если знак разности ($M_z[0] - M_z[1]$) не меняется, устанавливается новое небольшое фиксированное смещение ОС в том же направлении. В случае, если знак этой разности меняется, то устанавливается фиксированное смещение ОС в противоположном направлении.

7. Операция 6 повторяется до тех пор, пока не выполнится условие для суммарного ММ на *K* шаге:

$$\left|\frac{M_z[K-1] - M_z[K]}{M_z[0]}\right| \le \varepsilon ,$$

где ε – требуемая относительная величина погрешности настройки; *K*, *K*–1 – текущий и предыдущий шаг настройки.

8. Фиксируется положение сердечника ОС.

9. Устанавливается небольшое фиксированное смещение ДС по оси *x* для настраиваемого ЭК.

10. Повторяются операции пп. 5-7 для компоненты ММ M_x.

11. Фиксируется положение сердечника ДС.

12. Подается питание на фазы *CB* автоматического выключателя с подключенным БП.

13. Повторяются операции пп. 2-11 для ЭК, включенного в фазу *C*.

Для повышения точности настройки измерения проводились только вдоль оси *x* измерительной системы. Для измерения компоненты ММ по оси *z* АВ с подключенным БП поворачивался до совпадение его конструктивной оси *z* с осью *x* измерительной системы. Этим обеспечиваются лучшие условия компенсации поля внешних помех. Такой способ измерений предусмотрен методикой [9] для малогабаритного электрооборудования.

4. Экспериментальные данные. Измерения компонент ММ и настройка БП проведены при токе 60 А. Число шагов настройки для ОС и ДС не превышало 10. Экспериментальные данные пересчитаны на номинальный ток АВ 160 А путем пропорционального умножения на отношение токов. Проверка компенсации на номинальном токе проведена для одной максимальной компоненты. Эффективность компенсации *E* определялась для каждой компоненты магнитного момента как отношение соответствующих величин магнитного момента А3790 до и после компенсации. Результаты пересчета компонент ММ на номинальный ток и величины эффективности компенсации каждой компоненты приведены в табл. 1.

Таблица 1 – Экспериментально определенные величины компонент ММ и расчетная оценка эффективности их компенсации.

Вариант	Компонента магнитного момента, А·м^2		
	M_x	M_y	M_z
АВ без БП	5,00	0,04	13,40
АВ с БП	0,18	0,04	0,19
E	28,00	1,00	70,00
Требования	0,20	0,20	0,20

Максимальная величина эффективности компенсации компоненты магнитного момента в направлении оси контуров силовой цепи выключателя составила 70 единиц.

Анализ данных экспериментов показывает следующее. Максимальная величина эффективности 70 единиц достигнута для наибольшей компоненты ММ – M_z. Минимальная величина ММ после компенсации составляют 0,04 А·м^2 (для компоненты M_y); она определяется методической погрешностью измерений и наличием поля токопроводов закоро-

ток (эти проводники видны на рис. 8, слева от БП). Эффективность компенсация компоненты M_x ниже максимальной, что можно объяснить методической погрешностью измерений для малых величин ММ.

Полученные данные по компенсации переменного магнитного момента А3770 подтвердили работоспособность БП и возможность применения его для гарантированного обеспечения требований электромагнитной совместимости автоматических выключателей в части переменного магнитного поля частоты сети.

Выводы.

1. Предложена методика настройки электромагнита компенсатора с составным ферромагнитным сердечником. Достоинством методики является практически независимая регулировка двух компонент ММ с помощью основного и дополнительного ферромагнитных сердечников. Правильность методики подтверждена экспериментально на автоматическом выключателе серии А3770 с блоком приставкой для компенсации магнитного момента.

2. Выполнены экспериментальные исследования блока компенсация переменного магнитного поля, предназначенного для комплектации автоматических выключателей серии А3770. Определены величины эффективности компенсации компонент переменного магнитного момента частоты сети для блока приставки. Эффективность компенсации максимальной компоненты магнитного момента составила 70 единиц. Разработанный блок приставка для компенсации переменного магнитного поля частоты сети может быть рекомендован в качестве опытного образца для промышленного производства.

Список литературы: **1.** ДСТУ 2465-94. Сумісність технічних засобів електромагнітна. Стійкість до магнітних полів частоти мережі. Технічні вимоги та методи випробувань. Введ. 01.01.95. – Київ: Держстандарт України, 1994. – 29 с. **2**. IEC 1000-4-8: 1993. "Electromagnetic compatibility. Part 4: Testing and measuring techniques – Section 8: Power frequency magnetic field immunity test. Basic EMC Publication". Edition 1.1. – 2001. – 61 p. **3**. Salinas E. Mitigation of Power-Frequency Magnetic Fields with Applications to Substation and Other Parts of the Electric Network / E. Salinas // Department of Electric Power engineering, Chalmers University of Technology. – Gothenburg. – 2001. – 149 p. **4**. *Король Е.Г.* Оценка максимального магнитного поля автоматических выключателей // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2010. – № 29. – С. 25-34. **5.** А.с. 1059631 СССР, МКИ Н 01 F 13/00. Устройство для компенсации внешнего магнитного поля / В.И. Дегтярев (СССР). – № 3443050/24-07; Заявлено 24.05.82; Опубл. 07.12.83, Бюл. № 45. – 3 с. **6.** Компенсатор магнитного поля: А.с. 681398 СССР, МКИ G 01R 33/00 / И.А. Трякин, Б.Г. Волков, А.Л. Пермяков и др. (СССР). – № 2574720/18-21; Заявлено 18.01.78; Опубл. 25.08.79, Бюл. № 31. – 3 с. **7.** Пат. 31677, Україна, МПК G01R 33/00. Пристрій для компенсації змінного магнітного моменту струмів / О.Г. Король, В.С. Лупіков, О.Г. Середа, М.Ю. Гридін, В.Ю. Розов. – № u200708718. Заявлено 30.06.2007. Опубл. 25.04.2008, Бюл. № 8. – 3 с. **8.** *Коваленко А.П.* Магнитные системы управления космическими летательными аппаратами. – М.: Машино-

строение, 1975. – 248 с. **9.** Методика контроля и нормирования магнитных моментов судового оборудования МКММ-73. – ЦНИИ им. акад. А.Н. Крылова, Харьковское отделение ВНИИЭМ, 1973. – 26 с. (с приложением).

Король Елена Геннадьевна, ассистент кафедры "Электрические аппараты" Национального технического университета "ХПИ". Защитила диплом магистра с отличием в 2004 г. по специальности электрические машины и аппараты.
Научные интересы связаны с проблемой электромагнитной совместимости в части магнитных полей.

Лупиков Валерий Сергеевич, профессор**,** доктор технических наук. Защитил диплом инженера, диссертации кандидата и доктора технических наук в Харьковском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты, соответственно в 1973, 1987 и 2004 гг. С 1973 по 1998 гг работал в области магнетизма технических объектов. Заведующий кафедрой "Электрические аппараты" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" с 2005 г. Научные интересы связаны с проблемами электромагнитной совместимости технических средств, магнетизмом технических объектов, магнитной левитацией, физическими полями электрических аппаратов.

Середа Александр Григорьевич, канд. техн. наук, доцент кафедры "Электрические аппараты" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт".
Научные интересы связаны с исследованием проблем энергосбережения в электрических аппаратах.

Рудас Юрий Данилович, канд. техн. наук, старший научный сотрудник Научно-технического центра магнетизма технических объектов НАН Украины, Харьков. Окончил Харьковский государственный университет им. М. Горького в 1972 г. по специальности радиофизика.
Научные интересы связаны с проблемами магнетизма технических объектов и магнитной экологии.

Поступила в редколлегию 4.02.2011
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.315

О.О. ЦУРІКОВ, магістр, НТУ "ХПІ", Харків
Ю.С. ГРИЩУК, канд. техн. наук, проф., НТУ "ХПІ", Харків

РОЗРОБКА І ДОСЛІДЖЕННЯ НИЗЬКОВОЛЬТНИХ КОМПЛЕКТНО-РОЗПОДІЛЬЧИХ ПРИСТРОЇВ СЕРІЇ Я5000

Розроблена структурна схема для автоматизації експериментальних досліджень комплектних розподільчих пристроїв (КРП) на базі мікроконтролеру. Розроблений алгоритм роботи схеми для дослідження КРП серії Я5000.

Разработана структурная схема для автоматизации экспериментальных исследований комплектных распределительных устройств (КРУ) на базе микроконтроллера. Разработан алгоритм работы схемы для исследования КРУ серии Я5000.

Вступ. У наш час приблизно 80% усієї виробленої електричної енергії споживається електричними двигунами (більшою частиною це двигуни великої потужності від 5кВт і більше). Саме тому керування постачанням електричної енергії до електродвигунів є доволі важливим питанням як з економічного боку, так і з боку безпеки кінцевого споживача. Таким споживачем може бути як, наприклад, система вентиляції промислового підприємства, так і, власне, будь-який залежний від двигуна механізм (електричний станок, конвеєрна лінія, підйомник або ліфт).

Одним з таких комплектних розподільчих пристроїв є КРП серії Я5000, що призначений для керування електродвигунами. Надійність цього пристрою є доволі важливою, так як від неї залежить працездатність керованого ним електродвигуна, від роботи якого може залежати не тільки виконання певної роботи, але і людське життя.

Покращення надійності зазначеного вище комплектно-розподільчого пристрою потребує дослідження параметрів роботи електричних апаратів, що входять до його складу. Автоматизація досліджень КРП Я5000 може бути виконана за допомогою стенду, розробленого на базі сучасного мікроконтролера (МК). Результати таких досліджень дозволять підібрати оптимальні апарати керування електродвигуном, виконати контроль їх параметрів та провести серію дослідів, максимально наближених до реальних умов використання КРП Я5000.

Метою даної роботи є розробка структурної схеми мікроконтролерного стенда та алгоритму його роботи для автоматичного дослідження комплектних розподільчих пристроїв серії Я5000.

Типовий вид КРП серії Я5000 показано на рис. 1.

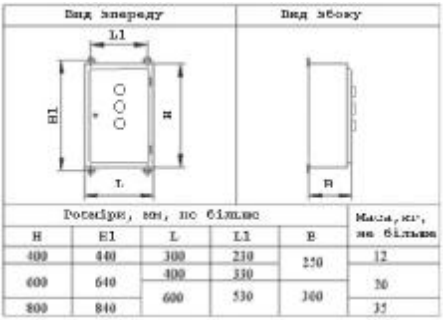


Рис. 1.

Аналіз КРП серії Я5000. До складу типового КРП Я5000 входять корпус із вмонтованими до нього наступними електричними апаратами: автоматичний вимикач (Lovato Electric 11SM3A84), теплове реле (LG GTK-85.65), контактор (LG GMC-65R), запобіжник (ETI D0). Електрична схема КРП серії Я5000 наведена на рис. 2.

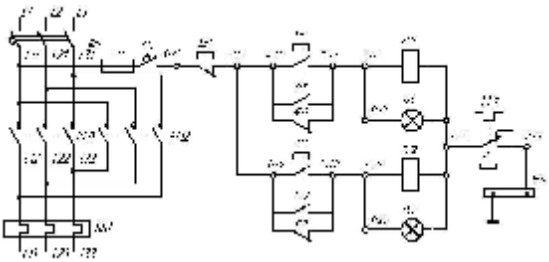


Рис. 2.

Принцип роботи схеми. При натисненні на кнопку SB2 відбувається замикання контактів контактора КМ1 і, відповідно, відбувається розмикання контактів контактора КМ2 (для запобігання увімкнення двигуна одночасно в один та інший бік) що надає змогу запустити двигун як в прямому напрямку (контактор КМ1), так і у зворотному (кнопкою SB3 за допомогою контактора КМ2). Про роботу двигуна в прямому чи зворотному напрямку символізують сигнальні лампи HL1 і HL2, що безпосередньо вмонтовані в кнопки. У режимі тривалого

перенавантаження спрацьовує теплове реле КК1 і живлення двигуна припиняється. Коло керування також захищене запобіжниками (на випадок короткого замикання). При натисненні на кнопку SB1 відбувається вимкнення електричного двигуна.

Параметри, що контролюються. Аналіз вимог, що пред'являються до електричних апаратів захисту (автоматичних вимикачів (АВ), швидкодіючих запобіжників (ШЗ) та ін.) і методів їх випробувань, указує на вельми широкий перелік параметрів, які повинні перевірятися і досліджуватися при проведені різних випробувань і досліджень. До таких параметрів відносяться: номінальний струм, струм перенавантаження, струм короткого замикання, напруга на дузі, Джоулевий інтеграл, час відключення, температура на виводах, температура в центрі плавкого елемента, температура контактів, швидкість руху дуги в контактних решітках і т.ін. Все це вказує на необхідність використання вельми широкого спектру відповідних датчиків, що дозволяють з необхідною точністю відстежувати зміну цих параметрів у процесі досліджень.

В даній роботі передбачається автоматизоване дослідження на базі мікроконтролера наступних параметрів:

–напруга в колі керування;

–напруга на дузі;

–струм, що проходить через апарати керування;

–граничні значення температури на контактах запобіжників;

–граничні значення температури на контактах автоматичного вимикача;

–безперервність кола захисту.

Структурна схема. Для автоматизації досліджень комплектних розподільчих пристроїв серії Я5000 була розроблена структурна схема на базі мікроконтролера КМ 1816ВЕ51 (рис.3). Восьмирозрядний високопродуктивний однокристальний мікроконтролер КМ1816ВЕ51 виконаний за високоякісною n-МОП технологією є програмно сумісним з іншими мікроконтролерами сімейства MCS-51.

Розроблена структурна схема (рис.3) включає наступні елементи:

– об'єкт досліджень – ящик керування серії Я5000 з усіма апаратами (автоматичний вимикач, контактор, теплове реле, тримач запобіжника з відповідним запобіжником);

– двійковий датчик типу так/ні Д1;

– датчики контрольованих параметрів (напруга, струм, температура) Д2 - Д8 (первинні перетворювачі);

– нормуючі підсилювачі П1 – П7;

– чотириканальний комутатор аналогових сигналів типу КМ590КМ6;

– аналого-цифровий перетворювач (АЦП) типу К 1113 ПВ1;

– мікроконтролер, що містить вбудований генератор тактових сигналів, пам’ять команд, ОЗП, вбудовані 4 порти і послідовний канал зв’язку.

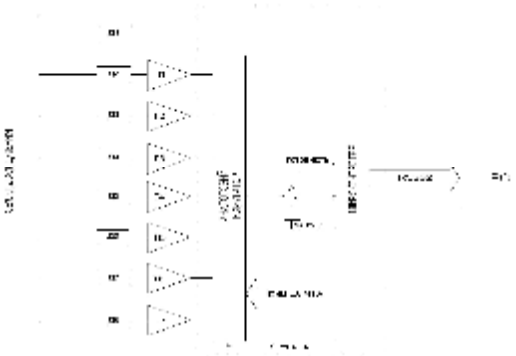


Рис. 3.

Через послідовний інтерфейс RS232C схема зв’язана з комп'ютером, який може змінювати режими випробувань або досліджень, а також приймати, запам’ятовувати, відображати і документувати результати досліджень.

До об’єкту дослідження підключені відповідні датчики. Датчики контрольованих параметрів Д2-Д8 є первинними перетворювачами напруги (в мережі), струму, температури на виводах в напругу. Нормуючі підсилювачі погоджують вихідну напругу датчиків з необхідним вхідним сигналом АЦП 0-10 В і забезпечують низький вихідний опір.

Комутатор аналогових сигналів перемикає один з входів на вихід залежно від отриманого коду датчика і керуючого сигналу, що поступають від мікроконтролера згідно з програмою.

Отриманий на виході комутатора аналоговий сигнал з виходу поступає на АЦП, який після отримання від МК сигналу "запуск", забезпечує перетворення його в цифровий код. Таке перетворення реалізовано найбільш швидкодіючим апаратним засобом на основі ВІС АЦП, що підключається до порту МК. Після закінчення перетворення аналогового сигналу в двійковий код АЦП видає сигнал "готовність", що передається до МК. Після цього МК приймає перетворені у двійковий код дані з датчика і заносить їх у пам’ять даних МК. Далі, після накопичення даних, вони передаються через універсальний асинхронний приймач-передавач у персональний комп’ютер.

Схему підключення портів мікроконтролера КМ1816ВЕ51 зо-

бражено на рис. 4. Незадіяні порти можуть бути надалі використані для розширення функціональних можливостей мікроконтролера.

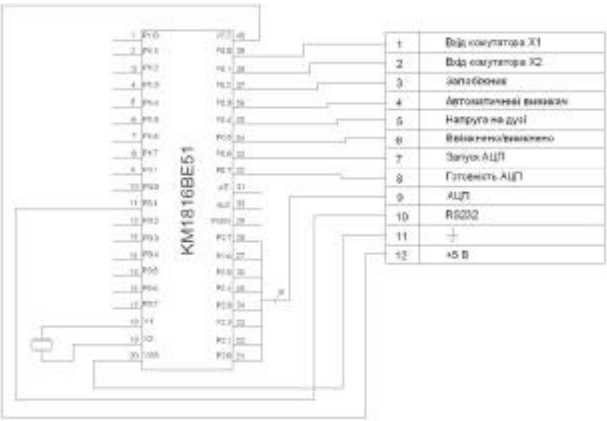


Рис. 4.

У якості датчика температури можуть застосовуватися термопари. Наприклад, хромель-алюмельові термопари, які відрізняються невисокою вартістю, призначені для вимірювання температури в діапазоні від –270 °С до +1372 °С. Чутливість цих термопар складає 41 мкВ/°С.

У якості датчика напруги використовується дільник напруги.

У якості датчика струму використовується низькоомний безіндуктивний шунт.

У якості датчика безперервності кола керування використовуємо двійковий датчик так/ні.

Алгоритм роботи. Блок-схема алгоритму наведена на рис. 5.

Для проведення дослідження з необхідною точністю на початку програми константі TIME привласнюється значення інтервалу часу, через який опитуються датчики на відповідних частинах КРП. Введення константи на початку програми необхідно для того, щоб при зміні часу опитування у програміста на виникали складності у зміні тексту програми. Далі обнуляємо чотири порти мікроконтролера і перевіряємо чи включений КРП. Подальше виконання програми відбуватиметься тільки тоді, коли на відповідний розряд порту мікроконтролера буде подано сигнал логічної "1".

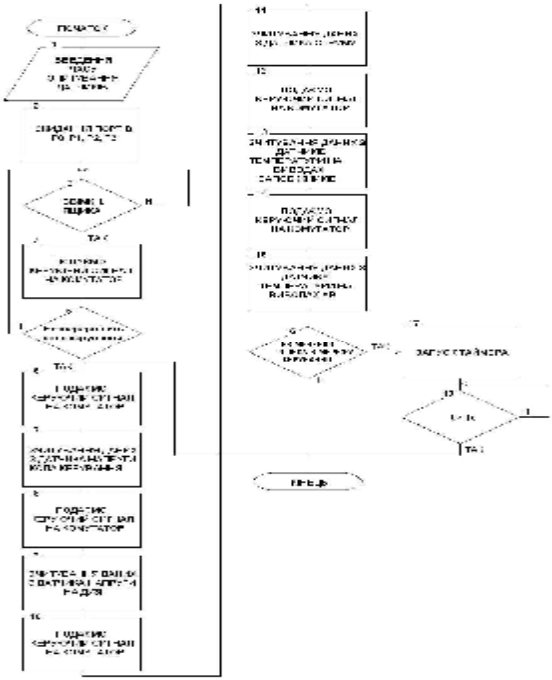


Рис. 5.

При включенні КРП мікроконтролер посилає сигнал керування на аналоговий комутатор. Згідно одержаному сигналу комутатор з'єднує сигнал з датчика безперервності кола керування (Д1) з виведеннями відповідного порту мікроконтролера.

Далі на АЦП подається сигнал запуску, після зчитування і перетворення сигналу датчика, АЦП посилає сигнал готовності на мікроконтролер. Данні прийняті з АЦП поступають на мікроконтролер і в подальшому передаються зовнішньому пристрою через універсальний асинхронний приймач-передавач (УАПП) персональному комп'ютеру для подальшого зберігання та обробки. Після передачі даних мікроконтролер проводить опитування датчиків на апаратах КРП. Ці дані через УАПП передаються в комп'ютер PC.

Після цього програма аналогічно тому, як знімались дані з датчика напруги в колі керування, зчитує дані з датчиків напруги на дузі, струму в колі керування та температури. Далі мікроконтролер перевіряє ввімкнений чи вимкнений КРП. Якщо КРП ввімкнений, то програмно запускається таймер на час який, вказаний в константі TIME. Після закінчення відліку заданого часу мікроконтролер знову проводить опитування вищевказаних датчиків

Вихід з циклу і завершення роботи програми відбувається при відключенні КРП.

Висновки. Розроблений стенд і алгоритм роботи програми авто-

матизованого дослідження КРП дозволяють автоматизувати керування процесом випробувань і досліджень, суттєво скоротити терміни і витрати на їх проведення, підвищити точність отримуваних результатів та проводити їх подальшу комп'ютерну обробку і документування.

Список літератури: 1. ГОСТ Р 51321.5-99. Устройства комплектные низковольтные распределения и управления. Часть 5. Дополнительные требования к низковольтным комплектным устройствам, предназначенным для наружной установки в общедоступных местах (распределительным шкафам). – Введ. 06.10.1999 г. – М.: Изд-во стандартов, 1999 г. – 20 с. **2.** ГОСТ 12434-83. Аппараты коммутационные низковольтные. Общие технические условия. Введ. 01.01.85 г. – М.: Изд-во стандартов, 1985 г. – 18 с. **3.** МЭК 60664-1 – Координация изоляции для оборудования низковольтных систем. Часть 1. Принципы, требования и испытания. **4.** *Сташин В.В., Урусов А.В., Мологонцева О.Ф.* Проектирование цифровых устройств на однокристальных микроконтроллерах. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 224 с. **5.** *Башков Е.А.* Аппаратное и программное обеспечение зарубежных микроЭВМ. – К.: Высшая шк., 1990. – 207 с. **6.** *Боборыкин А.В., Липовецкий Г.П., Литвинский Г.В. Оксинь О.Н.,* и др. Однокристальные микроЭВМ. Справочник. – М.: МИКАП, 1994. – 400 с. **7.** *Щелкунов Н.Н., Дианов А.П.* Микропроцессорные средства и системы. – М.: Радио и связь, 1989. – 189 с. **8.** *Ахметов Р.Р., Бакин А.Д., Кабанов Н.Д.* Однокристальные промышленные микроконтроллеры // Мир ПК. – 1993. – № 10. – С. 31-37. **9.** *Грищук Ю.С.* Мікропроцесорні пристрої: Навчальний посібник. – Харків: НТУ "ХПІ", 2008. – 348 с.

Цуріков Олександр Олександрович, магістрант кафедри "Електричні апарати" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут".
Наукові інтереси пов'язані з вивченням роботи комплектно-розподільних пристроїв та дослідження їх параметрів за допомогою техніки з мікроконтролерним керуванням.

Грищук Юрій Степанович, канд. техн. наук, професор кафедри "Електричні апарати" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут".
Наукові інтереси пов'язані з використанням методів мікроконтролерного керування в електричних апаратах, розробкою математичних моделей на основі теорії планування експериментів.

Поступила в редколегію 16.11.2010
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.313:536.2.24:539.2

В.Ф. БОЛЮХ, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПІ", Харків

ПЕРСПЕКТИВНІ ТЕХНІЧНІ РІШЕННЯ ДЛЯ ІНДУКТИВНО-ДИНАМІЧНИХ ДВИГУНІВ

Розглянуто технічні рішення по підвищенню ефективності індукційно-динамічних двигунів, які включають імпульсне модулювання струму індуктора, поліпшення теплового стану при роботі в циклічному режимі, розробку конструктивної схеми двигуна з неметалевим якорем та обґрунтування алгоритму вибору основних параметрів.

Рассмотрены технические решения по повышению эффективности индукционно-динамических двигателей, включающие импульсное модулирование тока индуктора, улучшение теплового состояния при работе в циклическом режиме, разработку конструктивной схемы двигателя с неметаллическим якорем и обоснование алгоритма выбора основных параметров.

Вступ. Для створення потужних силових імпульсів в широкому діапазоні енергій застосовуються індуктивно-динамічні двигуни (ІДД), в яких енергія імпульсного джерела – ємнісного накопичувача енергії (ЄНЕ), переходить в механічну впродовж короткого проміжку часу. Однак при роботі з швидким зміненням електромагнітних, механічних та теплових характеристик, які до того ж у значній мірі залежать від навантаження та параметрів виконавчого елемента, їх ефективність є недостатньо високою, що потребує неординарних підходів по підвищенню їх показників.

Аналіз літератури. ІДД використовуються в багатьох галузях техніки для механічної обробки поверхонь, деформації та прискорення об’єктів, в якості швидкісних приводів в різноманітних системах, тощо [1-5]. Відносно низька ефективність ІДД спричинена, в першу чергу, неузгодженістю електромагнітних, механічних та теплових процесів внаслідок їх імпульсного характеру. В ІДД на прискорюваний якір зі сторони нерухомого індуктора діє як електродинамічна сила відштовхування, яка направлена на здійснення робочого циклу, так і "паразитна" сила притягання, яка виникає через певний проміжок часу внаслідок фазового зсуву між струмами і знижує ефективність роботи двигуна. Відомі технічні рішення, які направлені на підвищення ефективно-

сті ІДД (використання кріогенного охолодження, феромагнітного осердя, якоря спеціальної конфігурації, багатосекційного індуктора з послідовної комутацією та ін. [6-8]) не вирішують зазначені проблеми і потребують істотного ускладнення конструкції з погіршенням масо габаритних показників.

Мета дослідження. Метою роботи є обґрунтування ряду технічних рішень, що забезпечують підвищення ефективності ІДД при роботі в різних режимах.

Пропоновані технічні рішення. Серед перспективних напрямків підвищення ефективності ІДД можна запропонувати:

- імпульсне модулювання струму індуктора за допомогою електронної схеми кола збудження;
- поліпшення теплового стану та демпфування зворотних ударів при роботі двигуна в циклічному режимі за рахунок циркуляційної системи охолодження рідкого холодоагенту;
- розробка конструктивної схеми ІДД з неметалевим якорем;
- розробка алгоритму вибору основних параметрів.

Імпульсне модулювання струму індуктора. Електрична схема ІДД з імпульсним модулюванням струму індуктора, наведена на рис.1.

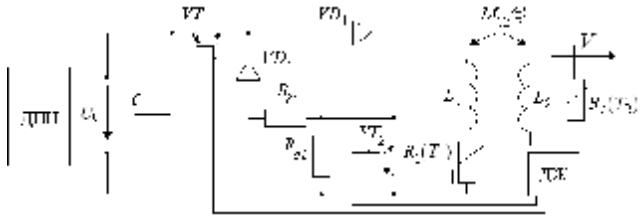


Рис.1.

ЄНЕ C заряджається від джерела постійної напруги ДПН. При подачі сигналу з джерела живлення ДЖ IGBT-транзистор VT_1 відкривається, ЄНЕ розряджається через діод VD_1 на індуктор з нелінійним активним опором $R_1(T_1)$ та індуктивністю L_1. При цьому генерується імпульсне магнітне поле, яке, внаслідок наявності між якорем та індуктором взаємоіндуктивності M_{12}, на початку перехідного процесу наводить усереднений струм протилежного напрямку в колі якоря з нелінійним опором $R_2(T_2)$ та індуктивністю L_2. Між індуктором та якорем виникає електродинамічна сила, під дією якої останній набуває швидкості V. Індуктор шунтований зворотним діодом VD_2, резисторами $R_{д1}$ і $R_{д2}$ ($R_{д2} >> R_{д1}$) та IGBT-транзистором VT_2, що дозволяють регулювати

швидкість затухання аперіодичного імпульсу [9].

На рис.2 наведені розраховані значення імпульсу електродинамічної сили $FI = \int_0^t f_z(t,z)dt$ для наступних випадків: А – струм в індукторі без імпульсних переривань; В – струм в індукторі з імпульсним перериванням в момент t_{f0}; С, D, Е – струм в індукторі з серійними імпульсними перериваннями відповідно для t_c=0,5t_{f0}, t_c=0,25t_{f0}, t_c=0,125t_{f0} (t_{f0} – момент переходу електродинамічної сили f_z через нуль). В усіх випадках ЄНЕ повністю розряджається. Як випливає з рис.2 і для рухомого і для фіксованого якорю відсікання паразитної сили у випадку В підвищує імпульс сили порівняно з А. Подальше ж розбиття одного імпульсу на серію імпульсів з меншою тривалістю (С, D, Е) знижує ефективність ІДД.

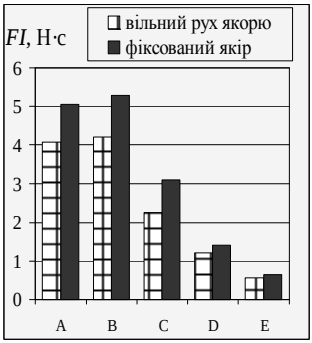


Рис.2.

Поліпшення теплового стану двигуна при роботі в циклічному режимі. Для визначення температур індуктора і якоря ІДД, що змінюються протягом робочого процесу, використовується схемно-польова модель [10]. Польова модель дозволяє на кожному інтервалі часу врахувати просторовий розподіл температур в активних (струмових) і пасивних елементах ІДД:

$$c_n(T)\cdot\gamma_n\frac{\partial T_n}{\partial t}=\lambda_n(T)\left(\frac{\partial^2 T_n}{\partial r^2}+\frac{1}{r}\frac{\partial T_n}{\partial r}+\frac{\partial^2 T_n}{\partial z^2}\right)+j_n^2(t)\cdot k_z\cdot\rho_n(T),$$

$$c_m(T)\cdot\gamma_m\frac{\partial T_m}{\partial t}=\lambda_m(T)\left(\frac{\partial^2 T_m}{\partial r^2}+\frac{1}{r}\frac{\partial T_m}{\partial r}+\frac{\partial^2 T_m}{\partial z^2}\right),$$

де n = 1, 2 – індекси індуктора і якоря відповідно; m = 3, 4 – індекси ізоляційного каркаса з направляючою втулкою і ударної сталевої пластини відповідно; $c(T)$ – усереднена питома теплоємність; γ – усереднена щільність матеріалу; $j(t)$ – щільність активного елемента; $\lambda(T)$ – коефіцієнт теплопровідності; k_z – коефіцієнт заповнення індуктора; $\rho(T)$ – питомий опір активного елемента.

Ця система рівнянь доповнюється граничними умовами на поверхнях f.

На охолоджуваних поверхнях використовуються граничні умови

третього роду, що описують процес тепловіддачі

$$-\frac{\partial T_f}{\partial n} = \frac{\alpha}{\lambda}(T_f - T_0),$$

де α – коефіцієнт тепловіддачі; n – нормаль до поверхні.

На межі контакту індуктора з каркасом і якоря з ударною пластиною – граничні умови четвертого роду

$$T_n(r_f, z_f, t) = T_m(r_f, z_f, t);$$

$$\lambda_n \frac{\partial T_{nf}}{\partial n} = \lambda_m \frac{\partial T_{mf}}{\partial n}.$$

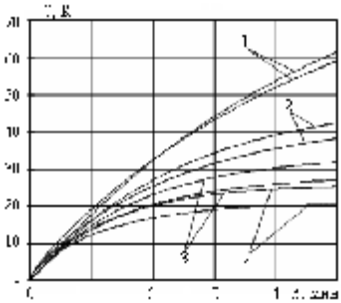


Рис. 3.

На осі симетрії ІДД – гранична умова другого роду $\left(\frac{\partial T}{\partial r}\right)_f = 0$.

Для опису перехідних процесів доцільно використовувати так звану схемну модель [11], побудовану на основі еквівалентних схем заміщення, в якій основні параметри і характеристики елементів схеми заміщення визначаються з польової моделі. В схемній моделі всі параметри вважаються зосередженими і вони є усередненими значеннями, отриманими з польової моделі. Запропонована схемно-польова модель дозволяє забезпечити високу швидкість розрахунку перехідних процесів з урахуванням просторового розподілу температур по активним елементам ІДД.

Для досягання сталої температури активних елементів при тривалій роботі ІДД в циклічному режимі пропонується інтенсивне охолодження тільки нерухомого індуктора.

На рис. 3 представлено перевищення температур індуктора (тонкі лінії) і якоря (жирні лінії) від часу роботи ІДД при охолодженні індуктора з коефіцієнтом тепловіддачі α, Вт/(м^2 К): 1 – 50; 2 – 100; 3 – 150; 4 – 200. З підвищенням інтенсивності охолодження індуктора зменшується нагрів обох активних елементів, але різність температур між ними зростає. При цьому забезпечується стабілізація температур, що дозволяє не обмежувати час роботи ІДД циклічної дії, що розглядається.

На рис. 4 представлено конструктивна схема ІДД, в якій реалізується як інтенсивне охолодження, так і демпфування зворотних ударів якоря.

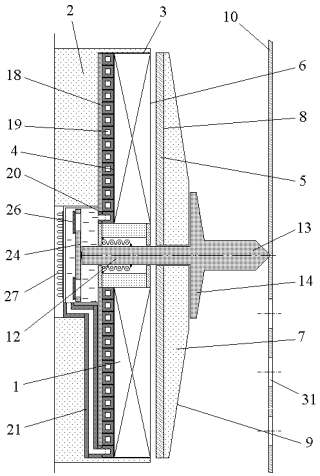


Рис.4.

При підключенні обмотки 1 до ємнісного накопичувача магнітне поле обмотки індукує струми в електропровідному якорі 5. Внаслідок цього між ними виникає електродинамічна сила відштовхування, яка переміщує якір з ударним елементом 7 у бік об'єкта дії 10. За допомогою упорного диска 14 відбувається переміщення напрямного стрижня 12, і бойок 13 здійснює деформацію об'єкта 10, наприклад пробивання отвору 31. Відбувається аналогічне переміщення плоского поршня 24 всередині охолоджувальної камери 22. При цьому односторонні клапани 26, що розташовані на плоскому поршні 24, вільно пропускають рідкий холодоагент 23.

Після прямого робочого ходу під дією пружини 16 напрямний стрижень 12 здійснює зворотний хід. При цьому односторонні клапани 26 закриваються і поршень 24 штовхає холодоагент 23. Під дією поршня холодоагент видавлюється з камери 22, надходить у вихідний кінець 21 намотаної у формі диска трубки 18, проходить по її внутрішньому каналу 19 і через вхідний кінець 20 надходить у камеру 22. Циркулюючий таким чином в трубці 18 рідкий холодоагент 23 відводить теплову енергію, що виділяється в обмотці 1, забезпечуючи стабілізацію її температури на припустимому рівні. Надлишкове тепло відводиться з охолоджувальної камери 22 у навколишній простір через радіатори 27. При цьому здійснюється безударне контактування якоря 5 з обмоткою 1 зі зменшеним акустичним шумом.

Конструктивна схема ІДД в неметалевим якорем. ІДД може забезпечувати виску швидкість не тільки масивним об'єктам, а і газоподібним системам за допомогою детонаційних труб. При виході хвилі на сталий режим її швидкість визначається кінетикою хімічних реакцій. Тому для кожного типу суміші, з визначеним співвідношенням окислювача та відновника, і яка знаходиться у визначених початкових термодинамічних умовах, характерна практично фіксована швидкість детонації. У випадку відхилення складу суміші від стехіометричного співвідношення, швидкість детонації у суміші може як зростати, так і зменшуватись. Подібного впливу на швидкість детонації завдає введення добавок у суміш. Це спричинено тим, що швидкість детонацій-

ної хвилі D залежить від температури $T_{взр}$, що досягається у газовому середовищі в результаті детонації, та від середньої молекулярної маси $M_{пр}$ продуктів детонації:

$$D = \frac{\gamma+1}{\gamma} \cdot \sqrt{\frac{8310\gamma}{M_{пр}} \cdot T_{взр}} \ ,$$

де γ – показник адіабати.

За рахунок електродинамічного прискорення газового потоку за фронтом ударної хвилі можна збільшити швидкість виходу хвилі з детонаційної труби. Це дозволить урізноманітнити типи сумішей, а також значно збільшити максимальний поріг швидкостей, яких достягають на теперішній час.

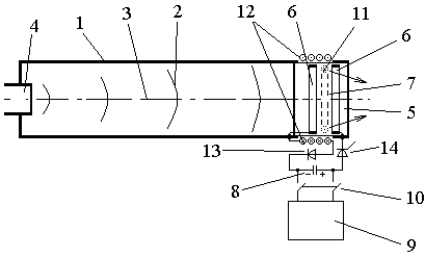


Рис. 5.

Прискорювач ударної хвилі в газо-плазмовому середовищі [12] (рис. 5), складається з пристрою для попереднього прискорення газового потоку, виконаного, наприклад, у вигляді детонаційної труби 1, яка направляє ударну хвилю, що виникає у детонаційно-спроможній газовій суміші 2 вздовж осі труби 3, джерела детонації 4, розміщеного із закритого торця труби 1 та секції прискорення 5 ударної хвилі у газовій суміші 2, яка коаксіально розташована з виходом труби 1. Внутрішня частина секції прискорення 5, що утворюється між обмоткою електромагніта та газовим середовищем, виконана з немагнітного, ізоляційного, ударостійкого та температуростійкого матеріалу, наприклад з кераміки. Всередині секції прискорення 5 розміщені розрядні електроди 6 з розрядними проміжками 7. Імпульсне джерело 8 виконано у вигляді не менш одного ЄНЕ, який підключається до джерела постійної напруги 9 за допомогою ключа 10. У потоці газу 2 формується область з підвищеною провідністю у вигляді замкненого контуру 11, площина якого перпендикулярна до осі 3 секції прискорення 5. Розрядні електроди 6 розташовані суміжно з обмоткою електромагніта 12,

яка коаксіально розташована з секцію прискорення 5 таким чином, що область з підвищеною провідністю газу у вигляді контуру 11 розташована на відстані максимуму градієнта взаємної індуктивності між контуром і обмоткою електромагніта вздовж осі секції прискорення 3 в напрямку руху газової суміші 2.

Швидкість плазмового кільця (неметалевого якоря), яку необхідно досягнути за рахунок електродинамічного прискорення, залежить від чутливості детонаційно-спроможного середовища. В залежності від цієї швидкості, розраховуються параметри обмотки електромагніта та ЄНЕ. Напруга, що подається на розрядні електроди, залежить від відстані між електродами та умов газорозрядного середовища.

Розробка алгоритму вибору основних параметрів. Методика вибору параметрів ІДД базується на математичній моделі, що формується на підставі рекурентного алгоритму, у якого на кожному робочому циклі при прямому ході враховується змінюваний магнітний зв'язок між якорем і індуктором, збуджуваним імпульсом струму від ЄНЕ, нерівномірність розподілу індукованого струму в дисковому якорі, змінення опору індуктора і якоря через нагрів імпульсним струмом, електродинамічних і протидіючих сил, діючих на якір [13]. Для врахування розподіленого струму якір представлено сукупністю елементарних короткозамкнених K контурів, рівномірно розподілених по поверхні диска, а багатовитковий індуктор – первинним контуром, приєднаним до ЄНЕ.

Процес вибору параметрів ІДД полягає в знаходженні сукупності параметрів, що забезпечують максимальні значення кінетичної енергії, величини та імпульсу сили при мінімальних втратах, функціональних і параметричних обмеженнях.

Цільову функцію можна представити у вигляді

$$\zeta = \sum_{j=1}^{N} \alpha_j \eta_j \,, \sum_{j=1}^{N} \alpha_j = 1 \,,$$

де η_j – функціональні параметри, α_j – ваговий коефіцієнт функціонального параметра.

Стратегія знаходження мінімуму цільової функції ζ в пошуковому просторі полягає у сумісному використанні глобального метода оптимізації, який здійснює випадковий пошук параметрів ІДД в заданому просторі, запобігаючи попаданню в локальний екстремум, і локального метода, який стягує область параметрів з глобальним екстремумом до мінімальних розмірів.

В якості метода глобальної оптимізації пропонуються генетичні

алгоритми, які реалізують випадковий пошук з централізованим керуванням, використовуючи відбір і генетичні механізми відтворення. За даним методом, оперуючи сукупністю можливих рішень, опрацьовується набір параметрів, структурований у вигляді ланцюжка кінцевої довжини, а наступні покоління популяції рішень генеруються за допомогою генетичних операторів відбору, кросовера і мутації.

В якості метода локальної оптимізації пропонується метод деформованого багатогранника. За цим методом у просторі параметрів випадковим чином ініціюється популяція точок x_i – вершини багатогранника (i = 1,..., n), при цьому кожна точка є вектором параметрів $\boldsymbol{x}$ = (x_1,...,x_n). Вони відображаються на простір цільової функції $\zeta(\mathbf{x})$ і на поточному кроці t визначаються вершини з найбільшим і найменшим значеннями цільової функції. Нова точка $\boldsymbol{z}^t$ формується через відображення вершини з максимальним значенням цільової функції відносно центра мас всієї решти вершин. У новій точці вичислюється значення цільової функції і, в залежності від порівняння отриманої величини зі значенням цільової функції у вершині з мінімальним значенням цільової функції, багатогранник деформується відносно свого вихідного стану. Оскільки процедура деформації багатократно повторюється, то багатогранник адаптується до локального рельєфу цільової функції і стискається, забезпечуючи збіжність алгоритму.

Висновки. Запропоновані перспективні напрямки підвищення ефективності ІДД, що включають імпульсне модулювання струму індуктора за допомогою електронної схеми кола збудження, поліпшення теплового стану та демпфування зворотних ударів при роботі двигуна в циклічному режимі за рахунок циркуляційної системи охолодження, розробку конструктивної схеми ІДД з неметалевим якорем та алгоритму вибору основних параметрів.

Список джерел інформації: **1**. *Balikci A., Zabar Z., Birenbaum L. et al.* Improved performance of linear induction launchers // IEEE Trans. Magnetics. – 2005. – Vol. – 41, № 1. – P. 171-175. **2**. *McNab I.R.* Launch to space with an electromagnetic railgun // IEEE Trans. Magnetics. – 2003. – Vol. 39, № 1. – P. 295-304. **3**. *Карпухин В.Ф.* Особенности схемы встречного метания заготовок при магнитно-импульсной сварке // Тр. Междун. науч.-техн. конф. "Магнитно-импульсная обработка материалов. Пути совершенствования и развития". – Самара: Изд. учеб. лит. – 2007. – С. 99-103. **4**. *Chemerys V.T., Bolyukh V.F.* Prospectives of new coilgun design development // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2008. – № 3. – С. 44-52. **5**. *Чемерис В.Т., Болюх В.Ф., Машталир В.В.* О возможности применения в минометах калибра 82 мм индукционного способа метания мин // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2010. – № 2. – С. 50-58. **6**. Патент України № 56568

Кріогенний імпульсний електромеханічний перетворювач індукційного типу / Болюх В.Ф., Любимова Л.О. № 2002076134; Заявлено 23.07.02; Надрук. 15.05.03, Бюл. № 5. **7**. *Корытченко К.В., Болюх В.Ф., Ломов С.Г.* и др. Влияние емкости в ускоряемой секции линейного электромеханического преобразователя электродинамического типа // Технічна електродинаміка. Тем. випуск: Проблеми сучасної електротехніки. – 2010. – Ч. 1. – С. 105-110. **8**. *Болюх В.Ф., Щукин И.С.* Схемно-конструктивные совершенствования ударных электромеханических преобразователей индукционного типа // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 5. – С. 5-11. **9**. Пат. України № 50561 Спосіб роботи електромеханічного ударного пристрою індукційного типу / Болюх В.Ф., Рассоха М.О. – Заявлено 11.01.2010. – Надрук. 10.06.2010. Бюл. № 11. **10**. *Птах Г.К.* Методологические аспекты разработки компьютерных моделей электромеханических преобразователей // Изв. вузов. Электромеханика. 2003. – № 1. – С. 7-11. **11**. *Гуревич Э.И., Рыбин Ю.Л.* Переходные тепловые процессы в электрических машинах. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 216 с. **12**. Пат. України № 91230 Спосіб електродинамічного прискорення газоплазмового середовища і пристрій для його здійснення / Болюх В.Ф., Довбня А.М., Стаховський О.В. и др. – Заявлено 04.02.2008. – Надрук. 12.07.2010. Бюл. № 10. **13**. *Болюх В.Ф., Назаренко С.А.* Системный подход к мультидисциплинарной оптимизации электромеханических преобразователей ударного действия // Інтегровані технології та енергозбереження. – 2010. – № 2. – С. 28-36.

Болюх Володимир Федорович, професор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера за фахом "Кріогенна техніка" в 1979 р., дисертації кандидата і доктора технічних наук в Харківському політехнічному інституті за фахом електричні машини і апарати, відповідно в 1987 і 2003 рр. Професор кафедри "Загальна електротехніка" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" з 2004 р. Наукові інтереси пов'язані з проблемами лінійних електромеханічних перетворювачів імпульсної дії, кріогенних і надпровідникових електромеханічних пристроїв.

Надійшла до редколегію 28.01.2011
Рецензент д.т.н., проф. Лупіков В.С.

УДК 621.313.322

В.И. МИЛЫХ, д-р техн. наук, проф., зав. каф., НТУ "ХПИ", Харьков
В.С. ШПАТЕНКО, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков

ОСОБЕННОСТИ СИЛОВЫХ ВЗАИМОДЕЙСТВИЙ В МАГНИТОПРОВОДАХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Розглянуті характерні особливості силових процесів в шихтованих магнітопроводах, що викликають шум, вібрацію та пошкодження елементів конструкції потужних електричних машин.

Рассмотрены характерные особенности силовых процессов в шихтованных магнитопроводах, вызывающие шум, вибрацию и повреждение элементов конструкции крупных электрических машин.

Введение. Известно, что в процессе работы электрических машин и аппаратов особенно в агрегатах большой единичной мощности возникают шумы и вибрации [1], которые часто выходят за допустимые пределы и ведут к отказам в эксплуатации.

В последние годы вследствие старения оборудования в сердечниках статоров мощных турбо- и гидрогенераторов участилось появление и развитие серьезных дефектов, ведущих к резкому снижению показателей надежности и срока службы этих машин [2, 3].

Перечень основных дефектов сводится к излому стальных листов сердечников (наиболее часто – в зубцовой зоне), повреждению изоляционных покрытий этих листов, самоотвинчиванию и обрыву крепежа нажимных фланцев, сопутствующему повреждению прилегающих к сердечнику элементов конструкции статора – обмотки, элементов ее крепления, водяных коллекторов и т.д.

Выкрашивание отдельных листов активной стали пакетов отмечается при несвоевременном выявлении и устранении дефектов на ранних стадиях их развития. В отличие от турбогенераторов с незапеченными крайними пакетами разрушение происходит без распушения всего зубца и характеризуется сравнительно быстрым распространением вглубь зубцовой зоны сердечника.

Наибольшую опасность представляют выкрашивания в зоне вентиляционных каналов, которые, как правило, начинаются с механического повреждения отслоившихся, вибрирующих листов активной стали о вентиляционные распорки и в дальнейшем развиваются путем обрыва листов вдоль вентиляционных распорок и их излома в глубине зубца.

Цель работы – рассмотреть особенности силовых процессов в шихтованных магнитопроводах, вызывающих значительные повреждения статоров мощных электрических машин.

Основные материалы исследования. Характер вышеприведенных дефектов свидетельствует о том, что кроме статического давления от запрессованного сердечника на нажимной фланец действуют также знакопеременные усилия. В отечественной и мировой практике проектирования турбогенераторов [4] определение и учет влияния таких знакопеременных нагрузок никогда не велись. И как следствие – осевая вибрация нажимных фланцев до последних лет также систематически не измерялась.

Впервые на наличие такой вибрации обратила внимание "Электросила" в процессе доводки турбогенераторов типа ТВВ-1000-2 мощностью 1000 МВт.

Одна из немногих попыток рассчитать осевые силы, действующие на зубцы крайних пакетов сердечника статора содержится в [5], но как показано в [6], гипотеза о возникновении осевых сил в результате воздействия внешних магнитных полей рассеяния не может быть положена в основу анализа рассматриваемых вибромеханических процессов, ибо:

– при испытаниях статоров турбо- и гидрогенераторов в режиме "кольцевого намагничивания" никаких полей рассеяния нет, а осевая вибрация возбуждается [7],

– в трансформаторе при любом режиме работы поток замкнут внутри магнитопровода, а осевая вибрация также возникает.

Другими словами, во всех рассмотренных случаях основное действие оказывают внутренние, а не внешние силы.

Детальный анализ таких силовых процессов показал, что расхожая версия о том, что шум и вибрация магнитопроводов всех видов электрических машин есть продукт явления магнитострикции, не выдерживает никакой критики.

На примере решения актуальной практической задачи была убедительно доказана правильность высказанной в [8] гипотезы о том, что энергия магнитного поля любого типа накапливается не в пространстве, где существует это поле, а в токовых контурах, создающих его. И, самое главное, – не только в контурах с "макроскопическими", но и с "поверхностными" (молекулярными, амперовыми) токами, влияние которых до последнего времени игнорировалось в практических расчетах.

На базе теоретических исследований и общеизвестного принципа

о взаимосвязи силовых и энергетических процессов разработаны оригинальные методы расчета сил "бокового" распора элементов магнитопроводов.

Использование новых методов расчета динамических усилий показало, что на концевую зону (крайние пакеты и нажимной фланец) турбогенератора ТВВ-1000-2 действует пара диаметрально приложенных сил порядка 500 кН (50 тонн силы!) при холостом ходе (100 тонн силы при нагрузке) с частотой 100 Гц. Также практически не исследованы силы в крайних пакетах и элементах крепежей торцевых частей, которые возникают из-за вихревых токов, наведенных в них переменным магнитным полем [9].

Выводы. В результате удалось установить, что

– в любом магнитопроводе возникает комплекс внутренних сил того же порядка, что и сила магнитного тяжения в воздушном зазоре вращающейся электрической машины,

– в любой конструкции шихтованного магнитопровода (даже в ярме тороидального трансформатора) магнитное поле создает трехмерное в пространстве поле внутренних сил, которые локально и (или) в целом по шихтованному участку изменяются во времени по закономерностям, спектр которых в общем случае может включать составляющие различных частот.

– решение проблемы требует серьезного пересмотра существующей практики расчетов, конструирования, технологии изготовления и сервисного обслуживания турбо- и гидрогенераторов, а в ряде случаев также и других видов крупных электрических машин – асинхронных двигателей, трансформаторов, реакторов и т.п.

– проблема борьбы с вредными последствиями действия сил осевого распора не ограничивается только принятием мер по введению конструктивных усовершенствований – для шихтованных магнитопроводов машин переменного тока ее решение требует также серьезных инноваций в практике эксплуатации. С учетом того, что эта патология носит "возрастной характер", особое внимание должно быть уделено машинам, работающим за пределами расчетного срока службы.

Список литературы: **1.** *Шубов И.Г.* Шум и вибрация электрических машин – Л.: Энергоатомиздат, 1986. **2.** *Голоднова О.С., Ростик Г.В.* Анализ и мероприятия по предупреждению повреждений сердечников статоров турбогенераторов // В сб.: "Электросила". – СПб: Электросила. – 2004. – № 43. – С. 56-64. **3.** *Александров А.Е., Гущин Е.В.* и др. Обнаружение дефектов гидрогенераторов – М.: Энергоатомиздат, 1985. **4.** *Титов В.В., Хуторецкий Г.М.* и др. Турбогенераторы. Расчет и конструкция. – Л.: Энергия, 1967. **5.** *Вольдек*

А.И., Данилевич Я.Б. и др. Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин. – М.: 1983. **6.** *Кузьмин В.В., Шпатенко В.С.* К расчету осевых сил в сердечнике статора турбогенератора (по поводу статьи Ю.Н. Васьковского, Ю.А. Шумилова и А.В. Штогрина "Анализ вибровозмущающих осевых сил в сердечнике статора мощного турбогенератора") // Электротехника и электромеханика. – 2010. – № 2. – С. 13-15. **7.** *Кузьмин В.В., Шофул А.К., Шпатенко В.С.* Вибромеханика статоров мощных синхронных генераторов при кольцевом намагничивании // Электротехника и электромеханика. – 2008. – № 3. – С. 33-36. **8.** *Кузьмин В.В., Шпатенко В.С.* К разрешению парадоксов, порожденных ошибочной концепцией о локализации потенциальной энергии в электромагнитном поле // Вісник КДУ ім. М. Остроградського. – Вип. 4/2010 (63). – Ч. 3. – С. 90-93. **9.** *Милых В.И., Дубинина О.Н.* Расчет вихревых токов и потерь мощности в сегментах крайнего пакета статора турбогенератора // Електротехніка і електромеханіка. – 2004. – №1. – С. 44-48.

Мілих Володимир Іванович, профессор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера, дисертації кандидата і доктора технічних наук в Харківському політехнічному інституті за фахом електричні машини і апарати, відповідно в 1972, 1978 та 1996 рр. Завідувач кафедрою "Електричні машини" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" з 2004 р.
Наукові інтереси пов’язані з дослідження електромагнітних параметрів та процесів в електричних машинах різних типів.

Шпатенко Віктор Сергійович, аспірант. Захистив диплом магістра в Національному технічному університеті "Харківський політехнічний інститут" в 2010 р.
Наукові інтереси пов’язані з дослідженням електромагнітних та силових процесів в потужних синхронних генераторах.

Поступила в редколлегию 13.12.2010
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.313.181

В.В. НАНИЙ, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков
А.Г. МИРОШНИЧЕНКО, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков
В.Д. ЮХИМЧУК, канд. техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков
А.А. ДУНЕВ, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков
А.М. МАСЛЕННИКОВ, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков
А.В. ЕГОРОВ, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков
Д.В. ПОТОЦКИЙ, ассистент, НТУ "ХПИ", Харьков

ОЦЕНКА ТЕПЛОВОГО СОСТОЯНИЯ ДВИГАТЕЛЯ С КАТЯЩИМСЯ РОТОРОМ ПРИ РАЗЛИЧНОЙ ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОСТИ ВКЛЮЧЕНИЯ

Розглянуті експериментальні дослідження теплового стану двигуна з ротором, що котиться (ДРК). Отримано залежності нагріву двигуна при різній тривалості включення. Проведена аналогія з редукторним електроприводом.

Рассмотрены экспериментальные исследования теплового состояния двигателя с катящимся ротором (ДКР). Получены зависимости нагрева двигателя при различной продолжительности включения. Проведена аналогия с редукторным электроприводом.

Вступление. При электромеханическом преобразовании энергии, часть потребляемой энергии всегда преобразуется в тепловую. Уменьшение выделяемой тепловой энергии, т.е. нагрева электрической машины, приведет к увеличению долговечности машины и повышению ее надежности, при заданном режиме работы.

Цель, задание исследования: провести сравнительный анализ нагревания двигателя с катящимся ротором при различной продолжительности включения.

Расчет теплового состояния. Для исследования теплового состояния электрической машины, при различных режимах работы, был выбран частотно-управляемый двигатель с катящимся ротором (ДКР). В связи с малыми габаритами двигатель имеет естественную систему охлаждения.

Целесообразностью применения ДКР является то, что в большинстве случаев он способен заменить электропривод, состоящий из быстроходного электродвигателя и механического редуктора. Электрические однооборотные исполнительные механизмы МЭО-100 предназначены для перемещения регулирующих органов в системах автоматиче-

ского регулирования технологическими процессами в соответствии с командными сигналами автоматических регулирующих и управляющих устройств. Они и располагаются в машинных залах, где температура окружающей среды может достигать 60 °С. Поэтому тепловой анализ ДКР является одним из важнейших критериев на ряду с электромагнитным и механическим расчетами.

Поэтому был проведен расчет теплового состояния ДКР с помощью метода эквивалентных тепловых схем (ЭТС). После решения системы уравнений получены результаты: температура обмотки 121 °С, температура сердечника 117 °С.

Сравнение нагрева обмотки двигателя проводилось при фиксированном значении тока и напряжения. Нагрев обмотки измерялся методом термометра, в качестве термопреобразователя датчика температуры применялась термопара.

При продолжительном режиме работы (S1), по мере нагрева ДКР, температура его обмотки повышается, все большая часть тепла передается через статор в окружающую среду и нагрев машины замедляется. При длительной работе ($t = \infty$) с неизменной нагрузкой наступает тепловое равновесие и дальнейший нагрев машины прекращается. Это является установившимся тепловым режимом. Можно записать уравнение теплового баланса:

$$\Delta\vartheta = \Delta\vartheta_{\text{уст}}\left(1 - e^{-t/T}\right), \qquad (1)$$

где $\Delta\vartheta$ – превышение температуры обмотки машины над температурой охлаждающей среды, °С; $\Delta\vartheta_{\text{уст}}$ – установившаяся температура обмотки, °С; T – постоянная времени нагрева, с.

Охлаждение ДКР, при отключении питания обмоток, достигшей установившейся температуры, происходит по следующему закону:

$$\Delta\vartheta = \Delta\vartheta_{\text{уст}} \cdot e^{-t/T}. \qquad (2)$$

Из эксперимента получены следующие кривые нагрева и охлаждения (рис. 1).

По истечении 1 часа ДКР выходит на установившийся тепловой режим работы с температурой обмотки, равной 113 °С, что соответствует предварительным расчетам.

Условия эксплуатации диктуют применение редукторного электропривода типа МЭО-100 в повторно-кратковременном режиме S4 и дополнительно технические условия на данные типы механизмов предусматривают до 630 включений в час. В соответствии с этим требованиями проводились исследования ДКР.

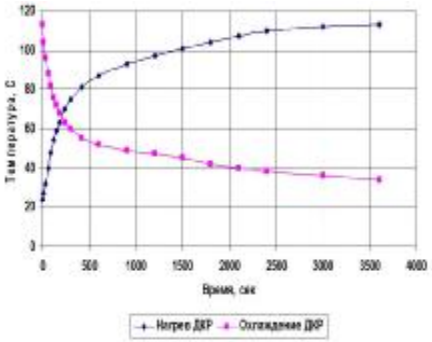


Рис. 1.

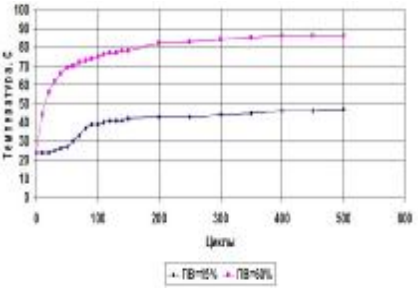


Рис. 2.

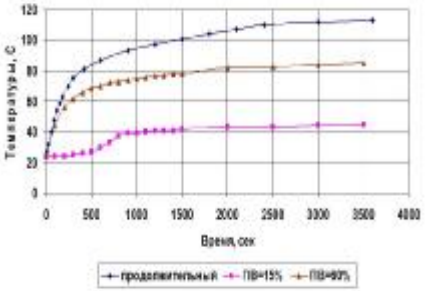


Рис. 3.

Был проведен ряд экспериментов при различной продолжительности включения (ПВ). ГОСТ 183-74 регламентирует следующие ПВ, равные 15, 25, 40 и 60% продолжительности одного цикла. Для ДКР предполагается отсутствие влияния на нагрев обмотки увеличения потерь за время пуска, так как продолжительность пускового периода много меньше периода работы машины.

Рассмотрим два крайних случая: ПВ=15 % и ПВ=60 %. Продолжительность цикла в обоих экспериментах была установлена равной 10 с, соответственно интервалы времени для ПВ – 15 % – работы $t_р$=1,5 с, пауз t_0=8,5 с, для ПВ=60 % – работы $t_р$=6 с, пауз t_0=4 с. Замеры температуры проводились каждые 10 циклов. Всего было сделано свыше 10000 пусков двигателя. Кривые нагрева обмотки двигателя, при различном ПВ, показаны на рис. 2. Как видно из рис. 2, спустя некоторое время температурный режим повторно-кратковременной работы ДКР практически устанавливается и общий подъем кривой прекращается.

ДКР начинает работать в установившемся режиме с незначительным колебанием температуры, зависящей от продолжительности циклов включения.

На рис. 3 приведены кривые нагрева ДКР при продолжительном и повторно-кратковременном режиме работы с ПВ=15 % и ПВ=60 %.

Анализируя эти графики, можно сказать, что использование ДКР в повторно-кратковременном режиме имеет достаточный запас по температуре. Следовательно, при тех же габаритах двигателя, используя его в повторно-кратковременном режиме, мощность ДКР можно увеличить, что поведет за собой увеличение вращающего момента, создаваемого на валу двигателя [2].

Выводы. Непревышение допустимых температур в очередной раз доказывает целесообразность применения ДКР вместо МЭО-100, в качестве привода шаровых и пробковых кранов, поворотных дисковых затворов, заслонок.

Список литературы: 1. *Бертинов А.И., Варлей В.В.* Электрические машины с катящимся ротором. – М.: Энергия, 1969. – 200 с. **2.** *Сипайлов Г.А., Санников Д.И., Жадан В.А.* Тепловые, гидравлические и аэродинамические расчеты в электрических машинах – М.: Высшая школа, 1989. – 239 с.

Наний Виталий Викторович, доцент, кандидат технических наук.
Закончил в 1980 г. Харьковский политехнический институт по специальности "Электрические машины". В 1987 г. защитил диссертацию в Харьковском политехническом. На данный момент работает в НТУ "ХПИ" на должности доцента кафедры электрических машин. Научные интересы связаны с исследованием и совершенствованием двигателей с катящимся ротором.

Юхимчук Владимир Данилович, профессор, кандидат технических наук. Закончил в 1968 г. Харьковский политехнический институт по специальности "Электрические машины и аппараты".
В 1980 г. защитил диссертацию в Харьковском политехническом институте. Работает в НТУ "ХПИ" на должности профессора кафедры электрических машин.
Научные интересы связаны с исследованием двигателей постоянного тока и их коммутации.

Мирошниченко Анатолий Георгиевич, доцент, кандидат технических наук.
Закончил в 1972 г. Харьковский политехнический институт по специальности "Электрические машины и аппараты". Доцент кафедры "Электрических машин".
Научные интересы связаны с разработкой и исследованием двигателей с катящимся ротором и сверхпроводниковых электрических машин.

Дунев Алексей Александрович, аспирант кафедры электрических машин. В 2009 г. защитил диплом магистра в Харьковском политехническом институте по специальности "Электрические машины и аппараты".
Ассистент кафедры электрических машин с 2009 г.
Научные интересы связаны с исследованием двигателей с катящимся ротором.

Масленников Андрей Михайлович, аспирант.
В 2008 г. закончил Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" по специальности "Электрические машины и аппараты". Научные интересы связаны с исследование двигателей с катящимся ротором для автоматизированного безредукторного электропривода.

Егоров Андрей Владимирович, аспирант кафедры "Электрические машины". В 2009 г. защитил диплом магистра в Харьковском политехническом институте по специальности "Электрические машины и аппараты".
Ассистент кафедры электрических машин с 2009 г.
Научные интересы связаны с исследованием двигателей с катящимся ротором.

Потоцкий Дмитрий Васильевич, ассистент кафедры "Электрических машин". В 2009 г. закончил Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" по специальности "Электрические машины и аппараты".
Научные интересы связаны с исследованием возможности применения наноматериалов в электрических машинах.

Надійшла до редколегії 09.11.2010
Рецензент д.т.н., проф. Мілих В.І.

УДК.621.313.2

А.Н. ПЕТРЕНКО, инженер, "Укрэлектромаш", Харьков

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ ЧАСТОТНО-УПРАВЛЯЕМОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В статті розглянуті питання експериментального дослідження температурного поля частотно-керованого асинхронного двигуна при різних схемах живлення і різних законах регулювання. Експериментальні дослідження підтвердили адекватність математичної моделі теплового стану двигуна в стаціонарному режимі. Побудовані температурні характеристики при різних напругах живлення.

В статье рассмотрены вопросы экспериментального исследования температурного поля частотно-управляемого асинхронного двигателя при различных схемах питающего напряжения и различных законах регулирования. Результаты экспериментальных исследований подтвердили адекватность математической модели теплового состояния двигателя в стационарном режиме. Построены температурные характеристики при различных законах регулирования.

Введение. Теоретические исследования температурного поля частотно-управляемого асинхронного двигателя в стационарных режимах работы выполняются на основании математической модели теплового состояния [1]. На основании этой модели для исследуемого двигателя АИР 90 L B4 с номинальными данными: P_N =2,5кВт, $U_{N\text{ф}}$ = 220 В, f_N = 50 Гц, n_N = 1430 об/мин, исполнение IP44, ICO 141 составлена система уравнений теплового баланса. Конвективные тепловые сопротивления во всех диапазонах регулирования определялись по [2].

В процессе экспериментального исследования в качестве источников питания использовался индуктивный генератор и автономный инвентор напряжения ([3] схема 1 и схема 2, соответственно). Напряжение и частота регулировались в пределах (110-220) В и (25-75) Гц, что позволило обеспечить законы регулирования при постоянном моменте $\gamma = \alpha$; $M = M_N$ = const (регулирования "вниз"), при постоянной мощности и неизвестном напряжении $\gamma = 1$ = const, $P_2 = P_N$ = const (регулирование "вверх"). При питании синусоидальным (схема 1) и ступенчатым (схема 2) напряжением основные и добавочные потери в двигателе определялись по [4].

Система уравнений теплового баланса, соответствующая ЭТС [1] для номинального режима при синусоидальной и ступенчатой форме питаю-

щего напряжения, приведены ниже. По аналогии с двигателями АИ 160 S4 отличие систем уравнений при питании по схемам 1 и 2 касаются правых частей и вариативной части тепловых проводимостей [5].

1. $10{,}971\cdot\theta_1 - 4{,}2034\cdot\theta_2 - 0{,}8332\cdot\theta_{10} = 130{,}8$
2. $-4{,}2034\cdot\theta_1 + 71{,}2636\cdot\theta_2 - 4{,}2034\cdot\theta_3 - 44{,}0528\cdot\theta_6 = 483{,}3$
3. $-4{,}2034\cdot\theta_2 + 71{,}2636\cdot\theta_3 - 4{,}2034\cdot\theta_{11} = 483{,}3$
4. $145{,}4966\cdot\theta_{4-} - 131{,}5759\cdot\theta_5 - 10{,}1112\cdot\theta_7 - 3{,}8098\cdot\theta_{14} = 50{,}0$
5. $-131{,}5759\cdot\theta_4 + 370{,}9966\cdot\theta_5 - 238{,}0952\cdot\theta_6 - 1{,}3255\cdot\theta_7 = 0$
6. $-44{,}0528\cdot\theta_2 - 238{,}0952\cdot\theta_5 + 282{,}1480\cdot\theta_6 = 97{,}0$
7. $-10{,}1112\cdot\theta_4 - 1{,}3255\cdot\theta_5 + 25{,}2487\cdot\theta_7 - 6{,}9060\cdot\theta_8 - 6{,}9060\cdot\theta_9 = 150{,}0$
8. $-6{,}9060\cdot\theta_7 + 7{,}5508\cdot\theta_7 - 0{,}6448\cdot\theta_{10} = 73{,}9$
9. $-6{,}9060\cdot\theta_7 + 7{,}5508\cdot\theta_7 - 0{,}6448\cdot\theta_{10} = 73{,}9$
10. $-0{,}8332\cdot\theta_1 - 0{,}6448\cdot\theta_8 + 2{,}9748\cdot\theta_{10} - 0{,}6449\cdot\theta_{12} -$
    $- 0{,}7159\cdot\theta_{14} - 0{,}1462\cdot\theta_{15} = 4{,}8$
11. $-0{,}8332\cdot\theta_3 - 0{,}6448\cdot\theta_9 + 2{,}9748\cdot\theta_{11} - 0{,}6349\cdot\theta_{13} -$
    $- 0{,}7159\cdot\theta_{14} - 0{,}1462\cdot\theta_{15} = 4{,}8$
12. $-0{,}6349\cdot\theta_{10} - 1{,}6962\cdot\theta_{12} = 27{,}6$
13. $-0{,}6349\cdot\theta_{11} - 1{,}1773\cdot\theta_{13} = 14{,}3$
14. $-3{,}8090\cdot\theta_4 - 0{,}7159\cdot\theta_{10} - 0{,}7159\cdot\theta_{11} + 51{,}9569\cdot\theta_{14} -$
    $- 46{,}6853\cdot\theta_{16} = 147{,}2$
15. $-0{,}1462\cdot\theta_{10} - 0{,}1462\cdot\theta_{11} + 79{,}6575\cdot\theta_{15} - 79{,}3651\cdot\theta_{16} = 0$
16. $-46{,}6853\cdot\theta_{14} - 79{,}3651\cdot\theta_{15} + 126{,}0504\cdot\theta_{16} = 0$

Исследование температурного поля. Расчетным путем для всего диапазона частот вращения при двух законах регулирования определены температуры узлов ЭТС. Превышение температур узлов в элементах конструкции двигателя для режимов питания по схемам 1 и 2 приведены в табл. 1 и табл. 2,соответственно, там же приведены результаты экспериментальных исследований теплого состояния двигателя АИР 90 LB4. В узлы конструкции двигателя заложено 37 терморезисторов СТ-1-19 (схема размещения терморезисторов приведена в [3]).

Экспериментальные исследования подтвердили адекватность математической модели теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя в стационарных режимах. Таким образом, математическая модель может быть рекомендована для определения нагрева частотно-управляемых асинхронных двигателей исполнения

Таблица 1 – Расчетное и экспериментальное значение превышений температуры при питании по схеме 1

Режим питания / Область двигателя	Схема 1					
	α=0,5		α=1,0		α=1,5	
	Расчет	Эксперимент	Расчет	Эксперимент	Расчет	Эксперимент
Пазовая часть обмотки статора	132,2	130,1	75,2	72,3	52,9	54,8
Лобовая часть обмотки статора (вентилятор)	142,9	140,6	82,2	78,3	95,7	59,3
Лобовая часть обмотки статора (привод)	143,3	144,6	84,4	81,9	60,1	62,2
Сердечник статора	88,2	91,3	43,5	44,6	30,8	31,1
Обмотка ротора	134,8	132,0	78,8	75,5	62,1	64
Внутренний воздух (вентилятор)	100,5	104,4	47,2	49,2	40,9	36,5
Внутренний воздух (привод)	104,6	110,2	53,1	55,0	42,4	40,8

Таблица 2 – Расчетное и экспериментальное значение превышений температуры при питании по схеме 2

Режим питания / Область двигателя	Схема 2					
	α=0,5		α=1,0		α=1,5	
	Расчет	Эксперимент	Расчет	Эксперимент	Расчет	Эксперимент
Пазовая часть обмотки статора	146,0	146,3	83,3	84,7	62,4	61,8
Лобовая часть обмотки статора (вентилятор)	163,3	159,9	92,8	91,8	69,9	66,8
Лобовая часть обмотки статора (привод)	164,2	162,6	93,3	96,0	70,3	70,2
Сердечник статора	104,4	102,9	51,1	51,4	37,7	35,2
Обмотка ротора	152,6	147,8	101,0	97,9	77,8	75,8
Внутренний воздух (вентилятор)	112,3	115,6	63,8	60,1	43,8	41,8
Внутренний воздух (привод)	118,2	127,5	69,5	67,2	47,2	46,7

IP 44, ICO 141 при питании от регулируемого источника с синусоидальной и ступенчатой формой напряжения при различных законах регулирования частоты вращения.

Количество и место расположения датчиков в двигателе [3] позволило получить достоверную информацию о температурном поле. На основании этой информации получены температурные характеристики элементов конструкции, т.е. зависимости превышений температур от коэффициента регулирования $\Delta\theta = f(\alpha)$ при заданных законах регулирования.

Тепловые характеристики для пазовой части обмотки статора, сердечника статора, обмотки ротора при двух законах регулирования $\gamma = \alpha$, $M = M_N = \text{const}$ (регулирование "вниз") и $\gamma = 1$, $P_2 = P_N = \text{const}$ (регулирование "вверх") и двух типах источника питания (схема 1 и схема 2 [3]) представлены на рис. 1, 2, 3.

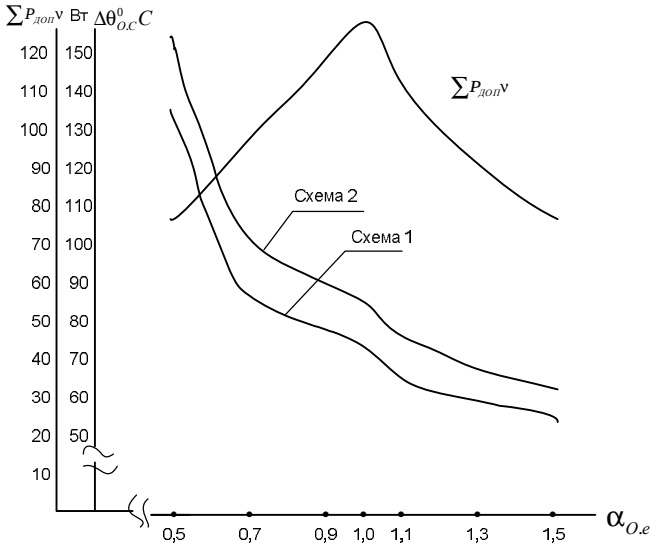


Рис. 1. Тепловая характеристика пазовой части обмотки статора $\Delta\theta^0_{\text{o.c.}} = f(\alpha)$.

Отличие тепловых характеристик при различных источниках питания обусловлены дополнительными электрическими и магнитными потерями от высших гармоник (питание по схеме 2).

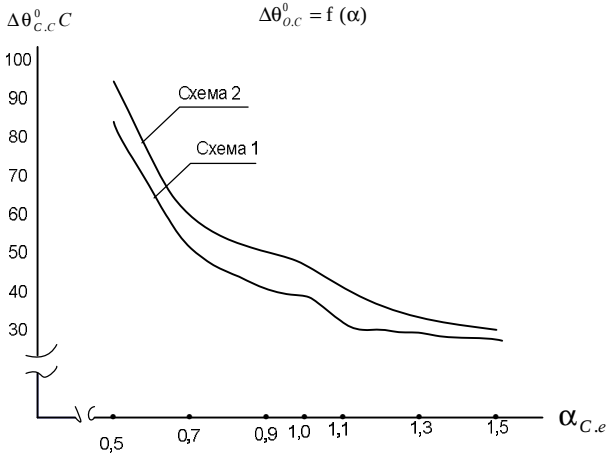


Рис. 2. Тепловая характеристика сердечника статора $\Delta\theta^{\mathbf{0}}_{\text{c.c.}} = f(\alpha)$.

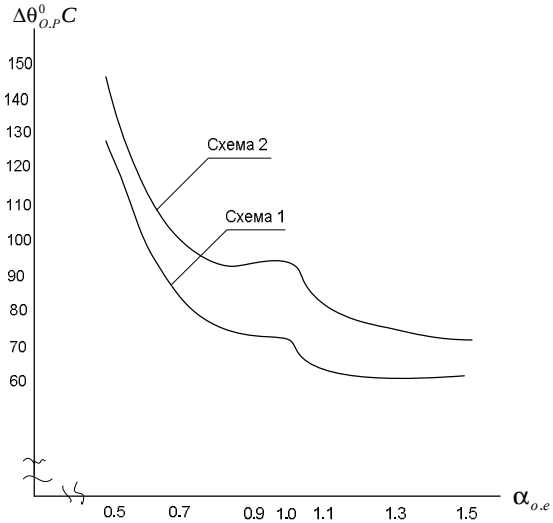


Рис. 3. Тепловая характеристика обмотки ротора $\Delta\theta^{\mathbf{0}}_{\text{o.p.}}C = f(\alpha)$.

Дополнительные потери $P_{\text{эл}1.\nu}$ и $P_{\text{эл}2.\nu}$ составляют (94-96)% $\sum P_{\text{доп}\nu}$ [5]. Зависимость $\sum P_{\text{доп}\nu} = f(\alpha)$ приведена на рис.1. Наибо-

лее существенное влияние добавочные потери на тепловую характеристику обмотки ротора оказывают при α = 1,0 (возникает локальный максимум). При увеличении α до 1,5 и уменьшении до α до 0,5 добавочные потери уменьшаются на 60% от своего значения при α = 1,0. Тепловые характеристики обмотки и сердечника статора монотонны при изменении α в пределах 0,5 < α <1,5. Уменьшение превышений температур обмотки статора – $\Delta\theta_{OC}$, сердечника статора – $\Delta\theta_{CC}$ и обмотки ротора – $\Delta\theta_{OP}$ при росте α связано с уменьшением скольжения и основных потерь, что повышает эффективность охлаждения в диапазоне 0,5 < α <1,0 за счет увеличения конвективных тепловых проводимостей элементов конструкции двигателя. Интенсивность уменьшения $\Delta\theta_{OC}$ и $\Delta\theta_{CC}$ в диапазоне 0,5 < α <1,0 существенно выше, чем диапазоне 1,0 < α < 1,5, это справедливо для обеих схем питания двигателя. В частности $\Delta\theta_{OC}$ в "нижнем" диапазоне уменьшается на 60 ^{0}C, в "верхнем" на 15^0.

Характер изменений $\Delta\theta_{OP}$ корректируется влиянием дополнительных электрических потерь $P_{эл\,2.v}$. Распределение превышений температур в радиальных и аксиальных сечениях представлено на рис. 4-7.

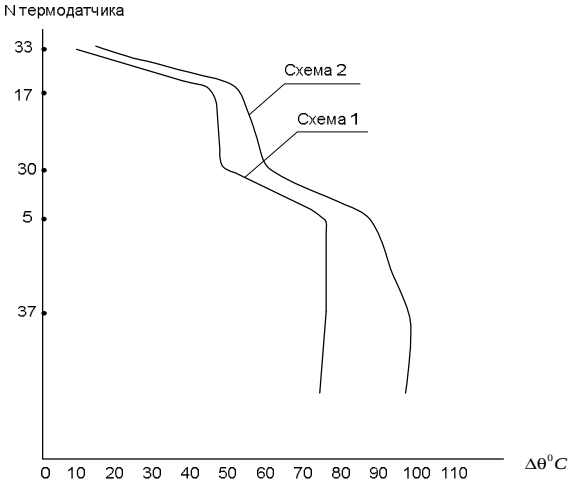


Рис. 4. Радиальное распределение $\Delta\theta$°C, $\gamma = \alpha = 1$, $M = M_N$ [3]

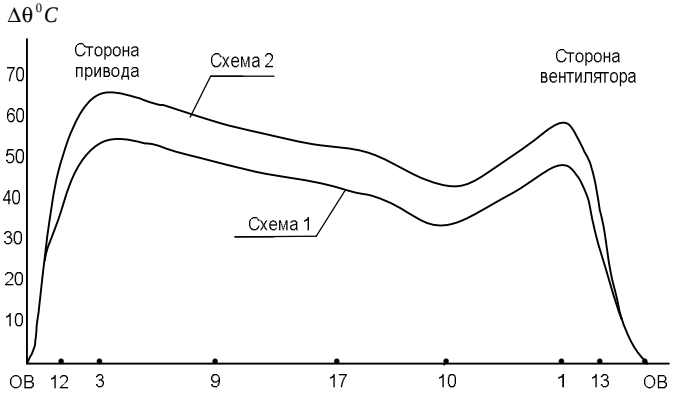


Рис. 5. Аксиальное распределение Δθ°С.Ветвь сердечника статора ОВ – окружающий воздух $\gamma = \alpha = 1{,}0$ $M = M_N$

Радиальное распределение включает области: ротор, зубцовая зона статора, спинка сердечника статора, оребренный обдуваемый корпус, охлаждающий воздух в межреберных каналах.

Радиальное распределение при схемах питания 1 и 2 подобны, за исключением ротора, где проявляется влияние основных потерь $P_{\text{эл}\,2.\nu}$ при питании по схеме 2.

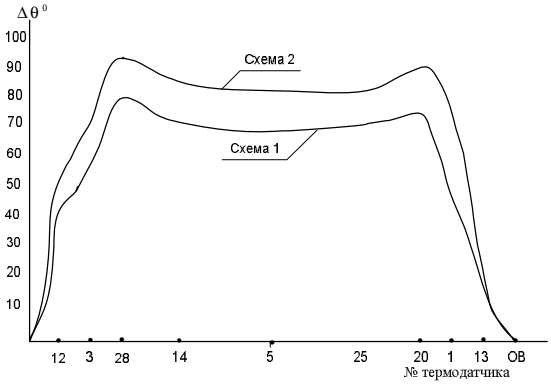


Рис. 6. Аксиальное распределение Δθ°С. Ветвь обмотки статора $\gamma = \alpha = 1$, $M = M_N$

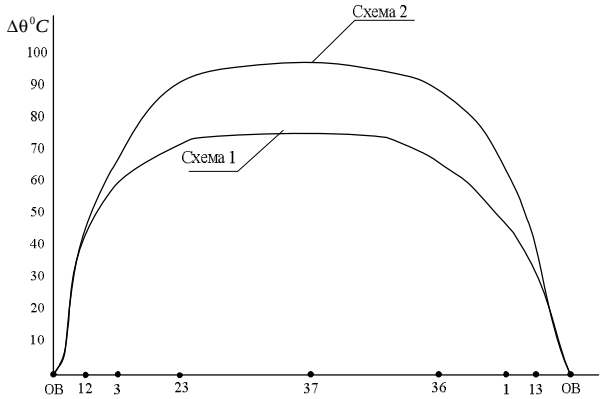


Рис. 7. Аксиальное распределение Δθ°C. Ветвь ротора $\gamma = \alpha = 1$, $M = M_N$

Важно отметить, что в отсутствии дополнительных потерь $\sum P_{\text{доп}\,\nu}$, превышение температуры в роторе и пазовой части обмотки статора (центр пучка проводов) практически одинаковы, первое значительное уменьшение превышений (первый скачок Δθ) имеет место на границе зубцовой зоны, а второй скачок Δθ соответствует оребренному обдуваемому корпусу. В общем случае аксиальное распределение превышений температуры разделяются на три пространственные области: ветви обмотки статора, сердечника статора и ротора. Каждая из ветвей включает свои подобласти в направлении от привода к вентилятору. Ветвь обмотки статора: окружающий воздух, подшипниковый щит, окружающий воздух. Ветвь сердечника статора: между внутренним воздухом со стороны привода и вентилятора включена подобласть спинки сердечника, где размещены три термодатчика по длине. Ветвь ротора: между внутренним воздухом со стороны привода и вентилятора включена подобласть ротора, в которой по длине размещены три термодатчика. Аксиальное распределение для всех трех ветвей характеризуется различной степенью несимметрии температурного поля (так называемым "перекосом" температур) по длине двигателя. Возникновение "перекосов" обусловлено изменением теплоотдачи оребренного обдуваемого корпуса по длине двигателя для различных элементов конструкции. На начальном участке обдува условия охлаждения лучше за счет высокого коэффициента теплоотдачи, а по мере удаления от начального участка растет подогрев охлаждающего воздуха, рассеяние воздуха из межреберных каналов, снижается турбулент-

ность потока воздуха в каналах. Величина "перекосов" отдельных элементов конструкции определяется условиями теплообмена с внутренним воздухом и существенно зависит от теплопроводности материала элементов конструкции. "Перекос" температур для обмотки статора в зависимости от α и закона регулирования составляет (3-4,5)^{0}С, для сердечника статора (12-16)^{0}С при коэффициенте теплоотдачи для меди 390 Вт/м·град и электротехнической стали 4 Вт/м·град. Высокое значение коэффициента теплоотдачи (алюминия 155 Вт/м·град) способствует выравниванию температуры по длине обмотки ротора, что приводит к снижению "перекоса" температуры. Экспериментальные исследования подтвердили удовлетворительное совпадение расчетных и экспериментальных значений аксиального распределения температурного поля для обмотки статора и ротора [5].

Выводы. 1. Экспериментально подтверждена адекватность разработанной математической модели теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя в стационарных режимах работы при синусоидальной и ступенчатой формах питающего напряжения. 2. Влияние изменения частоты вращения двигателя при различных законах регулирования на температуру отдельных элементов конструкции наиболее полно отражается с помощью тепловых характеристик зависимостей $\Delta\theta = f(\alpha)$. 3. Структура температурного поля двигателя может быть отражена с помощью распределения температур в радиальном и аксиальном сечениях двигателя. 4. При питании от автономного инвентора тепловые характеристики проходят выше при питании синусоидальным напряжением за счет роста дополнительных электрических и магнитных потерь $\sum P_{\text{доп}\,\nu}$ от действия высших гармоник. Наиболее существенно влияние дополнительных потерь $\sum P_{\text{доп}\,\nu}$ на тепловую характеристику обмотки ротора при α=1,0, когда $\sum P_{\text{доп}\,\nu}$ достигает максимума. 5. Распределение температур в радиальном сечении для схем 1 и 2 подобны за исключением обмотки ротора, где имеет место скачок температур за счет $\sum P_{\text{эл.}2\nu}$. Распределение температур в аксиальном сечении для схем 1 и 2 также подобны, при этом степень несимметрии температурного поля по длине двигателя характеризуется "перекосом" температур. 6. Величина "перекосов" температур элементов конструкции двигателя определяется причинами, действующими во внешнем контуре охлаждения, условиями теплообмена с внутренним воздухом и с другими элементами, а также

величиной коэффициента теплопроводимости материала элемента конструкции. Последнее определяет способность к выравниванию температуры вдоль длины элемента. Наименьший "перекос" отмечен для обмотки статора, наибольший – для сердечника статора.

Список литературы. 1. *Осташевский Н.А., Петренко А.Н.* . Математическая модель теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя в стационарных режимах // Электроинформ. Тем. выпуск "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – 2009. – С. 266. **2.** *Борисенко А.И., Костиков О.Н., Жадан А.И.* Охлаждение промышленных электрических машин. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 296 с. **3.** *Петренко А.Н.* Экспериментальное исследование нагрева частотно-управляемого асинхронного двигателя при различных источниках питания // Электротехника и электромеханика. – 2010, № 5. – С. 21-23. **4.** *Осташевский Н.А., Иваненко В.Н., Петренко А.Н.* Потери частотно-управляемого асинхронного двигателя при различных законах регулирования и типах преобразователей // Электротехника и электромеханика. – 2009, № 3. – С. 37-41. **5.** *Осташевский Н.А., Петренко А.Н.* Исследование теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя при изменении нагрузки // Электротехника и электромеханика. – 2010, № 3. – С. 23-27. **6.** *Осташевский Н.А., Петренко А.Н.* Исследование теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя при различных законах регулирования // Вестник Национального технического университета "ХПИ". Сб. науч. трудов. Тем. вып. "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика". 2010. – № 16. – С. 89-102.

Поступила в редколлегию 13.10.2010
Рецензент д.т.н., проф. Мілих В.І.

УДК 621.3

Н.Н. ВАЩЕНКО, студентка, НТУ "ХПИ", Харьков
А.А. ПЕТКОВ, канд. техн. наук, с.н.с., НТУ "ХПИ", Харьков

АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ МЕТОДОВ РАСЧЕТА ИНДУКТИВНОСТИ КАТУШЕК С ВСТРЕЧНОЙ НАМОТКОЙ

У роботі показано, що найбільшу точність обчислення індуктивності котушки із зустрічним намотуванням має метод підсумовування. Наведено співвідношення для визначення питомої індуктивності зустрічного намотування на один виток.

В работе показано, что наибольшей точностью вычисления индуктивности катушки с встречной намоткой обладает метод суммирования. Приведены соотношения для определения удельной индуктивности встречной намотки на один виток.

Постановка проблемы. В состав разрядных цепей высоковольтных импульсных испытательных установок входят высоковольтные резисторы, которые используются в качестве защитных и формирующих элементов. Особенностями данных резисторов является то, что они должны адиабатически поглощать значительную энергию и иметь малую индуктивность. Этим требованиям удовлетворяют резисторы, проводящие элементы которых выполнены из металлов с высоким омическим сопротивлением, в частности мотаные проволочные резисторы. С целью уменьшения индуктивности мотаных резисторов часто применяются конструкции использующие встречную намотку проводящего элемента. Оптимальность принятых конструктивных решений резисторов определяется при прочих равных условиях точностью расчета их индуктивности.

Анализ публикаций. Для расчета собственных и взаимных индуктивностей катушек применяются два принципиально отличных друг от друга метода [1]: метод массивного витка и метод суммирования.

Метод массивного витка основан на том, что индуктивность катушки в ω^2 (ω – количество витков катушки) раз больше, чем индуктивность массивного витка, имеющих такую же форму и размеры, как и исходная катушка. Соответственно взаимная индуктивность двух

катушек с количеством витков ω_1 и ω_2, в $\omega_1 \cdot \omega_2$ раз больше взаимной индуктивности соответствующих массивных витков. В случае необходимости при расчете собственной индуктивности учитывается поправка на изоляцию проводов.

При расчете методом суммирования собственная индуктивность катушки вычисляется как сумма собственных и взаимных индуктивностей всех ее витков, а взаимная индуктивность двух катушек определяется как сумма взаимных индуктивностей всех витков одной катушки со всеми витками другой катушки.

В [2] рассмотрено определение собственных и взаимных индуктивностей катушек на основе численных методов вычисления интегральных выражений, описывающих индуктивные параметры катушек.

Определение эквивалентной индуктивности системы из двух катушек при различном их соединении рассмотрено в [3]. Описанные данные позволяют определить индуктивность катушки, образованной двумя параллельно соединенными проводами, намотанными встречно на один и тот же каркас, по известным собственным индуктивностям намотки каждой катушки и их взаимной индуктивности.

В [4] приведена оценка удельной индуктивности катушки с встречной намоткой (индуктивность на один виток), полученная экспериментальным путем для ограниченного набора намоточных данных.

Из проведенного анализа видно, что применительно к определению индуктивности катушек с встречной намоткой имеются общие методики расчета и экспериментальные соотношения для некоторых интервалов намоточных данных. Отсутствие конкретных рекомендаций, позволяющих непосредственно рассчитывать собственную индуктивность таких катушек в общем случае, вносит определенные сложности в процесс проектирования устройств, содержащих конструктивные элементы, использующих встречную намотку.

Целью настоящей работы является усовершенствование методики расчета индуктивности катушек с встречной намоткой.

Материалы и результаты исследований. Рассмотрим схему однослойной встречной намотки, показанную на рис. 1. Намотка осуществляется на изоляционный цилиндрический каркас диаметром $d_к$ двумя проводами одинакового диаметра $d_{пр}$. Провода наматываются на каркас в противоположных направлениях с одинаковым шагом h.

Расчетный диаметр намотки $d_{нам}$ и длина намотки $A_{нам}$ определяются по следующим соотношениям:

$$d_{нам} = d_к + d_{пр}; \qquad A_{нам} = \omega h, \tag{1}$$

где ω – количество витков намотки (одного провода).

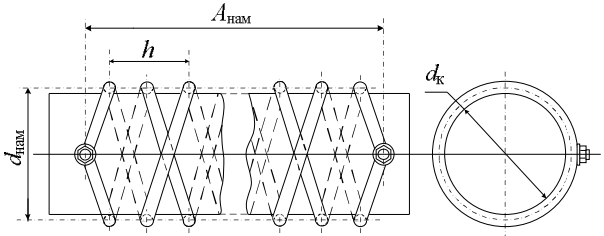


Рис. 1. Схема встречной однослойной намотки.

Индуктивность катушки с встречной однослойной намоткой может быть рассчитана с использованием различных методик.

Для расчетов индуктивности методом суммирования используем представление реальной спиральной намотки в виде кольцевых витков провода [1, 2]. Намотку в целом представим в виде двух катушек, расчетные кольцевые витки которых сдвинуты на половину шага намотки, как показано на рис. 2. Номера витков, включающие символ *i* принадлежат одной из катушек, а включающие символ *j* принадлежат другой. Направление токов в кольцевых витках изменяется поочередно.

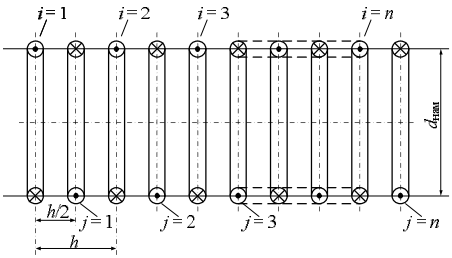


Рис. 2. Расчетная модель встречной однослойной намотки.

Индуктивность каждой из односторонних намоток определим следующим образом [1]:

$$L_{1(i)} = nL_i + \sum_{i=1}^{n} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{n} M_{i,k} \ , \qquad (2)$$

где L_i – индуктивность одного витка; $M_{i,k}$ – взаимная индуктивность двух витков данной намотки.

Согласно [1] $L_i = f\left(\frac{d_{\text{íàì}}}{2}, \frac{d_{\text{ïð}}}{2}\right)$, $M_{i,k} = \varphi\left(\frac{d_{\text{íàì}}}{2}, x_{i,k}\right)$,

где $x_{i,k}$ – расстояние между i-ым и k-ым витками.

Можно показать, что для определения $x_{i,k}$ при односторонней намотке имеет место следующее соотношение:

$$x_{i,k} = |i-k|h\,. \tag{3}$$

Учитывая, что обе катушки имеют одинаковые размеры и количество витков их индуктивность одинакова, т.е. $L_{2(j)} = L_{1(i)}$.

Взаимную индуктивность двух катушек определим по формуле [1]:

$$M = \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n} M_{i,j}\,, \tag{4}$$

где $M_{i,j}$ – взаимная индуктивность между i-ым витком одной катушки и j-ым витком другой катушки.

Согласно [1], $M_{i,j} = \phi\left(\frac{d_{\text{íàì}}}{2}, x_{i,j}\right)$, где $x_{i,j}$ – расстояние между i-ым витком одной катушки и j-ым витком другой катушки.

Можно показать, что для принятой геометрической модели намотки (рис. 2) определение $x_{i,j}$ может производиться следующим образом:

$$x_{i,j} = q_{i,j}h\,, \tag{5}$$

где коэффициент $q_{i,j}$ вычисляется по соотношению

$$q_{i,j} = \begin{cases} j-i+0{,}5 & \text{åñëè} \quad j \ge i; \\ i-j-0{,}5 & \text{åñëè} \quad i > j. \end{cases} \tag{6}$$

Использование соотношений (3), (5) и (6) позволило для метода суммирования разработать программу расчета собственной и взаимной индуктивности системы кольцевых витков, представленной на рис. 2, при произвольном количестве витков n.

Согласно [3] эквивалентная индуктивность двух параллельно включенных катушек с взаимной индукцией равна

$$L_{\text{ýêâ}} = \frac{L_1L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M}\,. \tag{7}$$

При одинаковых катушках (намоточных данных) и встречной намотке (магнитные потоки, создаваемые катушками вычитаются) выра-

жение (7) преобразуется к виду

$$L_{\text{ýêâ}} = \frac{L - M}{2}. \qquad (8)$$

Для оценки точности расчетов было проведено сравнение результатов различных методов определения собственной индуктивности встречной намотки с экспериментальными данными.

Индуктивность L в (8) определялась различными способами:
– как индуктивность соленоида L_s [1];
– как индуктивность соленоида с поправкой на изоляцию L_{si} [1];
– методом суммирования по выражению (2) $L_{\text{сум}}$.

Взаимная индуктивность M в (8) определялась следующим образом:
– аналитическим расчетом $M_{\text{ар}}$ [1];
– методом суммирования по выражению (4) $M_{\text{сум}}$.

Следует отметить, что при расчете взаимной индуктивности двух катушек одинакового размера по формуле, приведенной в [1], при ряде комбинаций геометрических размеров имеет место низкая точность вычислений, а также в ряде случаев неопределенность, т.е. непосредственный расчет по методике, приведенной в [1], возможен не всегда и требует дополнительного анализа.

Для экспериментального определения индуктивности встречной намотки был использован измеритель индуктивности и емкости высокочастотный Е7-9 (рис. 3).

Рис. 3. Высокочастотный измеритель индуктивности и емкости Е7-9.

Измерения индуктивности проводились с использованием макета резистора, показанного на рис. 4. Погрешность измерений Δ не превышала: при измеряемой индуктивности от 0,1 мкГн до 1 мкГн – Δ = ± 0,035 мкГн; при измеряемой индуктивности от 1 мкГн до 10 мкГн – Δ = ± 0,115 мкГн; при измеряемой индуктивности от 10 мкГн до 100 мкГн – Δ = ± 1,15 мкГн.

В эксперименте измерялись: L_1 – индуктивность первой катушки, L_2 – индуктивность второй катушки, $L_{\text{экв } 1}$ – эквивалентная индуктивность двух последовательно соединенных катушек при согласном включении, $L_{\text{экв } 2}$ – эквивалентная индуктивность двух параллельно соединенных катушек при встречном включении (собственная индуктивность катушки с встречной намоткой).

В соответствии с [3], эквивалентная индуктивность двух последовательно соединенных катушек при согласном включении равна

$$L_{\text{ýêâ}\,1} = L_1 + L_2 + 2M_{1,2}\,, \qquad (9)$$

откуда

$$M_{1,2} = \frac{L_{\text{ýêâ}\,1} - L_1 - L_2}{2}\,, \qquad (10)$$

где $M_{1,2}$ – взаимная индуктивность первой и второй катушек, определяемая по результатам измерений $L_{\text{экв}\,1}$, L_1 и L_2.

Рис. 4. Макет резистора для экспериментального определения индуктивности

В экспериментах намоточные данные катушки изменялись в следующих интервалах, характерных для конструктивного исполнения резисторов: количество витков намотки (одного провода) ω = 3-26; диаметр каркаса $d_к$ = 57-85 мм, шаг намотки h = 5-20 мм, диаметр проволоки $d_{пр}$ = 0,5 мм.

Характерные результаты расчетов и измерений собственных и взаимных индуктивностей отдельных катушек приведены на рис. 5 и рис. 6. Как видно из рис. 5, индуктивность катушки в исследованном диапазоне намоточных данных, рассчитанная методом суммирования, имеет наименьшее отклонение от экспериментальных данных, что обосновывает целесообразность его применения для расчета собственной индуктивности.

Расчеты показывают, что индуктивность катушки, определенная как индуктивность соленоида с поправкой на изоляцию близка к индуктивности, определенной по методу суммирования.

Данные, приведенные на рис. 6, показывают, что взаимная индуктивность, определенная методом суммирования и расчетом по аналитическому выражению достаточно близки к значениям, полученным из эксперимента. Однако, учитывая особенности расчета по аналитическому выражению, указанные выше, для расчета взаимной индуктивности в общем случае также целесообразно применять метод суммирования.

На рис. 7 приведены характерные данные расчета индуктивности встречной намотки $L_{\text{встр сум}}$ по (8), при определении входящих величин методом суммирования, и измеренных значений эквивалентной индуктивности двух параллельно соединенных катушек при встречном

включении $L_{встр\ эксп} = L_{экв\ 2}$.

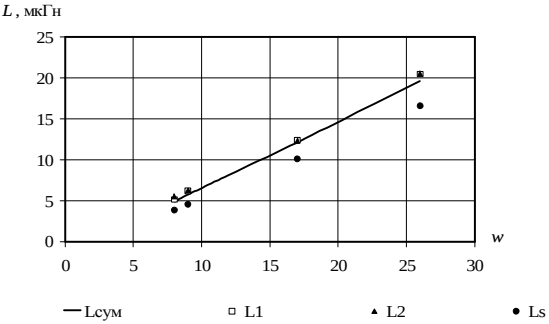


Рис. 5. Сравнение расчетных и экспериментальных данных по индуктивности катушек при $d_н$ = 86 мм, h = 10 мм, $d_{пр}$ = 0,5 мм.

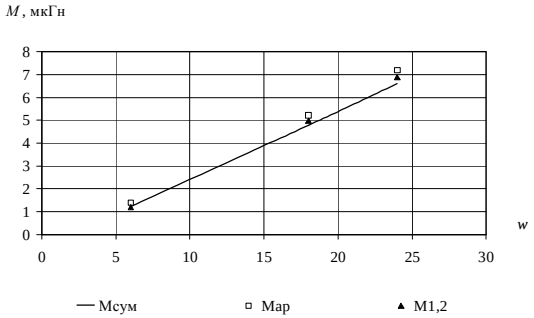


Рис. 6. Сравнение расчетных и экспериментальных данных по взаимной индуктивности катушек при $d_н$ = 58 мм, h = 10 мм, $d_{пр}$ = 0,5 мм.

Как показали расчеты, отклонение расчетных и измеренных значений в значительной мере зависит от шага намотки и при ω = 3-10 может достигать значений 20 %, но, начиная с ω = 10, при исследованных диаметрах и шагах намотки отклонение не превышает 10 %. Имеется тенденция к уменьшению отклонения по мере уменьшения отношения $h/d_í$.Учитывая относительную сложность вычисления с использованием метода суммирования и относительно малые значения индуктивности встречной намотки, для оценочных расчетов имеется возможность использовать, как показано в [4], удельную индуктивность на один виток $L_{уд}$. При этом индуктивность встречной намотки определяется как

$$L_{встр} = L_{уд}\omega.\cdot \qquad (11)$$

На рис. 8 приведены графики изменения удельной индуктивности в зависимости от шага и диаметра намотки.

Аналитически зависимости, приведенные на рисунке, описываются следующими выражениями (h подставляется в мм, удельная индуктивность имеет размерность нГн / виток):

– для $d_н$ = 86 мм

$$L_{óä} = 26{,}15\ln(h) + 21{,}1\,; \qquad (12)$$

– для $d_н$ = 58 мм

$$L_{óä} = 17{,}33\ln(h) + 14{,}5\,. \qquad (13)$$

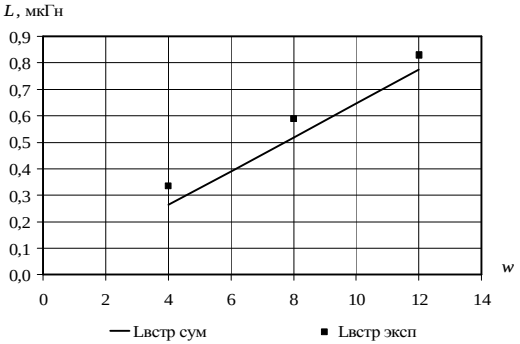


Рис. 7. Сравнение расчетных и экспериментальных данных по индуктивности встречной намотки при $d_н$ = 58 мм, h = 20 мм, $d_{пр}$ = 0,5 мм.

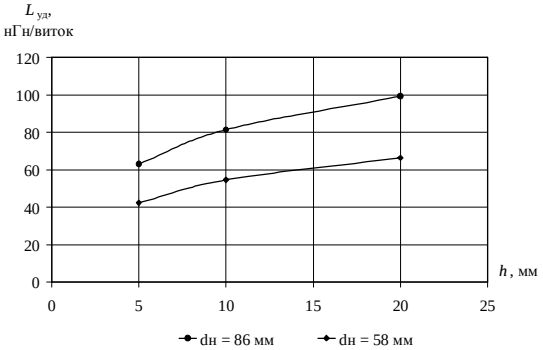


Рис. 8. Удельная индуктивность при различных диаметрах намотки.

Значения $L_{уд}$ для промежуточных значений диаметров намотки могут быть определены линейной интерполяцией данных, полученных по (12), (13) при известном шаге намотки или по графикам, показанным на рис. 8.

Выводы

1. Показано, что наибольшей точностью вычисления индуктивности встречной намотки обладает метод суммирования.

2. Для вычисления методом суммирования взаимных индуктивно-

стей круговых витков, моделирующих одну и две катушки при произвольном количестве витков, предложены соотношения определяющие расстояния между витками.

3. Уточнено известное значение удельной индуктивности встречной намотки за счет учета изменения шага и диаметра намотки.

Список литературы: 1. *Калантаров И.Л.* Расчет индуктивностей: Справочная книга / И.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с. **2.** *Немцов М.В.* Справочник по расчету катушек индуктивности / М.В. Немцов – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 192 с. **3.** *Матханов П.Н.* Основы анализа электрических цепей. Линейные цепи / Матханов П.Н. – М.: Высш. школа, 1972. – 336 с. **4.** *Петков А.А.* Расчет и проектирование защитных резисторов емкостных накопителей энергии: учеб.-метод. пособие / А.А. Петков. – Харьков: НТУ "ХПИ", 2009. – 67 с.

Ващенко Наталия Николаевна студентка. Защитила диплом бакалавра в национальном техническом университете "Харьковский политехнический институт", по специальности техника и электрофизика высоких напряжений в 2009 г.

Петков Александр Александрович, старший научный сотрудник, кандидат технических наук. Защитил диплом инженера, диссертацию кандидата технических наук в Харьковском политехническом институте по специальности техника сильных электрических и магнитных полей, соответственно в 1977 и 2004 гг. Ведущий научный сотрудник НИПКИ "Молния", доцент кафедры "Инженерная электрофизика" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт".
Научные интересы связаны с проблемами техники сильных электрических и магнитных полей и компьютеризированного контроля знаний.

Поступила в редколлегию 01.12.2010
Рецензент д.т.н., проф. Рудаков В.В.

УДК 621.315.2

О.В. ГОЛИК, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПІ", Харьков

ЕКОНОМІЧНИЙ АСПЕКТ ВПЛИВУ ВИХРОВИХ СТРУМІВ НА ЕЛЕКТРИЧНИЙ ОПІР СТРУМОПРОВІДНИХ ЖИЛ ВИСОКОВОЛЬТНИХ КАБЕЛІВ ІЗ ЗШИТОЮ ПОЛІЕТИЛЕНОВОЮ ІЗОЛЯЦІЄЮ

Наведені основні економічні аспекти впливу вихрових струмів на електричний опір струмопровідних жил високовольтних кабелів із зшитою поліетиленовою ізоляцією.

Приведены основные экономические аспекты влияния вихревых токов на электрическое сопротивление токопроводящих жил высоковольтных кабелей с сшитой полиэтиленовой изоляцией.

Постановка проблеми. Для струмопровідних жил високовольтних кабелів із зшитою поліетиленовою ізоляцією характерні великі значення площі поперечного перерізу (аж до 2000 мм^2) і високі значення коефіцієнту заповнення жили (аж до 0,98). Тому вплив вихрових струмів на електричний опір жили при промисловій частоті настільки значний, що зумовлює застосування спеціальних сегметальних конструкцій жили для площі перерізу 400 мм^2 і більших.

Відповідно до діючих міжнародних стандартів [1] зменшення впливу вихрових струмів на електричний опір жили при промисловій частоті при застосуванні сегметальних жил визначають за допомогою введення в розрахункові моделі емпіричних коефіцієнтів, визначених експериментально.

Є щонайменше дві суттєві обставини, які можуть вплинути на значення таких коефіцієнтів для конкретного кабелю. Це – вибрана конкретна конструкція сегментальної жили, по-перше, і технологічна реалізація вибраної конструкції. Крім того на ефективність зменшення впливу вихрових струмів від застосування сегментальної конструкції жили впливають температурний режим роботи кабелю (глибина проникнення електромагнітного поля в метал зростає із зростанням температури) і взаємне розташування кабелів в лінії (суттєво впливає на ефект близькості).

Оскільки всі аспекти згаданих впливів в кінцевому рахунку визначають втрати енергії при передачі її по кабелю, критерієм при порівнянні різних технічних рішень, напрямлених на зменшення впливу вихро-

вих струмів на електричний опір жили при промисловій частоті має бути економічний критерій. Застосування економічних критеріїв при прийнятті технічних рішень щодо вибору жил силових кабелів рекомендовано діючими міжнародним [2] і вітчизняним [3] стандартами.

Застосування цих рекомендацій неможливе без аналізу впливу вихрових струмів на електричний опір струмопровідних жил високовольтних кабелів із зшитою поліетиленовою ізоляцією в діапазоні конкретних застосовних конструкцій сегментальних жил, по-перше. І в умовах конкретної технологічної реалізації вибраних конструкцій.

Для цього необхідний, перш за все, вибір економічного критерію впливу вихрових струмів на електричний опір жили від застосування сегментальної конструкції, впливу температурного режиму роботи кабелю і взаємного розташування кабелів в лінії.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Загальні моделі для визначення електричного опору струмопровідних жил наведені в [1, 4]. До останніх публікацій стосовно економічних аспектів розрахунку електричного опору струмопровідних жил відносяться розроблений автором національний стандарт [3], гармонізований з відповідним міжнародним [2], в яких рекомендовано застосування цілої низки економічних складових для визначення ефективності прийняття технічного рішення щодо вибору жил силових кабелів і про конкретно сегментальні конструкції не йдеться.

В [5] запропоновано економічним критерієм при розрахунку електричного опору струмопровідних жил вважати економію кольорового металу жили у процентах до номінальної площі перерізу за діючим ГОСТ, що є доцільним для жил несегментальної конструкції, але недостатнім для сегментальних жил, призначених саме для зменшення впливу вихрових струмів на електричний опір жил з великою площею перерізу.

Для розрахунку пропускної спроможності силового високовольтного кабелю з пластмасовою ізоляцією необхідне спільне вирішення моделей, які описують конструктивні, електричні, теплові та економічні параметри кабелю. Наведене відповідне рішення для одножильного кабелю перерізом 625 мм^2 на напругу 220 кВ. Встановлено, що оптимальний діапазон товщини ізоляції від 9,5 мм до 10,5 мм і при зменшенні товщини ізоляції практично не зростає пропускна спроможність кабелю.

Ціль, задачі дослідження. Дослідження впливу вихрових струмів на електричний опір жили при промисловій частоті при застосуванні сегметальних жил за допомогою введення в розрахункові моделі

діапазону емпіричних коефіцієнтів, наведених у нормативних джерелах для різних конструкцій зазначених жил.

Дослідження ефективності зменшення впливу вихрових струмів від застосування сегментальної конструкції жили при різних температурних режимах роботи кабелю і при різному взаємному розташуванні кабелів в лінії.

Розрахункові співвідношення. Електричний опір жили змінному струмові $R_{ж\sim}$, перевищує опір жили постійному струму, оскільки вихрові струми зумовлюють перерозподіл його густини по перерізу провідника, збільшуючи густину струму біля поверхні провідника (поверхневий ефект) та в області, що наближена до провідника із протилежно напрямленим струмом (ефект близькості):

$$R_{ж\sim} = \rho \cdot K_у \cdot K_з\,[1+\alpha(\Theta - 20)]\,(1 + y_п + y_б)\,/F, \qquad (1)$$

де $y_п$ і $y_б$ – коефіцієнти поверхневого ефекту і ефекту близькості, які залежать від геометричних і електрофізичних параметрів кабелю; ρ – питомий електричний опір металу жили при температурі жили за 20 °С; $K_у$ – середній коефіцієнт укрутки для багатопроволочних жил, який дорівнює:

$$K_у = (K_1 \cdot n_1 + + K_2 \cdot n_2 + \ldots + K_n \cdot n_n)/n, \qquad (2)$$

де K_i і n_i відповідно коефіцієнт укрутки в i-тому повиві, кількість проволок в i-тому повиві: $K_i = \sqrt{1 + (\pi/m_i)^2}$, де – m_i коефіцієнт скрутки i-того повиву (відношення кроку скрутки до діаметру жили : $m_i = H/d$; $K_з$ – коефіцієнт укрутки при скручуванні чи ізольованих жил в багатожильних кабелях, чи сегментів жил у жилах великого перерізу сегментальної конструкції; α – температурний коефіцієнт електричного опору; F – площа поперечного перерізу металу жили.

Коефіцієнти поверхневого ефекту і ефекту близькості в першу чергу залежать від глибини проникнення $\boldsymbol{a}$ електромагнітного поля в метал жили (рис. 1):

$$a = \sqrt{\rho(\Theta)}\,(/(\pi \cdot f \mu_0 \cdot \mu), \qquad (3)$$

де f – частота; μ_0 – магнітна стала, що дорівнює $4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; μ – відносна магнітна проникність, яка для немагнітних металів дорівнює 1.

В практиці силових кабелів для визначення $y_п$ і $y_б$ використовують [4] спеціальні таблиці функцій аргументу x: $F(x)$, $G(x)$, $H(x)$, $Q(x)$: $x = r\sqrt{2}/a$, де r – радіус круглої жили чи еквівалентний радіус фасонної жили; a – глибина проникнення за (3):

$$y_п = F(x), \qquad (4)$$

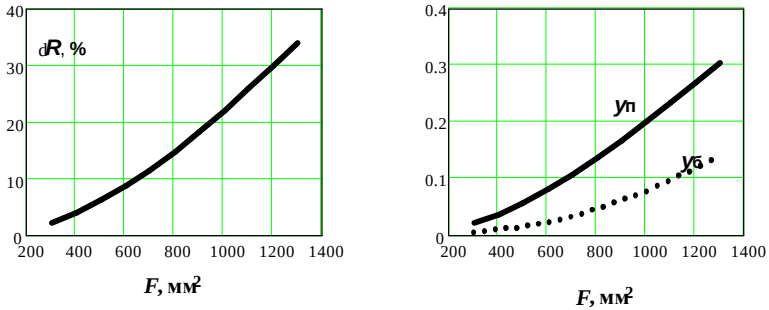
$$y_б = G(x)\cdot(2\,r/h)2/[1 - H(x).\,(2\,r/h)2], \qquad (5)$$

де h – відстань між центрами жил, для яких визначають ефект близькості.

Відносне збільшення електричного опору змінному струмові для

різних значень площі перерізу жили (рис. 1,а) становить від кількох відсотків для значень площі перерізу (300-500) мм^2 до кількох десятків відсотків для площі (600-1300) мм^2 . Таке збільшення опору зумовлювало би значні економічні втрати, тому для жил перерізом від 400 мм^2 застосовують сегментальну конструкцію жили.

Вплив поверхневого ефекту на збільшення електричного опору в кілька разів перевищує вплив ефекту близькості (рис. 1,б), але ці впливи співмірні. Фізична суть коефіцієнту близькості свідчить про його принципову залежність від взаємного розташування жил кабелю чи лінії з кількох кабелів.



а б

Рис. 1. Залежності характеристик впливу вихрових струмів на електричний опір жили від площі її поперечного перерізу:
а) для відносного збільшення опору δ*R*, %; б) для коефіцієнту поверхневого ефекту y_n і коефіцієнту ефекту близькості $y_б$.

Оскільки глибина проникнення *a* відображає тепловий ефект струму в провіднику, її можна використати для аналізу економічних втрат *V* від збільшення електричного опору змінному струмові. Збільшення опору при рівномірному розподілові густини струму по перерізу жили обернено пропорційне зменшенню його перерізу:

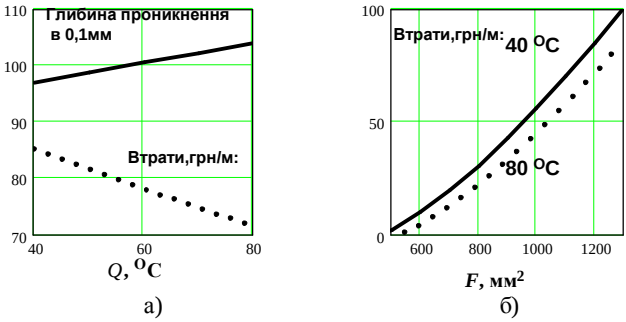
$$V = C_i F\gamma\left[1 - a\pi\frac{(d-a)}{F}\right], \qquad (6)$$

де C_i – ціна одиниці маси металу провідника; *F* – площа поперечного перерізу провідника; *d* – діаметр жили; *γ* – питома маса металу провідника.

Те, що проста модель (6) може надати суттєву інформацію для прийняття технічного рішення ілюструє рисунок 2, на якому видно, що при збільшенні температури жили втрати від збільшення електричного

опору змінному струмові зменшуються через збільшення глибини проникнення (на рис. 2,а) глибина проникнення кратна 0,1 мм) і чим більша площа перерізу жили, тим різниця між економічними втратами при різних температурах більша (рис. 2,б). Проста модель (6) дає можливість визначати вплив ціни металу провідника, температурного режиму роботи кабелю, площі поперечного перерізу провідника на втрати від збільшення електричного опору змінному струмові. Ця модель може бути деталізована, наприклад, виокремленням впливу поверхневого ефекту і ефекту близькості на економічні втрати та т.п. Важливо те, що моделі, які використовують для прийняття технічних рішень в масовому виробництві, мають включати в себе економічну складову, що достатньо пов'язана з електрофізичними параметрами моделі.

Крім параметрів скручування у (1), які впливають на електричний опір жили і постійному і змінному струмові, інші конструктивні особливості кабелю впливають тільки на опір змінному струмові, а отже на y_n і $y_б$ – коефіцієнти поверхневого ефекту і ефекту близькості.



а) б)

Рис. 2. Залежності економічних втрат V за (6) від збільшення електричного опору змінному струмові.

На величину y_n впливає тільки конструкція самої жили. Цей вплив визначають за допомогою коефіцієнта k_s зменшення аргументу x:

$$x_s = r\,(2\cdot k_s)^{0,5}/a, \qquad (7)$$

де k_s – визначений експериментально [2, 3] для конструкції жили, в якій передбачені заходи зменшення впливу вихрових струмів, наприклад, ізолювання і скручування окремих багатопроволочних сегментів в жилу; a – глибина проникнення.

На величину $y_б$ впливають і конструкція жил, і їх взаємне розташування в кабелі чи в кабельній лінії з одножильних кабелів. Вплив

конструкції жили на $y_б$ визначають подібно до наведеного для y_n за допомогою коефіцієнта $k_р$ зменшення аргументу x, оскільки конструктивні заходи завжди напрямлені на зменшення впливу вихрових струмів на електричний опір жил:

$$x_р = r\,(2\cdot k_р)^{0,5}/a, \tag{8}$$

де $k_р$ – визначений експериментально [2, 3].

На рис. 3 наведено результати розрахунків залежностей коефіцієнтів поверхневого ефекту y_n (а) і ефекту близькості $y_б$ (б) від площі поперечного перерізу жили для двох одножильних кабелів промислової частоти. На рис. 3 використано позначення: 1 – кругла багатопроволочна ущільнена жила і кабелі прокладені впритул; 2 – сегментальна жила з коефіцієнтами зменшення аргументу x: $k_р = k_s = 0,4$ і кабелі прокладені впритул; 3 – кругла багатопроволочна ущільнена жила і кабелі прокладені на відстані діаметра один від одного; 4 – сегментальна жила з коефіцієнтом зменшення аргументу x: $k_р = 0,4$, кабелі прокладені на відстані діаметра один від одного.

Порівняння кривих на цьому рисунку свідчить про те, що і застосування сегментальної конструкції жили, і збільшення відстані між кабелями при прокладанні дозволяють значно зменшити вплив вихрових струмів на електричний опір змінному струмові в силових кабелях.

Очевидно, що критерієм доцільності застосування відповідних конструктивних рішень в кожному конкретному випадку має бути економічний критерій, подібний до наведеного (6) і введений розрахункову модель для визначення пропускної спроможності кабелю. Але в такому разі до втрат за (6) необхідно додати додаткові технологічні втрати V_t на виготовлення сегментальної жили і втрати на додаткові матеріали в такій конструкції, наприклад:

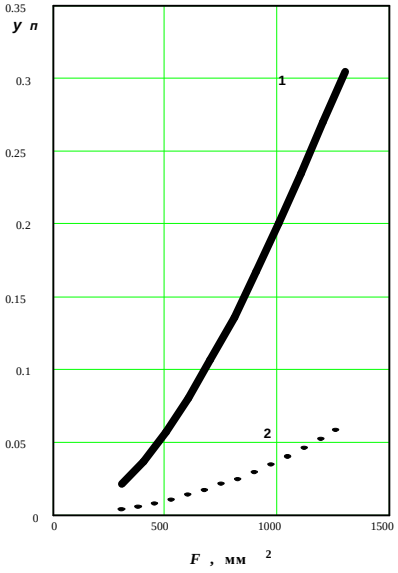
$$V = C_i F\gamma\left[1 - a\pi\frac{(d-a)}{F}\right] + V_t + k_m Ci_m F\gamma_m\,, \tag{9}$$

де k_m – відношення площі додаткових елементів жили до її площі перерізу; Ci_m – середня ціна матеріалів додаткових елементів жили; γ_m – середня питома маса матеріалів додаткових елементів жили.

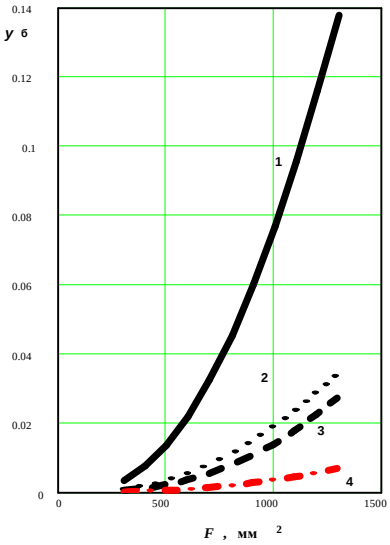
Виконані розрахунки свідчать, що зменшення впливу вихрових струмів на електричний опір змінному струму за рахунок застосування сегментальної конструкції жил відносно однакове і для поверхневого ефекту, і для ефекту близькості; кількісно обидві складові впливу визначають експериментально і вводять в розрахункові моделі у вигляді емпіричних коефіцієнтів.

На зменшення ефекту близькості крім застосування сегментальної конструкції жил, суттєво вливає взаємне розташування жил, на-

приклад, прокладання одножильних кабелів на більшій відстані один від одного.



а



б

Рис. 3. Залежності коефіцієнтів поверхневого ефекту y_n (а) і ефекту близькості $y_б$ (б) від площі поперечного перерізу жили для двох одножильних кабелів промислової частоти.

Висновки. 1. Збільшення електричного опору змінному струму за рахунок впливу вихрових струмів для жил великого перерізу може досягати до 50 % від електричного опору постійному струму, тому для жил перерізом від 400 мм^2 і більших застосовують жили з скручених і ізольованих між собою окремих сегментів; це дозволяє зменшити вплив вихрових струмів в кілька разів.

2. Критерієм доцільності застосування відповідних конструктивних рішень в кожному конкретному випадку має бути економічний критерій, введений в розрахункову модель для визначення пропускної спроможності кабелю. Але в такому разі до втрат, пов'язаних із збільшенням електричного опору необхідно додати додаткові технологічні втрати на виготовлення сегментальної жили і втрати на додаткові матеріали в такій конструкції, наприклад. Запропонована відповідна розрахункова модель.

3. На зменшення ефекту близькості крім застосування сегментальної конструкції жил суттєво вливає взаємне розташування жил, наприклад, прокладання одножильних кабелів на відстані їх зовнішнього діаметра, зменшує вплив ефекту близькості втричі, тобто практично так само, як застосування сегментальної конструкції жил; але на поверхневий ефект таке розташування практично не впливає.

Список літератури: **1**. IEC 60287-1-1. Electric cables. Calculation of the current rating. Current rating equations (100 % load factor) and calculation of losses. – General. – Publication Date: 31 January 2007. – P. 34. **2**. IEC 287-3-2. Electric cables. Calculation of the current rating. Sections on operating conditions. Economic optimization of power cable size. – 1995. – P. 9. **3.** ДСТУ IEC 60287-3-2. Електричні кабелі. Розрахунок номінального струму. Розділи щодо умов застосування. Економічна оптимізація виду силового кабелю. – 2009. – 9 с. **4**. *Карпушенко В.П., Щебенюк Л.А., Антонець Ю.О., Науменко О.А.* Силові кабелі низької та середньої напруги. Конструювання, технологія, якість. Харків: Регіон-Інформ. – 2000. – 376 с. **5**. *Балашов Е.П.* Статистический контроль и регулирование качества массовой продукции / Е.П. Балашов, В.А. Долженков. – М.: Машиностроение, 1984. – 231 с.

Надійшла до редколегії 01.12.2010
Рецензент д.т.н., проф. Гурін А.Г.

УДК 621.3.048

В.С. ГРИНЧЕНКО, аспирант, Научно-технический центр магнетизма технических объектов НАН Украины, Харьков

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАЗМЕРОВ ЯЧЕЕК НЕСПЛОШНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ НА ВЕЛИЧИНУ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ ДВУХПРОВОДНОЙ ЛИНИИ

В роботі представлені результати експериментальних досліджень залежності екрануючих властивостей одношарового гратчастого екрану від розмірів його комірок. Показано, що ефективність екранування гратчастих екранів приблизно дорівнює ефективність екранування суцільних екранів такої самої маси.

В работе представлены результаты экспериментальных исследований зависимости экранирующих свойств однослойного решетчатого экрана от размеров его ячеек. Показано, что эффективность экранирования решетчатых экранов приблизительно равна эффективность экранирования сплошных экранов той же массы.

Постановка проблемы. Снижение уровня переменных магнитных полей (МП) является актуальной задачей. Это объясняется как существующими ограничениями по уровням МП, в которых может стабильно работать электронная аппаратура, так и отрицательным их влиянием на здоровье человека. Эффективным средством уменьшения индукции переменного МП являются электромагнитные экраны [1, 2].

Анализ публикаций по данной проблеме. В литературе рассмотрены экранирующие свойства сплошных [3, 4] и сетчатых [5, 6] электромагнитных экранов. Аналитическое описание электромагнитных процессов в ленточных экранах затруднительно. В работе [7] исследовались экранирующие свойства ленточных экранов в предположении $L_1 >> L_2$ (рис. 1), и было показано, что в некоторых случаях ленточные электромагнитные экраны обеспечивают бо́льшую эффективность экранирования, нежели сплошные.

Принцип действия электромагнитного экрана возможно описать следующим образом [1]: под действием первичного поля (поля источника) в экране индуцируются токи проводимости; эти токи создают вторичное поле; от сложения первичного поля со вторичным образуется результирующие поле. Дополнительные пути для циркуляции токов

проводимости могли бы обеспечить поперечные перегородки (рис. 2); с другой стороны, последние увеличивают массу экрана.

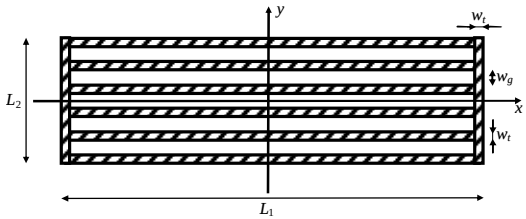


Рис. 1.

Цель работы – экспериментальное исследование влияния размеров ячеек и ширины поперечных перегородок электромагнитного несплошного экрана на его экранирующие свойства.

Рис. 2.

Для описания качества экранирования МП воспользуемся понятием эффективности экранирования [1, 8]:

$$k = \frac{\left|\vec{B}_0\right|}{\left|\vec{B}\right|},$$

где $\left|\vec{B}_0\right|$ – величина модуля индукции МП в отсутствии экрана, $\left|\vec{B}\right|$ – величина модуля индукции МП в присутствии экрана.

Задачи – нахождение распределения эффективности экранирования двухпроводной линии ленточными экранами с различным числом поперечных перегородок.

Постановка эксперимента. Экспериментальный стенд (рис. 3) схематически состоял из следующих элементов: ГС – генератор сигналов, У – усилитель, А – амперметр, ИП – источник поля, ИС – измерительная система, АГ – анализатор гармоник, КУ – координатное устройство, С – самописец.

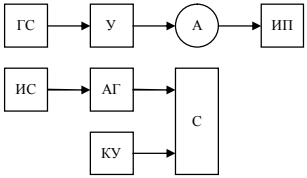


Рис. 3.

Источником поля (ИП) являлся контур, имеющий форму вытянутого прямоугольника со сторонами a_1 = 10 см и a_2 = 300 см. Через генератор сигналов и усилитель на контур подавался синусоидальный ток.

Измерение МП системы "ИП – электромагнитный экран" проводилось при помощи точечного датчика. Через измерительную систему и анализатор гармоник величина МП в точке измерения выводилась на ось ординат самописца. Через координатное устройство на ось абсцисс самописца выводилась координата точки измерения (датчика). Координатное устройство (рис. 4) состояло из проводящей проволоки, натянутой между точками *A* и *B*, источника постоянного тока I_0 и вольтметра, измеряющего разность потенциалов между точкой *A* и точкой измерения *C*. Следует отметить, что сопротивление проводов, соединяющих источник тока и вольтметр, пренебрежительно мало по сравнению с сопротивление проволоки *AB*.

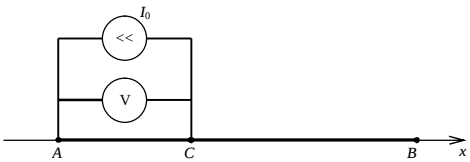


Рис. 4.

В силу закона Ома длина отрезка *AC* прямо пропорциональна падению напряжения на этом участке, а координата точки *C* легко находится из выражения:

$$x_C = \frac{V_{AC}}{V_{AB}} \cdot x_B ,$$

где x_B, x_C – координаты точек *B* и *C* (точка *A* – начало координат); V_{AB}, V_{AC} – падение напряжения на соответствующих участках.

Методика экспериментальных исследований. Несплошной электромагнитный экран и ИП располагались так, как показано на рис.

5. Расстояние от экрана до ИП не менялось и равнялось b = 16 см.

Датчик (на рис. 5 обозначен через "Д") располагался в плоскости y = 0, проходящей через середину ИП и середину экрана. Эта плоскость расположения датчика была выбрана по той причине, что в точках области $\left\{ |x| << \frac{L_1}{2},\ y = 0 \right\}$ величины x- и y-проекций индукции МП пренебрежительно малы по сравнению с величиной z-составляющей вектора индукции МП.

На контур подавался синусоидальный ток: сила тока I = 6,4 А, частота f = 4 кГц.

В силу линейной зависимости индукции МП от силы тока ИП для рассматриваемых экранирующих систем эффективность экранирования не зависит от величины I.

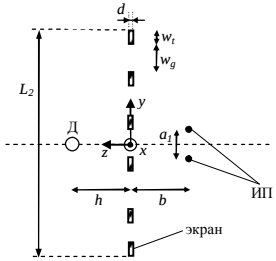


Рис. 5.

С увеличением частоты уменьшается толщина поверхностного слоя δ. Нас интересует случай, когда δ меньше или порядка толщины экрана. Толщина поверхностного слоя обратно пропорциональна частоте тока, и может быть вычислена следующим образом [1]:

$$\delta = \frac{\alpha}{\sqrt{f}},$$

где α – постоянная величина, характеризующая вещество, из которого изготовлен электромагнитный экран. Для меди, использованной для изготовления экранов при постановки экспериментов, $\alpha = 6.6 \cdot 10^{-2}$ м·Гц$^{1/2}$. Так как толщина электромагнитных экранов равнялась 0,1 мм, то исследование экранирующих свойств электромагнитных экранов проводилось на частоте 4 кГц.

Экспериментально находились зависимости $B_x(x)$ и $B_z(x)$ на расстоянии h = 26 см, т.е. изменение компонент индукции МП вдоль экрана. Компонента B_y намного меньше B_x, и тем более намного меньше B_z, потому рассматривать y-составляющую МП не будем.

Измерения поочередно проводились:

– для ИП без электромагнитного экрана;

– для электромагнитного экрана без поперечных перегородок (рис. 1); назовем его экраном №1; экран №1 являлся базовым и имел следующие параметры: материал – Cu, длина L_1 = 125 см, высота L_2 = 40 см, толщина d = 0,1 мм, количество продольных лент – 6, тол-

щина лент w_t = 2,5 см, ленты экрана равноудалены друг от друга и величина зазора между ними w_g = 5 см;

– для электромагнитных экранов, представляющих собой экран №1 с тремя поперечными перегородками (рис. 2, *а*) ширины w_t = 2,5 см и $w_t/2$; назовем их соответственно экран № 2 и экран № 2*;

– для электромагнитных экранов с семью поперечными перегородками (рис. 2,*б*) ширины w_t = 2,5 см и $w_t/2$; назовем их соответственно экран № 3 и экран № 3*;

– для электромагнитного экрана с пятнадцатью поперечными перегородками ширины $w_t/2$; назовем его экран № 4*.

Результаты эксперимента. На рис. 6 представлена зависимость компонент МП (сплошная кривая – $B_z(x)\big|_{y=0,\,z=h}$, пунктирная кривая – $B_x(x)\big|_{y=0,\,z=h}$) для случая экранирования ИП экраном № 2 (рис. 2,*б*).

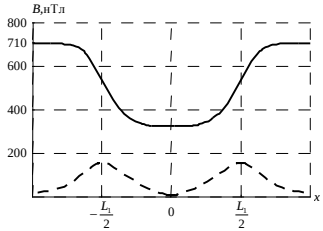


Рис. 6.

Экран расположен в области $|x| \le L_1/2$. В точке, лежащей напротив центра экрана (x = 0), эффективность экранирования максимальна и равна

$$k_h = \frac{B_0}{B_z\big|_{x=0,\,y=0,\,z=h}} = 2.2\,,$$

где B_0 = 710 нТл – величина действующего значения индукции МП, создаваемого источником в отсутствии экрана.

По мере отдаления от середины экраны в сторону его краев индукция МП растет, а эффективность экранирования падает. В точках с координатами $\left(|x| = \pm\frac{L_1}{2},\ y = 0,\ z = h\right)$, лежащих напротив краев экрана, эффективность экранирования равна 1,3. В области $|x| > \frac{3}{4}L_1$ обе

кривые ведут себя асимптотически, т.к. вторичное поле становится малым сравнительно с полем источника: значение B_x стремится к нулю, а B_z стремится к значению B_0 = 710 нТл. Это значение с точностью до погрешности измерений совпадает со значением индукции МП, создаваемом двухпроводной линией в отсутствии экрана.

Поведение зависимостей $B_x(x)$ и $B_z(x)$ для остальных экранов аналогично.

Как видно из рис. 6, в области центра экрана $(|x|)<L_1/4$ для индукции МП выполняется сильное неравенство $B_x<<B_z$. Следовательно, при экранировании бесконечной двухпроводной линии бесконечным ленточным экраном с периодически расположенными поперечными перегородками эффективность экранирования МП (на расстоянии h) будет равна $k_h = \dfrac{B_0}{B_z\big|_{x=0,\,y=0,\,z=h}}$.

В табл. 1 для исследованных экранов приведены значения экспериментально найденной эффективности экранирования k_h, μ (масса экрана, отнесенного к массе экрана № 1) и отношение k_h к μ.

Таблица 1

№ экрана	1	2	3	2^*	3^*	4^*
k_h	1,75	2,12	2,40	1,94	2,16	2,43
μ	1	1,14	1,34	1,07	1,17	1,36
k_h / μ	1,75	1,86	1,79	1,81	1,85	1,81

Как видно из табл. 1, для всех рассмотренных конфигураций экранов отношение $k_h/\mu \approx \text{const}$. Т.е., эффективность экранирования пропорциональна массе экрана.

Выводы. Добавление поперечных перегородок к ленточному экрану увеличило его эффективность. С одной стороны, добавление перегородок уменьшает активное сопротивление, с другой – изменяет индуктивность экрана. Измерения показали, что в рассмотренной зоне (расстояние от экрана до зоны экранирования $b \approx 6 \cdot w_t$) эффективность экранирования пропорциональна массе экрана.

Список литературы: 1. *Шапиро Д.Н.* Основы теории электромагнитного экранирования. – Л.: Энергия, 1975. – 112 с. **2.** *Каден Г.* Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1957. – 327 с. **3**. *Апполонский С.М.* Комплексная задача экранирования электромагнитных полей электроэнергетических установок: Автореф…докт. техн. наук.: 05.09.05. – Л., 1980. – 21 с. **4**. *Ерофееко В.Т., Козловская И.С.,*

Шушкевич Г.Ч. Экранирование низкочастотного МП тонкостенной сферической оболочкой // ЖТФ. – 2010. – Т. 80. – Вып. 9. – С. 8-15. **5**. *Конторович М.И., Петрунькин В.Ю., Есепкина Н.А., Астрахан М.И.* Коэффициент отражения плоской электромагнитной волны от плоской проволочной сетки // Радиотехника и электроника. – 1962. – № 2. – С. 239-249. **6**. *Конторович М.И.* Об усредненных граничных условиях на поверхности сетки с квадратными ячейками // Радиотехника и электроника. – 1963. – № 9. – С. 1506-1515. **7.** *Резинкина М.М., Гринченко В.С.* Исследование электромагнитных процессов в проводящих многослойных ленточных экранах // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Зб. наук. праць. Тем. випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2010. – № 36. – С. 99-104. **8.** *Ронинсон А.Д.* О решении магнитостатических и электростатических задач для поляризованных оболочек // Электричество. – 1994. – № 7. – С. 49-60.

Поступила в редколлегию 31.01.2011
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.373

Н.Н. ИГНАТЕНКО, канд. техн. наук, зав. сектором, НТУ "ХПИ"

ПРИБЛИЖЕННЫЙ РАСЧЕТ ИЗМЕНЕНИЯ ПЛОТНОСТИ ТОКА РАЗВИВАЮЩЕГОСЯ ИСКРОВОГО КАНАЛА В ВОЗДУШНЫХ ПРОМЕЖУТКАХ КРОУБАР-ЗАМЫКАТЕЛЕЙ НАГРУЗКИ ГЕНЕРАТОРОВ ТОКА МОЛНИИ

Запропоновано наближений метод розрахунку щільності струму іскрового каналу, який розвивається в робочих проміжках некерованих повітряних стержньових розрядників замикачів активно-індуктивного навантаження генератора великих імпульсних струмів блискавки.

Предложен приближенный метод расчета плотности тока искрового канала, который развивается в рабочих промежутках неуправляемых воздушных стержневых разрядников замыкателей активно-индуктивной нагрузки генератора больших импульсных токов молнии.

Введение. Высоковольтные генераторы больших импульсных токов находят широкое применение в народном хозяйстве и технике высоких напряжений. В настоящее время в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" разработаны мощные генераторы больших импульсных токов молнии (ГБИТМ) с высоким КПД разрядного контура. Неотъемлемой частью указанных генераторов импульсных токов молнии являются высоковольтные емкостные накопители энергии (ЕНЭ). В состав данных генераторов ГБИТМ входят и неуправляемые воздушные (атмосферного давления) стержневые разрядники кроубар-замыкателей RL-нагрузки [1-3]. Благодаря рациональному выбору межэлектродных расстояний, электрический пробой неуправляемых воздушных стержневых разрядников кроубар-замыкателей наступает в момент времени, близкий к моменту достижения током в нагрузке своего максимального значения [1-4]. При этом в момент срабатывания неуправляемых воздушных разрядников кроубар-замыкателей нагрузки амплитудное значение импульсного напряжения $u_p(t)$ на них близко к нулю [3]. Модель развития искрового канала в воздушных промежутках разрядников замыкателей RL-нагрузки генераторов ГБИТМ описана в [5], где удалось расчетным путем показать динамику изменения скорости движения искрового канала в электродной системе "стержень-стержень". Однако приведенная расчетная модель является неполной,

так как не позволяет определить плотность тока и геометрию искрового канала, изменяющуюся под действием импульсного напряжения. Поэтому целью данной работы является расчетная оценка изменения плотности тока развивающегося искрового канала в неуправляемых воздушных стержневых разрядниках кроубар-замыкателей RL-нагрузки мощных генераторов импульсного тока молнии.

1. Основная часть. На рис.1 приведено изображение воздушной (атмосферного давления) электродной системы "стержень-стержень", имеющую медные электроды. Определим в момент времени t_0 (время появления в рассматриваемой электродной системе эффективных электронов и начала формирования искрового канала [4-8]) собственную емкость C_0 данного воздушного промежутка на землю. Для этого применим выражение [9]:

$$C_0 = \frac{2\pi\varepsilon_0 l}{\ln\frac{2l}{d} - D_2}, \qquad (1)$$

где l и d – длина и диаметр медного электрода; D_2 – коэффициент, зависящий от отношения длины электрода l к длине воздушного разрядного промежутка; ε_0=8,86·10^{-12}Ф/м.

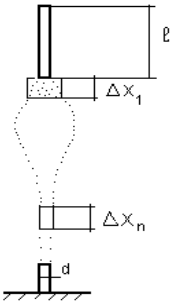


Рис. 1.Воздушная электродная система "стержень-стержень" в момент развития искрового канала.

Полагая, что в данной электродной системе ток проводимости значительно меньше тока смещения [10-11], определим амплитудное значение импульсного тока $i_p(t)$ через воздушный промежуток в момент времени t_0:

$$i_p(t_0) = C_0 \left|\frac{du_p}{dt}\right|_{t=t_0}, \qquad (2)$$

где $u_p(t)=U_0B_1\cos(a_1t)$ – $U_0B_2\cos(b_1t)$ – импульсное напряжение, действующее на разрядные промежутки; B_1, B_2 – безразмерные коэффициенты, определяемые из схемы замещения ГБИТМ, a_1, b_1 – собственные круговые частоты в генераторе токов [3-4]; U_0 – рабочее напряжение ЕНЭ.

Считая, что в начальный момент времени t_0 ток $i_p(t_0)$ равномерно распределяется по поперечному сечению электрода, находим, что начальная плотность тока j_0 в данной электродной системе будет равна $j_0=4\ i_p(t_0)/\pi d^2$. При дальнейшем развитии искрового канала в момент времени t_1 в принятой расчетной модели как бы увеличивается поперечное сечение и длина верхнего электрода, которая в нашем случае

будет равна: $l_1 = l + \Delta X_1$. Это приводит к росту емкости электродной системы на землю и, следовательно, к изменению величины импульсного тока через разрядный промежуток. Для определения плотности тока j_n искрового канала и нахождения площади поперечного сечения S_n искрового канала применим соотношение [10-11]:

$$\frac{di_p}{dS} = \frac{d}{dt}\left[\frac{dq}{dS}\right] = \varepsilon_0 \frac{dE}{dt}, \qquad (3)$$

где q – переносимый заряд; E – напряженность электрического поля в рассматриваемой электродной системе "стержень-стержень".

Индукцию электрического поля D на расстоянии $R=\pi^{-0,5}S^{0,5}$ от оси электродной системы можно определить с помощью теоремы Гаусса в виде: $D=0,5q\,\Delta X^{-1}R^{-1}$ [11]. Данные соображения позволяют из выражения (3) получить простое соотношение:

$$\frac{dq}{dS} = D = \varepsilon_0 E = \frac{q}{2\pi^{0,5}S^{0,5}\Delta X}. \qquad (4)$$

Соотношение (4) представляет собой дифференциальное уравнение первого порядка с разделяющимися переменными [12]. Интегрируя левую часть данного дифференциального уравнения в пределах q_1 и q_0, а правую в пределах S_1 и S_0 для элементарного участка ΔX_1 получим:

$$\ln\frac{q_1}{q_0} = \frac{S_1^{0,5} - S_0^{0,5}}{\pi^{0,5}\Delta X_1}. \qquad (5)$$

Нетрудно видеть, что для достаточно малого участка длиной ΔX_n решение дифференциального уравнения (4) можно записать как:

$$\ln\frac{q_n}{q_{n-1}} = \frac{S_n^{0,5} - S_{n-1}^{0,5}}{\pi^{0,5}\Delta X_n}. \qquad (6)$$

Анализ выражения (6) показывает, что при достаточно малой длине участка ΔX_n численное значение емкостей C_n и C_{n-1} будет очень близко. Для указанного случая решение дифференциального уравнения (4) может быть представлено в следующем приближенном виде:

$$\ln\frac{U_{pn}}{U_{pn-1}} \approx \frac{S_n^{0,5} - S_{n-1}^{0,5}}{\pi^{0,5}\Delta X_n}. \qquad (7)$$

Проведем расчет изменения плотности тока в воздушных разрядных промежутках кроубар-замыкателей нагрузки мощного генератора ГБИТМ при рабочем напряжении ЕНЭ, равном U_0=0,75МВ [3-5]. Пусть рассматриваемая электродная система "стержень-стержень" имеет медные электроды диаметром d=0,01м и длиной l=0,1м. При междуэлектродном расстоянии $S_{22}=S_{32}$=0,245м емкость C_0 данного воздушного промежутка на землю, согласно (1), будет равна C_0=2,13пФ. Из выраже-

ния (2) находим, что в начале развития искрового канала ток $i_p(t_0)$ в данной электродной системе равен $i_p(t_0)$=0,381А. При этом начальная плотность тока j_0 будет равна j_0=4853,5А/м^2. Используя данные работы [5], находим, что при напряжении $u_p(t_1)$=166,32кВ за время Δt=0,225мкс искровой канал в воздушных разрядных промежутках кроубар-замыкателей нагрузки пройдет расстояние ΔX_1=0,00391м. Применив соотношение (7), находим, что площадь поперечного сечения развивающегося искрового канала в данном случае будет приближенно равна S_1≈107,23·10^{-6}м^2. Зная S_1 и эффективную длину верхнего электрода $l+\Delta X_1$, из выражения (1) находим, что электрическая емкость рассматриваемой электродной системы в момент времени t_1 будет приближенно равна C_1≈2,32пФ. Из соотношения (2) следует, что импульсный ток $i_p(t_1)$ через промежуток будет иметь значение, равное $i_p(t_1)$≈0,4433А. При этом плотность тока j_1 на элементарном участке ΔX_1 будет приближенно равна j_1≈4134А/м^2. Пользуясь разработанной методикой, будем по мере развития и продвижения искрового канала определять площадь его поперечного сечения S_n и плотность тока j_n в воздушных разрядных промежутках кроубар-замыкателей нагрузки. Расчетные данные представим в табл. 1.

Анализ приведенных в табл. 1 расчетных данных показывает, что по мере увеличения импульсного напряжения $u_p(t)$ в разрядных промежутках наблюдается рост поперечного сечения S_n канала искрового разряда. При этом величина импульсного тока $i_p(t)$ через промежуток зависит от скорости нарастания напряжения $u_p(t)$. В момент достижения напряжением $u_p(t)$ своего максимума (t≈2,2мкс) ток через разрядный промежуток имеет свое минимальное значение, которое в нашем случае будет равно $i_p(t$=2,2мкс)=0,2657А. Для указанного момента времени поперечное сечение S_n искрового канала будет наибольшим и составит: S_6≈1073,24·10^{-6}м^2. Из таблицы видно, что за время $\Delta t=t_6-t_0$=1,35мкс площадь поперечного сечения развивающегося искрового канала увеличивается в S_6/S_0≈13,7 раза. Это приводит к увеличению емкости рассматриваемой электродной системы "стержень-стержень" на землю (примерно в 2,6 раза) и, следовательно, к росту величины переносимых развивающимся искровым каналом зарядов. Далее по мере спада напряжения $u_p(t)$ в искровом канале разряда происходит изменение направления движения импульсного тока $i_p(t)$ и увеличение его амплитудного значения. Так, при t=3мкс импульсное напряжение $u_p(t)$ будет иметь амплитудное значение, равное U_p=164,6кВ. При величине поперечного сечения искрового канала S_n≈168,4·10^{-6}м^2 и емкости C_n=8,07пФ электродной системы на землю амплитуда импульсно-

го тока $i_p(t)$ искрового канала будет примерно равна I_p=2,31А. Полученные расчетные результаты хорошо соответствуют известным экспериментальным данным [6-8].

Таблица 1 – Расчетные значения плотности тока j_p и площадь поперечного сечения S_n развивающегося искрового канала

t_n, мкс	$U_p(t)$, кВ	ΔX_n, см	dUp/dt, МВ/мкс	C_n, пФ	i_p, А	$S_n \cdot 10^{-6}$, м^2	j_p, А/м^2
t_0=0,85	134		0,1788	2,13	0,381	78,5	4853,5
t_1=1,075	166,32	0,391	0,1908	2,32	0,4433	107,23	4134
t_2=1,3	208,73	1,295	0,1826	2,989	0,546	242,15	2254,11
t_3=1,525	247,1	2,27	0,154	3,93	0,605	499,08	1214,22
t_4=1,75	276,66	3,05	0,1068	5,16	0,551	808,9	681,39
t_5=1,975	293,73	3,66	0,04414	6,03	0,2663	1044,49	254,95
t_6=2,2	295,61	3,9	0,0289	6,878	0,2657	1073,24	247,6
t_7=2,425	280,34	3,725	-0,1069	7,08	-0,757	856,3	883,86
t_8=2,65	247,42	3,15	-0,1836	7,203	-1,322	497,08	2660,47
t_9=2,875	205,4	2,23	-0,2527	7,73	-1,953	223,4	8743,82

Необходимо отметить, что по далее мере роста тока импульсного тока $i_p(t)$ искровой канал в воздушных неуправляемых стержневых разрядниках кроубар-замыкателей нагрузки переходит в устойчивую электрическую дугу, которая при t≈3,7мкс надежно замыкает разрядный промежуток и обеспечивает работоспособность высоковольтного генератора токов молнии.

Выводы. Предложена расчетная модель развития искрового канала в длинных воздушных промежутках разрядников кроубар-замыкателей нагрузки мощных генераторов ГБИТМ. Показано, что, используя полученные расчетные соотношения, можно оценить динамику изменения импульсного тока при развитии искрового канала в длинных воздушных промежутках. Отмечено, что полученные расчетные результаты соответствуют известным экспериментальным данным.

Список литературы: 1. Патент України №6279, МКІ НОЗКЗ/53. Генератор імпульсних струмів // *Баранов М. І., Ігнатенко М. М., Колобовський А. К.* – Опубл. Бюл. №5, 16.05.2005. – 4 с. **2.** Патент України №15714, МКІ НОЗКЗ/53. Генератор великих імпульсних струмів блискавки // *Баранов М. І., Ігнатенко М. М.* – Опубл. Бюл. №7, 17.07.2006.– 4 с. **3.** *Игнатенко. Н.Н.* Расчет переходных процессов в генераторах тока молнии с замыкателями нагрузки // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Зб. наук. праць. Тем. вип.: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2009. – №11. –

С. 38-45. **4.** *Игнатенко. Н.Н.* Выбор длины воздушных промежутков разрядников замыкателей нагрузки в кроубар-генераторах импульсного тока молнии // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Зб. наук. праць. Тем. вип.: Техніка та електрофізика високих напруг.– Харків: НТУ "ХПІ".– 2009. №39. – С. 64-69. **5.** *Игнатенко. Н.Н.* Приближенный расчет скорости движения искрового канала в воздушных промежутках разрядников замыкателей нагрузки генераторов импульсных токов молнии // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Зб. наук. праць. Тем. вип.: Техніка та електрофізика високих напруг.– Харків: НТУ "ХПІ".– 2010. – №18. – С. 80-84. **6.** Техника высоких напряжений: теоретические и практические основы применения: Пер. с нем. / М. Бейер, В. Бёк, К. Мёллер, В. Цаенгель; Под ред. В.П. Ларионова. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 555 с. **7.** *Кремнев В.В., Месяц Г.А.* Методы умножения и трансформации импульсов в сильноточной электронике. – Новосибирск: Наука, 1987. – 224 с. **8.** Техника высоких напряжений / Под ред. Л.И. Сиротинского. Часть первая – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1951. – 292 с. **9.** *Иоссель Ю.Я., Кочанов Э.С., Струтинский М.Г.* Расчет электрической емкости. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 288 с. **10.** *Кнопфель Г.* Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391 с. **11.** *Сукачев А.П.* Теоретические основы электротехники. Ч. 1. Физические основы электротехники. Харьков: Издательство ХГУ, 1959 – 460 с. **12.** *Бронштейн И.Н., Семендяев К.А.* Справочник по математике. – М.: Наука, 1964. – 608 с.

Поступила в редколлегию 4.01.2011
Рецензент д.т.н., проф. Рудаков В.В.

УДК 621.373

О.Л. РЕЗИНКИН, канд. техн. наук, НТУ "ХПИ", Харьков

ФИЗИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ПЛОСКОМ СПИРАЛЬНОМ ГЕНЕРАТОРЕ ИМПУЛЬСОВ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ФЕРРИМАГНИТНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ

Запропоновано пласку компоновку спірального генератора імпульсів високої напруги, яка дозволяє виготовляти ізоляцію його обкладинок за класичною конденсаторною технологією. Наведено результати фізичного моделювання електромагнітних процесів у пласкому спіральному генераторі з феритовим осердям та без нього. Проведена оцінка впливу феритового осереддя на вихідний імпульс спірального генератора.

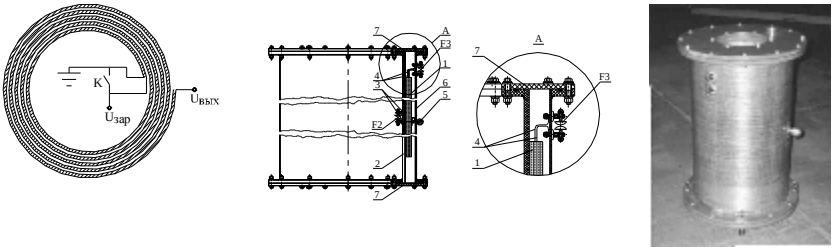
Предложена плоская компоновка спирального генератора импульсов высокого напряжения, которая позволяет изготовлять изоляцию его обкладок по классической конденсаторной технологии. Приведены результаты физического моделирования электромагнитных процессов в плоском спиральном генераторе с ферритовым сердечником и без него. Проведена оценка влияния ферритового сердечника на исходный импульс спирального генератора.

Введение. В высоковольтной импульсной технике известно большое число различных конструкций генераторов импульсов высокого напряжения (ГИН). Каждая из этих конструкций имеет ряд достоинств и недостатков, определяющих область их применения и параметры импульсов, которые могут быть получены на нагрузке. Среди данных конструкций особое место занимает спиральный ГИН [1-4]. Данный тип высоковольтного импульсного генератора характеризуется самой высокой удельной запасаемой энергией среди схем, использующих емкостные накопители энергии. Это объясняется тем, что для работы спирального ГИН практически не требуется каких либо громоздких дополнительных элементов, предназначенных для обеспечения режима его заряда и запуска, а коммутация осуществляется при помощи единственного искрового разрядника. К преимуществам данного генератора относятся также простота компоновки и возможность умножения напряжения в десятки раз. К недостаткам следует отнести необходимость использования малоиндуктивного быстродействующего высоковольтного коммутатора, относительно невысокий коэффициент использования ГИН по напряжению и небольшую выходную емкость (последнее, впрочем, является лишь естественным следствием

высокого коэффициента умножения напряжения).

Особенности конструкционных исполнений спиральных ГИН. Классической компоновкой спирального ГИН является его цилиндрическое исполнение, при котором полосковую линию, образованную парой фольговых обкладок, разделенных пленочной изоляцией, наматывают на трубу из электроизоляционного материала в виде спирали (рис. 1а, б, в). В результате намотки внешние поверхности обкладок образуют так называемую пассивную линию, а внутренние – активную (показана на рис. 1а штриховкой). Емкость, образованная парой обкладок, заряжается до напряжения $U_{зар}$ и затем замыкается накоротко при помощи ключа К, расположенного на одном из краев или в средине активной линии. Замыкание ключа приводит к возникновению и распространению вдоль активной линии волн спада напряжения. По мере продвижения волн, емкости, образованные смежными витками спирали включаются последовательно. Когда падающие волны достигают концов спирали, активная линия оказывается полностью разряженной, а пассивная остается заряженной, вследствие чего напряжение между началом и концом спирали возрастает до величины $U_{вых} = n\beta U_{зар}$, где n – количество витков спирали, β – коэффициент использования ГИН по напряжению. Распространение по активной линии спада напряжения от $U_{зар}$ до нуля эквивалентно распространению по ней волны обратной полярности с амплитудой $-U_{зар}$ при ненулевых начальных условиях $U(0) = U_{зар}$. После достижения волнами разомкнутых концов активной линии на них возникают отраженные волны, также имеющие амплитуду $-U_{зар}$. В момент, когда отраженные волны достигают ключа, процесс перезарядки активной линии до напряжения $-U_{зар}$ оканчивается и напряжение на нагрузке, подключенной к выходу ГИН, достигает максимальной величины $U_{вых} = 2n\beta U_{зар}$. Далее процесс отражения волн повторяется до тех пор, пока вся энергия не поглотиться в нагрузке или не будет рассеяна вследствие потерь.

Описанная компоновка спирального ГИН не является единственно возможной. Так, например, известна конструкция [4], в которой активная и пассивная линии имеют форму двух вставленных друг в друга трехмерных спиралей, образованных вырезанными из фольги кольцами с радиальными разрезами, сложенными внахлест друг на друга вместе с разделяющими их слоями пленочной изоляции. Схема расположения обкладок, образующих линии данного спирального ГИН, показана на рис. 2, а принцип его работы аналогичен описанному выше.



а б в

1 – изолированные спиральные обкладки 2, 6, 7 – элементы маслонаполненного изоляционного корпуса; 3, 4 – электроды коммутирующих разрядников; 5 – выходной высоковольтный вывод

Рис. 1 Спиральный генератор импульсов высокого напряжения: а – схема обкладок активной и пассивной линий; б – основные элементыконструкции; в – внешний вид.

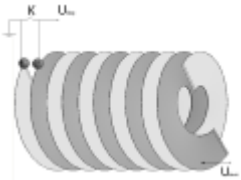
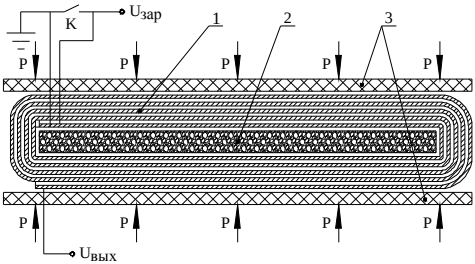


Рис.2 Спиральный ГИН аксиальной компоновки.

Обе упомянутые компоновки спирального ГИН предполагают наличие значительного свободного объема, заключенного внутри спиральных обкладок, существенно увеличивающего габаритные размеры устройства в целом. Наличие этого объема обусловлено необходимостью индуктивной развязки витков спирали друг относительно друга. Действительно, поскольку начало и конец каждого из витков спирали соединяет смежные с ним витки как активной, так и пассивной линий, отсутствие значительного индуктивного сопротивления этого витка фактически означало бы его короткое замыкание и, следовательно, исключение из процесса трансформации напряжения. Между тем еще изобретатели спирального ГИН [1, 2] отмечали возможность увеличения развязывающей индуктивности витков спиральных обкладок за счет применения ферромагнитного сердечника, размещенного внутри его обмотки.

Физическое моделирование позволило проверить возможность практической реализации компоновки спирального ГИН в виде плоской электромагнитной системы с ферромагнитным сердечником (рис. 3). Активная линия на рис. 3 для наглядности заштрихована, а изоляция активной и пассивной линий, высоковольтные малоиндуктивные токоподводы ключа К, высоковольтный выходной вывод и силовые элементы конструкции не показаны. Конструкция и технология изго-

товления пакета 1, составленного из фольговых обкладок линий и их пленочной изоляции, в данном случае позволяет применять хорошо апробированные решения, используемые при изготовлении мотаных конденсаторных секций. Данная компоновка позволяет существенно (более чем на порядок) сократить один из габаритных размеров генератора, повысить ресурс и надежность изоляции его обкладок и дает ряд технологических преимуществ, облегчающих его изготовление.



1 – пакет, намотанный из слоев фольг и изоляции; 2 – ферромагнитный сердечник; 3 – диэлектрические пластины; Р – распределенная механическая нагрузка

Рис 3 Конструкция спирального ГИН плоской компоновки.

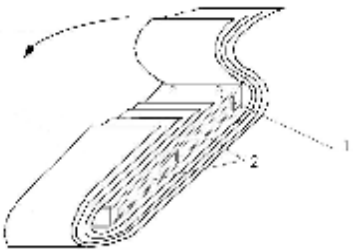
В частности, в случае цилиндрической формы спирального ГИН (рис. 1), обмотка, состоящая из обкладок и изоляции, получается рыхлой, содержащей значительное количество воздушных, а после пропитки – масленых полостей. Данный недостаток обусловлен тем, что в процессе намотки затягивающие усилия ограничены прочностью на разрыв фольг и слоев изоляции, образующих линии ГИН. При попытке обжатия пакета цилиндрического ГИН после намотки, в пакете образуются складки, вызывающие неоднородность волнового сопротивления активной и пассивной линий, а также значительно снижающие электрическую прочность их изоляции. Данные технологические недостатки приводят с одной стороны к снижению эффективности умножения напряжения (практически удается получить значение коэффициента использования ГИН по напряжению $\beta \leq 0{,}7$) и, с другой стороны, приводят к необходимости снижения величины $U_{зар}$ на 20÷30 % по сравнению с его расчетным значением. Применение плоской конструкции ГИН (рис. 3) позволяет проводить опрессовку пакета 1 после его намотки при помощи пары диэлектрических пластин 3. В результате удается достичь плотного и однородного прилегания слоев фольг и

изоляции друг к другу и, как следствие, значительного улучшения геометрических параметров линий, образующих ГИН.

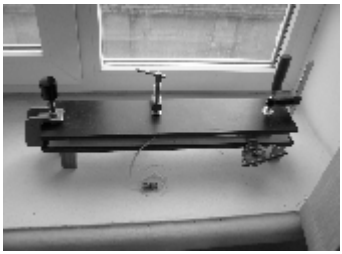
В качестве рабочего диэлектрика линий целесообразно использовать комбинированную бумажно-пленочную изоляцию с вакуумной пропиткой конденсаторным маслом. Чередование слоев конденсаторных пленок и бумаг позволяет добиться полной пропитки пакета 1 по всей его ширине. Для обеспечения требуемой величины индуктивности витков спиральной линии вовнутрь секции помещается магнитодиэлектрический сердечник 2, набранный, например, из пластин магнитомягкого феррита, компаундированного карбонильного или распыленного железа (в зависимости от требуемых амплитудных и частотных параметров ГИН).

Описание физической модели. Экспериментальное исследование работоспособности предлагаемой конструкции спирального генератора проведено путем физического моделирования его работы на пониженном напряжении. Конструкция физической модели соответствует рис. 3, а схема намотки пакета изоляционных и фольговых лент представлена на рис. 4. Намотка спиральной линии выполнялась на изоляционный каркас 1 с габаритными размерами 410×50×12 мм. Стенки каркаса выполнены из стеклотекстолита толщиной 1 мм. В качестве ферромагнитного сердечника 2 использованы четыре стержня из феррита М2000НМ 200×25×10 мм, уложенные между стенками каркаса вплотную друг к другу. Спиральная линия наматывалась на прямоугольный каркас вдоль его большей стороны таким образом, чтобы ферриты можно было извлекать из каркаса без ее перемотки. Состав пакета, представляющего собой полосковую систему из двух изолированных обкладок, следующий: ПФПППФПП, где Ф – ленты шириной a = 50 мм из алюминиевой фольги толщиной 40 мкм, П – ленты шириной 75 мм из лавсана толщиной 25 мкм. Таким образом, ширина закраины пакета составила 12,5 мм. Намотка линии производилась вручную с непрерывной укладкой каждого из слоев пленки и фольговых обкладок, предварительно намотанных на отдельные катушки. Такая технология намотки позволила избежать сминания слоев фольги и пленки, вызванного различием их длин, необходимых для укладки пакета вокруг торцов каркаса. Общее число витков пакета составило N = 18,5, что соответствует длине образованных фольговыми обкладками активной и пассивной линий l = 15,8 м. Толщина намотки при этом составила 4,5 мм с каждой из плоских сторон системы, а расстояние между срединами пакета, расположенными по разные стороны от каркаса, b = 16,5 мм (рис. 4,а). В начале намотки к фольговым обклад-

кам подключены выводы из медной фольги толщиной 50 мкм для подключения быстродействующего закорачивающего коммутатора.



а



б

1 - изоляционный каркас; 2 - ферримагнитный сердечник; 3 - ленты из алюминиевой фольги; 4 – изоляция из лавсана

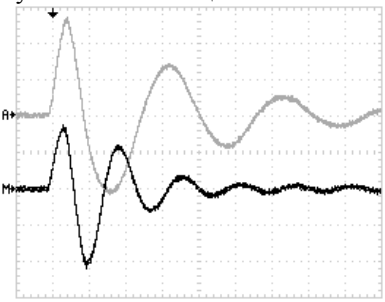
Рис. 4. Физическая модель спирального ГИН плоской компоновки.
а – схема намотки пакета; б – внешний вид модели.

После намотки модель была обжата при помощи двух гетинаксовых щек и струбцин (рис. 4,б). Давление щек на пакет практически полностью передается ферритовому сердечнику (рис. 3, 4), поэтому для предупреждения его растрескивания величина этого давления не должна превышать $P \le 5 \cdot 10^5$ Па. После затяжки струбцин зарядная емкость модели составила $C_{зар}$ = 0,55 мкФ. В качестве закорачивающего коммутатора использован металлокерамический отпаянный газонаполненный тригатрон с коаксиальным расположением управляющего электрода РТ-53. Данный разрядник позволяет коммутировать модель спирального ГИН при зарядных напряжениях $U_{зар}$ = 0,6-1,6 кВ.

Конструкция физической модели позволяет извлекать из изоляционного каркаса (1 рис. 4,а) ферритовые стержни и заменять их диэлектрической пластиной, имеющей те же габаритные размеры, что и сердечник. Это дает возможность непосредственно наблюдать влияние сердечника на работу спирального генератора плоской компоновки. Индуктивность спиральных фольговых обкладок, измеренная при вставленной диэлектрической пластине, составила L_d = 41 мкГн.

Результаты физического моделирования. На рис. 5 представлены осциллограммы напряжения на выходе модели спирального ГИН при наличии А и отсутствии М ферритового сердечника. Измерения выходного напряжения модели ГИН выполнены при помощи высоковольтного емкостно-омического делителя напряжения с входной емко-

стью 30 пФ и сопротивлением 10 МОм. Регистрация выходных сигналов емкостно-оммического делителя проведена при помощи цифрового запоминающего осциллографа Tektronix TDS1012 с полосой пропускания 100 МГц и максимальной частотой дискретизации 1ГГц.



А – при наличии сердечника из феррита М2000НМ; М – при отсутствии сердечника

Рис. 5. Осциллограммы напряжения на выходе модели спирального ГИН, 500 нс/дел, 12,8 кВ/дел.

Из приведенных осциллограмм видно, что импульс напряжения на выходе модели в обоих случаях имеет колебательный характер. Данные колебания обусловлены индуктивностью, образованной витками фольговых лент, из которых намотаны линии спирального генератора, а также емкостью этих фольг друг относительно друга. Описанный выше процесс умножения напряжения на витках спирали приводит к возникновению высокого напряжения на выходе ГИН и возбуждает колебания токов в фольгах. Эти токи создают магнитное поле в средней части ГИН, вызывающее импульсное намагничивание ферримагнитного сердечника. Как видно из осциллограмм, по крайней мере в течение первого периода эти колебания не монохроматичны. Частота возбуждаемых колебаний стабилизируется после окончания первого их периода и отличается в двух рассматриваемых случаях примерно вдвое (f_f = 0,63 МГц при наличии ферритового сердечника и f_d = 1,3 МГц при его отсутствии). Данный эффект объясняется увеличением эквивалентной индуктивности фольг $L_{экв}$ при наличии внутри обмотки материала с высокой магнитной проницаемостью. Кроме того при использовании ферримагнитного сердечника наблюдается существенное повышение выходного напряжения ГИН (23 кВ при наличии сердечника и 14 кВ при его отсутствии), что свидетельствует об эффективности его использования для улучшения индуктивной развязки смежных витков спиральных лент. Очевидно, полученный уровень частоты f_f является приемлемым для использования феррита М2000НМ в качестве материала сердечника спирального генератора импульсного напряжения плоской компоновки. Снижение добротности данной колебательной системы при введении ферритового сердечника с Q_d = 3,1 до Q_f = 2,0 связано, по-видимому, с потерями при импульсном намагни-

чивании феррита. В случае изменения напряженности или частоты магнитного поля, создаваемого импульсными токами спиральных обкладок, для обоснованного выбора материала магнитодиэлектрического сердечника потребуется проведение дополнительных исследований. Оценка соответствия значения эквивалентной емкости спирального генератора $C_{экв}$ в режиме возбужденных колебаний при отсутствии ферримагнитного сердечника формуле Томсона $f_d = \frac{1}{2\pi}\sqrt{1/(L_{экв} \cdot C_{экв})}$, где $L_{экв} = L_d$, показало, что ее величина, составляющая $C_{экв} = 340$ пФ, не совпадает ни с зарядной емкостью $C_{зар} = 0{,}55$ мкФ, ни с емкостью спирального ГИН в ударе [2] $C_{уд} \approx C_{зар}/(2N)^2 \approx 400$ пФ. Таким образом, схема замещения спирального ГИН при рассмотрении возникающих в нем колебаний не может быть представлена единственным контуром, включающим в себя взаимную емкость обкладок, либо их продольную емкость, а также их эквивалентную индуктивность и активное сопротивление. Это связано, по-видимому, с шунтирующим влиянием емкостей отдельных витков спиралей и их взаимной индуктивностью.

Следует отметить, что режим возбужденных колебаний традиционно не рассматривается как основной рабочий режим спирального ГИН. В литературных источниках [1-4] рассматривается работа спирального генератора лишь в процессе умножения напряжения при распространении волн в его активной линии. Тем не менее, понимание процессов, возникающих при работе спирального генератора в режиме возбужденных колебаний чрезвычайно важно при разработке конструкции его изоляции. Кроме того, возможно использование возникающих в этом режиме эффектов в практических целях. Так, например, из приведенной на рис. 5 осциллограммы напряжения на выходе физической модели при отсутствии в ней ферритового сердечника видно, что амплитуда второй (отрицательной) полуволны выше, чем первой. Данный эффект был нами также обнаружен при регистрации выходных импульсов спирального ГИН цилиндрической компоновки с выходным напряжением 800 кВ, приведенного на рис. 1,б,в. Включение последовательно с данным ГИН искрового разрядника, настроенного на пробивное напряжение выше первой полуволны, но ниже второй позволило увеличить напряжение на нагрузке на 15 % или уменьшить на ту же величину зарядное напряжение.

Оценочные расчеты импульсного магнитного поля спирального ГИН показывают, что при работе на максимальных зарядных напряжениях в данной конструкции все известные магнитодиэлектрики ра-

ботают за пределами своих номинальных эксплуатационных режимов. Поведение магнитодиэлектриков в полях, отличных от номинальных, часто бывает не документированным. Как известно, магнитная проницаемость ферро- и ферримагнетиков существенно падает при превышении границ номинальных частотных и амплитудных диапазонов приложенных к ним магнитных полей.

Сложность адекватного описания при помощи схем замещения, неопределенность влияния импульсных характеристик магнитодиэлектрического сердечника и недостаточная исследованность импульсного магнитного поля внутри витков спиральных линий делает актуальным дальнейшее исследование спирального генератора плоской компоновки методом физического моделирования.

Выводы. Предложенная компоновка спирального ГИН позволяет добиться следующих преимуществ по сравнению с классическими конструкциями, описанными в литературе:

– один из габаритных размеров ГИН может быть уменьшен приблизительно на порядок;

– однородность волнового сопротивления активной линии повышается из-за отсутствия складок и замятий обкладок и их изоляции при намотке, а также за счет возможности равномерной опрессовки намотанной линии;

– технологичность сборки устройства становится существенно выше; появляется возможность использования технологических приемов, и оборудования используемых при изготовлении и пропитке мотаных конденсаторных секций.

К недостаткам предложенной компоновки спирального ГИН можно отнести сложность расчета его конструкции из-за неопределенности свойств материала магнитодиэлектрического сердечника в режимах, отличных от номинального.

Список литературы: **1.** *Fitch R.A. and Howell V.T.S*, Novel Principle of Transient High-Voltage Generation, Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Science and General, Apr. 1964, pp. 849-855, vol. 111, No. 4, The Institution of Electrical Engineers, UK. **2.** Patent USA 3289015. Pulse generator. Cl. 307-110 / *Fitch R.A., Howell V.T.* – Nov. 29, 1966. – 9 p. **3.** *Кремнев В.В., Месяц Г.А.* Методы умножения и трансформации импульсов в сильноточной электронике. – Новосибирск: Наука, 1987. – 226 с. **4.** *Козлов М.И.,* Высоковольтный импульсный генератор // ПТЭ. – 1973. – № 5. – С. 106-108.

Поступила в редколлегию 13.12.2010
Рецензент д.т.н., проф. Рудаков В.В.

УДК 533.9.07

В.Б. ЮФЕРОВ, д-р физ-техн. наук, нач. отд. ННЦ ХФТИ, Харьков
Е.В. МУФЕЛЬ, м.н.с., ННЦ ХФТИ, Харьков
В.И. ТКАЧЕВ, м.н.с., ННЦ ХФТИ, Харьков
С.В. ШАРЫЙ, м.н.с., ННЦ ХФТИ, Харьков
Т.И. ТКАЧЕВА, м.н.с., ННЦ ХФТИ, Харьков

ОСОБЕННОСТИ ГАЗОВЫХ РАЗРЯДОВ НАД ПОВЕРХНОСТЬЮ ВОДЫ ПРИ АТМОСФЕРНОМ ДАВЛЕНИИ

Представлені результати дослідження розвитку розряду над поверхнею води при атмосферному тиску та вплив магнітного поля на поведінку плазмового облака (плазмоїда). Плазмоїд не володіє діамагнітним ефектом, тобто є парамагнітним.

Представлены результаты исследования развития разряда над поверхностью воды при атмосферном давлении и влияние магнитного поля на поведение плазменного облака (плазмоида). Плазмоид не обладает диамагнитным эффектом, т.е. является парамагнитным.

Изучение параметров автономных плазменных образований описано в работах [1-4]. В данной работе рассмотрено влияние внешних магнитных полей на образующееся плазменное облако (плазмоид).

Схема экспериментальной установки для изучения динамики развития плазмоидов представлена на рис. 1, где 1 – центральный электрод; 2 – заземленный электрод; 3 – соленоид, создающий внешнее магнитное поле; 4 – диэлектрическая кювета, заполненная водой.

На центральный электрод подается импульсное напряжение отрицательной полярности с амплитудой около 3 кВ. В результате разряда над поверхностью воды образуется плазмоид [5]. Для изучения его поведения использовалась видеокамера, позволяющая проводить видеосъемку со скоростью до 1000 кадр/с. Видеозапись разрядов проводилась в двух ракурсах – сверху и сбоку. В начальной стадии разряда наблюдаются кратковременные высокие разрядные токи, появление которых мы связываем с зарядом от основной батареи "водяной емкости", образованной электродами в водяном бачке.

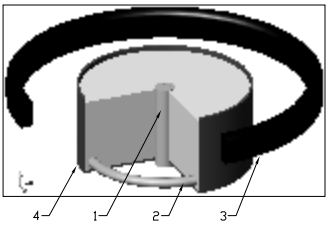


Рис. 1.

Изначально пробой разрядного промежутка происходит по поверхности диэлектрика и замыкается на воду. Далее образуется плазмоид, из тела которого вырастают токовые каналы. По мере подъема плазмоида над поверхностью воды длина токовых каналов и площадь поверхности воды охваченная ими значительно возрастают. В некоторый момент времени мы наблюдаем отрыв плазмоида от центрального электрода и в дальнейшем он существует автономно.

Следует отметить, что в данной системе при изначально небольшом потенциале, подаваемом на электроды происходит пробой значительных водных и воздушных промежутков. Этот факт объясняется тем, что при разряде "водяной емкости" на электродах появляется значительная разность потенциалов, $U=L*dI/dt$, превышающая напряжение заряда конденсаторной батареи (по оценке $U\approx60$ кВ). Это высокое напряжение и приводит к пробою промежутка, длина которого для данной системы 20 см.

На рис. 2 представлено изменение напряжения на плазмоиде, измеренное зондом на высотах 2, 4, 8, 10, 12 и 15 см от поверхности воды. В первоначальный момент времени автономный плазмоид имеет напряжение, соответствующее зарядному напряжению конденсаторной батареи. По мере его подъема оно уменьшалось. Уменьшение напряжения до 0 на 110 мс обусловлено размыканием питающего тока конденсатора.

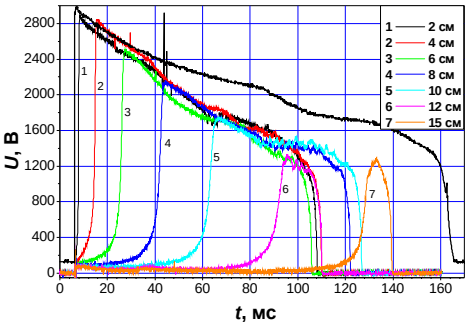


Рис. 2.

На рис. 3 представлено распределение максимумов напряжений в зависимости от высоты расположения зонда. Скорость подъема плазмоида на разной высоте над центральным электродом, приведенная на рис. 4, была определена по времени достижения им зонда.

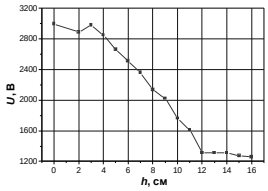


Рис. 3.

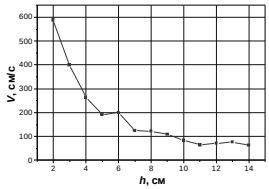


Рис. 4.

При изучении влияния внешнего магнитного поля на поведение плазмоида, магнитное поле создавалось тороидальным соленоидом, состоящим из 100 витков медного провода, с большим диаметром 575 см. Напряженность магнитного поля в центре соленоида изменялось в пределах 25-100 Э.

На рис. 5 представлена последовательность из четырех стоп-кадров видеосъемки, производимой сбоку, демонстрирующая развитие плазмоида без внешнего магнитного поля и в его присутствии. Первый стоп-кадр отображает развитие плазмоида без магнитного поля, второй и третий – в магнитном поле с напряженностью 50 Э и 100 Э соответственно.

При сравнении развития плазмоида в присутствии магнитного поля и без него следует отметить, что в магнитном поле подъем плазмоида ограничен. При этом преобладает его распространение в радиальном направлении. Обычно плазма распространяется из области сильного магнитного поля в область слабого в силу своего диамагнетизма. Здесь мы наблюдаем обратную картину, что может свидетельствовать о его парамагнитных свойствах.

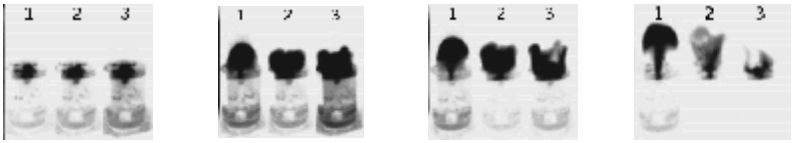


Рис. 5.

На рис. 6. приведены стоп-кадры из видеосъемки, производимой сверху, на которой видно вращение плазмоида. Первый стоп-кадр отображает случай развития плазмоида без магнитного поля, второй, третий и четвертый – в магнитном поле. При разряде в магнитном поле происходит вращение плазмоида. Также в присутствии магнитного поля отмечено увеличение светимости плазмоида и одновременное уменьшение длительности его существования.

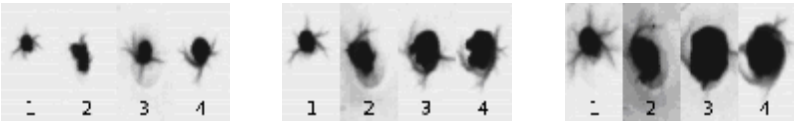


Рис. 6.

Схема установки, позволяющая дополнительно продемонстрировать пробой протяженных (до 50 см) воздушно-водных промежутков, представлена на рис. 7: 1 – центральный электрод в изоляторе; 2 – заземленный электрод; 3 – диэлектрическая кювета, заполненная водой; 4 – размыкатель; 5 – конденсаторная батарея.

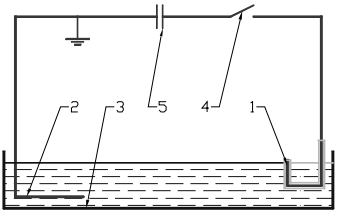


Рис. 7.

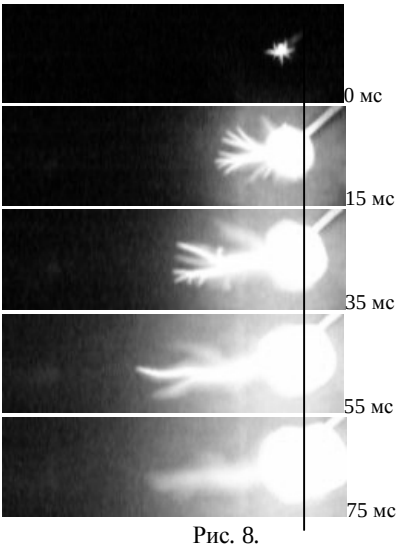


Рис. 8.

Расстояние между электродами 50 см. Длина рабочей зоны 180 см, ширина 20 см, высота 8 см. При приложении напряжения 3 кВ к центральному электроду возникающий над поверхностью воды стример достигал длины 50 см.

На рис. 8 представлена динамика развития разряда в протяженной кювете. Наблюдается смещение плазменного облака в сторону, противоположную развитию разряда (плазмоид сместился вправо от оси, проведенной через центральный электрод).

Выводы. В результате проведенных исследований высказана гипотеза о причине пробоя больших воздушно-водных промежутков при

разряде над поверхностью воды, заключающаяся в заряде и пробое "водяного конденсатора" и появления индуцированного напряжения $U = L^{x}dI/dt$ величиной до 60 кВ. Установлено, что внешнее магнитное поле значительно влияет на развитие плазмоида. В магнитном поле подъем плазмоида ограничен. При этом преобладает его распространение в радиальном направлении, что свидетельствует о его парамагнитных свойствах. При разряде в магнитном поле происходит вращение плазмоида, увеличение его светимости и одновременное уменьшение времени его существования.

Список литературы: **1**. *Егоров А.И., Степанов С.И.* // ЖТФ. – 2008. – Т. 78. – Вып. 6. – С. 15-19. **2.** *Шевкунов С.В.* // ЖЭТФ. – 2001. – Т. 119. – С. 485-508. **3.** *Шевкунов С.В.* // ДАН. – 2001. – Т. 379. – С. 181-186. **4**. *Versteegh A., Behringer K., Fantz U., Fussmann G., Juttner B. and Noack S.* Long-living plasmoids from an atmospheric water discharge // Plasma Sources Science and Technology. – Institute of Physics and IOP Publishing Limited. – 2008, Volume 17. – Issue 2 – PP 1-8. **5**. *Юферов В.Б., Муфель Е.В., Ткачев В.И., Шаповал А.Н., Шарый С.В.* О некоторых особенностях плазменных разрядов над поверхностью воды // Вестник Национального технического университета "ХПИ", – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2009. – №41. – С. 155-162.

Юферов Владимир Борисович, профессор, доктор технических наук, начальник отдела, ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ", yufe-rov@kipt.kharkov.ua. Защитил диплом инженера по специальности физика на физико-математическом факультете ХГУ, диссертацию кандидата и доктора физико-математических наук по специальности экспериментальная физика, соответственно в 1967, 1977 гг.
Научные интересы: проблемы использования ядерных материалов и ядерных и радиационных технологий в сфере развития отраслей экономики, научные исследования в области атомной науки и техники.

Муфель Евгений Владимирович, младший научный сотрудник ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ"; Февраль 1983 Харьковский политехнический институт, по специальности Криогенная техника.

Ткачев Виталий Иванович, младший научный сотрудник ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ", окончил НТУ "ХПИ" в 2002 г., по специальности техника и электрофизика высоких напряжений.
Научные интересы: изучение процессов модификации металлических поверхностей различных конфигураций плазменным методом и сильноточными электронными пучками, исследование параметров долгоживущих плазменных сгустков образующихся в атмосфе-

ре и вакууме.

Шарый Сергей Владимирович, младший научный сотрудник ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ". Защитил диплом инженера-физика по специальности защитные покрытия и материалы реакторостроения на физико-техническом факультете ХГУ в 1995г.
Научные интересы: физика плазмы, сепарация вещества на изотопы из плазменного состояния.

Ткачева Татьяна Ивановна, младший научный сотрудник ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ", окончила НТУ "ХПИ" в 2010 г. по специальности "Техника и электрофизика высоких напряжений".
Научные интересы: физика плазмы, зондовые методы диагностики плазмы.

Поступила в редколлегию 3.11.2010
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.3.913

В.А. КИРИЧЕНКО, студентка ХНУРЭ, Харьков
О.А. ПОНОМАРЕНКО, студентка ХНУРЭ, Харьков
Н.Н. ЧЕРНЫШОВ, канд. техн. наук, ст. науч. сотр. ХНУРЭ, Харьков
Е.В. ФУРСОВА, канд. физ.-мат. наук, НФТЦ МОН НАНУ

АНАЛИЗ ТУРБУЛЕНТНОГО ПОТОКА ЖИДКОСТИ И ТЕПЛОПЕРЕДАЧИ НА ОСНОВЕ КОМПЬЮТЕРНЫХ МОДЕЛЕЙ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ANSYS

В статті наведено результати аналізу турбулентного потоку рідини і теплопередачі в смешивающем колене. Розрахунок проведено на основі комп'ютерної моделі коленчатого патрубка, яка входить до складу стандартних моделей програмного комплексу ANSYS.

В статье представлены результаты анализа турбулентного потока жидкости и теплопередачи в смешивающем колене. Расчет проведен на основе компьютерной модели коленчатого патрубка, которая входит в состав стандартных моделей программного комплекса ANSYS.

Введение. Современный уровень развития науки и техники требует усовершенствования оборудования для получения плазмы и синтеза наноструктур. Одним из путей улучшения рабочих характеристик установок является модернизация систем охлаждения и подачи реагентов. Что приводит к необходимости решения задач, связанных с движением жидкости в различных структурах.

В данной статье описан алгоритм расчета двумерного турбулентного потока жидкости и теплопередачи в смешивающем колене, основанный на компьютерной модели коленчатого патрубка. Патрубок имеет блочную разветвленную структуру, которая характерна для систем транспортировки жидкости различного назначения. В частности, похожую структуру имеют и кровеносные сосуды, поэтому этот расчет также может быть актуален при моделировании бифуркации сосудов в биомедицине [1, 2].

Процесс моделирования осуществляется при помощи специализированных САПР, а именно программного комплекса ANSYS [3], расчеты которого основаны на методе конечных элементов (КЭ). Дан-

ный программный продукт позволяет за короткое время получить достоверные результаты с высокой точностью.

Построение модели расчета. Рассмотрим модель смешивающего колена, которое состоит из двух блоков (рис. 1). Первый блок – коленчатый патрубок диаметра d_1, который согнут с некоторым радиусом кривизны r_c. Второй блок представляет собой полую трубку, врезанную в патрубок в месте его изгиба. Диаметр этой трубки существенно меньше диаметра патрубка.

Жидкость (в нашем случае вода) с температурой T_1 = 20 ^{0}C проходит через широкий канал и смешивается в коленчатом патрубке с поступающей по узкому каналу более теплой жидкостью с температурой T_2 = 40 ^{0}C (рис. 1).

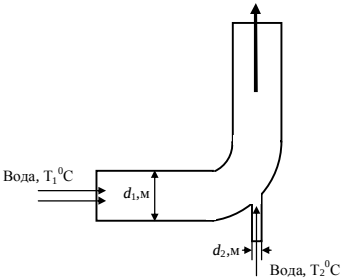


Рис.1. Модель смешивающего колена.

Для построения компьютерной модели используется программный модуль ANSYS Fluent. При этом алгоритм ее построения можно представить в следующем виде:

1) идеализация расчетной области (моделирование геометрии потока);

2) разбивка расчетной области на конечные элементы (наложение сетки);

3) наложение условий непроницаемости;

4) настройка алгоритма решения задачи (наложение граничных условий, установка параметров потока и жидкости, а также определение оптимального количества итераций, необходимых для получения достоверного решения с заданной точностью).

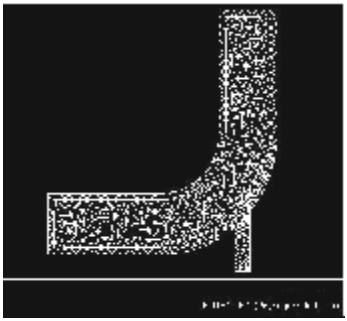


Рис. 2. Треугольная сетка для смешивающего колена.

Итак, на начальном этапе нами была смоделирована геометрия смешивающего колена, и проведена разбивка расчетной области на конечные элементы, при этом необходимо выбрать оптимальную сетку, наиболее адекватно описывающую полученную поверхность.

Для этого задаются параметры сетки, производится ее проверка и масштабирование. В результате по-

лучается треугольная сетка (рис. 2).

Далее определялся характер модели (турбулентное или ламинарное течение жидкости), который бы наиболее точно подходил для выбранной геометрии.

Число Рейнольдса Re, которое является критерием перехода от ламинарного течения жидкости к турбулентному, определяемое из соотношения

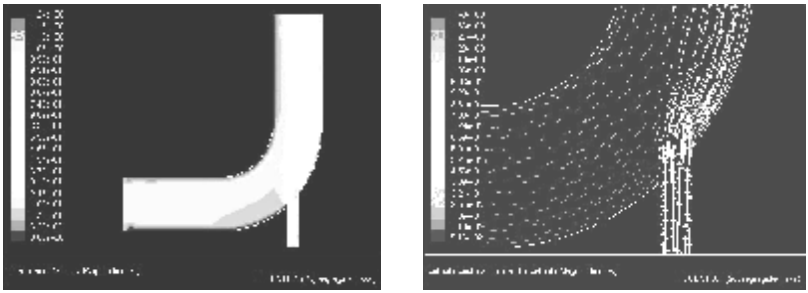
$$\mathrm{Re} = \frac{\rho \upsilon L}{\eta} = \frac{\upsilon L}{\nu} = \frac{QL}{\nu S}, \qquad (1)$$

где ρ – плотность среды, кг/м^3; υ – характерная скорость, м/с; L – характерный размер, м; η – динамическая вязкость среды, кгс/м^2; $\nu = \eta/\rho$ – кинематическая вязкость среды, м^2/с; Q – объемная скорость потока; S – площадь сечения трубы, существенно превышало критическое число Рейнольдса, характерное для течения воды в круглой трубе, что обусловило необходимость выбора турбулентной модели.

После задания граничных условий и параметров среды, расчет турбулентных процессов и теплопередачи осуществлялся на основе алгоритмов, которые входят в состав стандартных моделей программного комплекса ANSYS.

Результаты и их анализ. На основе разработанной модели были проведены исследования физических процессов внутри смешивающего колена, получены распределения значений и векторы скорости потока жидкости внутри патрубка, проанализировано изменение температуры жидкостей до и после смешивания, а также оценены величины статического давления на поверхности патрубка и динамический напор.

На рис. 3 представлено распределение скорости потока жидкости внутри смешивающего колена.



а б

Рис. 3. Распределение скоростей, м/с.

На рис. 3,а представлена зависимость скорости движения жидкости от диаметра трубки. Из рисунка видно, что скорость движения жидкости в трубке с меньшим диаметром существенно превышает скорость движения в патрубке с большим диаметром поперечного сечения. На рис. 3,б представлено распределение скоростей движения жидкостей в векторной форме. Более детально рассмотрен момент смешивания двух потоков. Наблюдаются достаточно сильные турбулентности в момент выхода жидкости из трубки малого диаметра в коленчатый патрубок, после смешивания с потоком в патрубке, скорость снижается, но все же превышает скорость движения воды по более широкому каналу, поэтому на выходе исследуемого патрубка также наблюдается неравномерная картина распределения скорости движения воды.

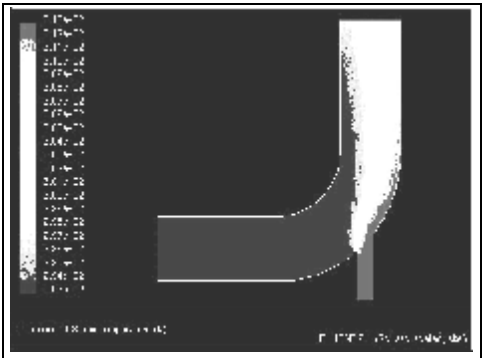
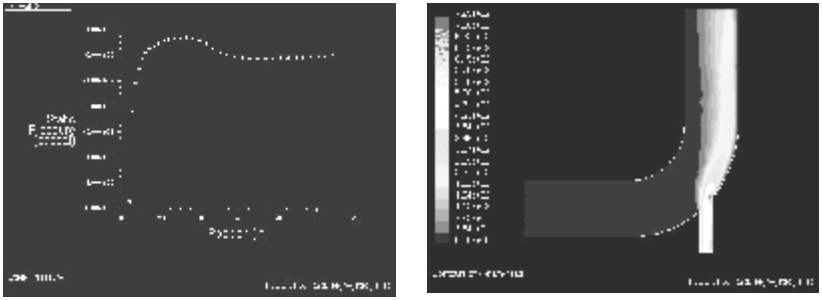


Рис. 4. Распределение температур, К

На рис. 4 приведено распределение температуры жидкости внутри смешивающего колена. Показана динамика изменения температуры при смешивании двух потоков воды с разными начальными температурами. Так, из рисунка видно, что снижение температуры жидкости после взаимодействия двух потоков начинается сразу же после выхода жидкости из трубы малого диаметра в полость коленного патрубка. При этом наиболее нагретой остается часть жидкости, находящаяся у той стенки патрубка, в которую осуществлялась врезка трубы малого диаметра. Это объясняется тем, что скорость жидкости возле стенок смешивающего колена ниже, чем в его центре, и активного взаимодействия двух потоков там нет.

Кроме этого, данная модель позволяет рассчитать распределение статического давления на поверхности канала и изменение кинетической энергии жидкости (динамический напор). Так, на рис. 5 приведены графики распределения статического давления на поверхности большего канала (рис. 5,а) и динамического напора в смешивающем колене (рис. 5,б).



а б

Рис. 5. Графики распределения статического давления поверхности большего канала, Па (а) и динамического напора в смешивающем колене (б).

Видны некоторые колебания статического давления в начале трубки, что обусловлено началом движения жидкости. Поскольку кинетическая энергия жидкости имеет прямую зависимость от скорости движения потока внутри трубы, то динамический напор будет максимальным в зонах сильной турбулентности, т.е. там, где скорость движения жидкости выше, в нашем случае это зона врезки трубы малого диаметра в коленчатый патрубок.

Полученные результаты не противоречат общим законам гидродинамики, что говорит об их достоверности и правильном выборе модели расчета.

Заключение. В программной среде ANSYS Fluent, основанной на методе конечных элементов, построена компьютерная модель 2D-турбулентного течения жидкости и теплопередачи в смешивающем колене. Получены сведения об основных физических процессах, протекающих в данных структурах. Рассчитаны распределения температуры, давления, скорости жидкости, оценен динамический напор потока.

Полученные данные имеют большую практическую ценность при создании новых, более эффективных, систем транспортировки жидкостей в различных областях человеческой деятельности, а также биологии и медицины.

Список литературы: **1.** *Морман Д, Хеллер Л.* Физиология сердечно-сосудистой системы. – СПб: Питер, 2000. – 256 с. **2.** *Биркгоф Г.* Гидродинамика / Пер. с англ. – М.: Из-во иностранной литературы, 1963. – 245 с. **4.** *Каплун А.Б.* ANSYS в руках инженера. – М.: Едиториал УРСС, 2003. – 272 с.

Поступила в редколлегию 26.01.2011
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.77

Б.И. КУЗНЕЦОВ, д-р техн. наук, проф., зав. отделом, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков
Т.Б. НИКИТИНА, канд. техн. наук, доц, НТУ "ХПИ", Харьков
И.В. БОВДУЙ, к.т.н., научный сотрудник, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков
А.В. ВОЛОШКО, аспирант, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков
Е.В. ВИНИЧЕНКО, аспирант, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СТЕНДА ДВУХМАССОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПРИ ЦИФРОВОМ УПРАВЛЕНИИ

Розроблена математична модель імітаційного стенду двомасової електромеханічної системи та наведені її експериментальні характеристики.

Разработана математическая модель имитационного стенда двухмассовой электромеханической системы и приведены ее экспериментальные характеристики.

Постановка проблемы, связь с научными и практическими задачами. При синтезе систем управления сложными многомассовыми электромеханическими системами с упругими и нелинейными элементами, необходима математическая модель, адекватна реальной системе. Достоверность результатов, полученных в ходе синтеза систем управления сложными многомассовыми электромеханическими объектами может быть проверена только при работе с реальным объектом. Одним из подходов к решению данной проблемы является использование стендов, имитирующих структуру объекта управления. При этом, первоначальная отладка регуляторов и сравнение их эффективности работы в условиях, максимально приближенных к реальным, выполняется на таком стенде, содержащем все необходимые элементы.

Анализ последних достижений и публикаций по данной проблеме. В работах [1-3] рассмотрены вопросы синтеза систем управления стендом для математической модели стенда при непрерывном управлении. Все современные системы управления стендами построены на цифровой элементной базе.

Цель работы. Целью данной работы является разработка матема-

тической модели стенда двухмассовой электромеханической системы как объекта управления при цифровом управлении и исследование его динамических характеристик.

Изложение материала исследования, полученных научных результатов. На рис. 1 показана схема стенда, где также показаны моменты внешнего трения M_{c1}, M_{c2} на валах двигателей.

Стенд двухмассовой электромеханической системы содержит две одинаковые электрические машины постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов типа ДПТ-25-Н2, роторы которых связаны между собой пружиной с жесткостью C. На роторах каждой машины установлены оптические дискретные датчики углового положения $ДП_1$, $ДП_2$ с помощью которых измеряются также и угловые скорости роторов [4-9].

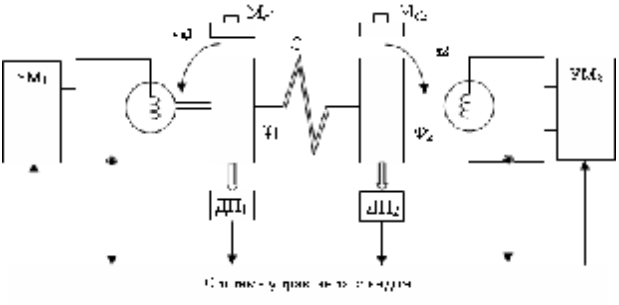


Рис. 1. Схема стенда.

Приведем основные уравнения динамики движения роторов первого и второго двигателей

$$J_{д1}\frac{d\omega_1}{dt} = M_{д1} - M_{\Sigma} - M_c(\omega_1),$$

$$J_{д2}\frac{d\omega_2}{dt} = M_{д2} + M_{\Sigma} - M_c(\omega_2).$$

В этих уравнениях суммарный момент M_{Σ}, передаваемый пружиной, равен сумме моментов упругости $M_у$ и момента вязкого трения $M_{вт}$, так что

$$M_{\Sigma} = M_у + M_{вт}.$$

Для моментов упругости $M_у$ и момента вязкого трения $M_{вт}$ получим следующие уравнения

$$M_{\text{у}} = C(\varphi_1 - \varphi_2),$$

$$M_{\text{вт}} = \beta(\omega_1 - \omega_2).$$

Так как упругий элемент – пружина является накопителем потенциальной энергии, то путем дифференцирования обеих частей исходного уравнения для упругого момента может быть получено следующее дифференциальное уравнение состояния для момента упругости

$$\frac{dM_{\text{у}}}{dt} = C(\omega_1 - \omega_2).$$

Моменты двигателей $M_{\text{д}1}$, $M_{\text{д}2}$ связаны с токами якорных цепей $I_{\text{я}1}$, $I_{\text{я}2}$ уравнениями

$$M_{\text{д}1} = C_1 \Phi_1 I_{\text{я}1},$$

$$M_{\text{д}2} = C_2 \Phi_2 I_{\text{я}2},$$

где C_1, C_2 – конструктивные постоянные двигателей;

Φ_1, Φ_2 – потоки возбуждения двигателей.

Уравнения равновесия ЭДС якорных цепей двигателей имеют следующий вид

$$T_{\text{э}1} \frac{dI_{\text{я}1}}{dt} + I_{\text{я}1} = \frac{1}{R_1}\left[U_{\text{я}1} - K_1 \Phi_1 \omega_{\text{д}1}\right],$$

$$T_{\text{э}2} \frac{dI_{\text{я}2}}{dt} + I_{\text{я}2} = \frac{1}{R_2}\left[U_{\text{я}2} - K_2 \Phi_2 \omega_{\text{д}2}\right].$$

Для управления режимом работы основного и нагрузочного двигателей M_1 и $M_{\text{Н}}$, работающих в 4-х квадрантах, необходимо сформировать сигналы питающего напряжения ДПТ, измерить величины токов и углов поворота вала двигателей. Величина напряжения питания двигателей задается 8-разрядными таймерами МК, работающих в режиме ШИМ. Направление вращения двигателя задается дискретным сигналом, на основе анализа направления тока в конкретном двигателе. Формирование питающего напряжения двигателей по уровню и току выполняется 4-х канальным драйвером L293D фирмы SGS-Thomson, 2 канала которого образуют Н-мост для одного двигателя [4-7].

Драйвер двигателей, работая в ключевом режиме обладает значительным динамическим диапазоном коммутации (до 5 кГц), высокой перегрузочной способностью по току (до 2-х кратного превышения тока замыкания двигателя), температурной защитой и возможностью блокировки выходного напряжения каждого моста. Для управления драйвером двигателей необходим модуль контроля запрета одновре-

менного включения плечей Н-моста, либо организовать дополнительный программный контроль состояния сигналов управления мостом.

Так как частота коммутации широтно-импульсных преобразователей усилителей мощности $УМ_1$, $УМ_2$, питающих якорные цепи двигателей, составляет около 5 кГц, то динамикой этих усилителей можно пренебречь и считать их безинерционными. Тогда получим следующие уравнения, связывающие входные напряжения U_1, U_2 широтно-импульсных преобразователей с их выходными напряжениями, приложенными к якорным цепям $U_{я1}$, $U_{я2}$ двигателей:

$$U_{я1} = K_{ум1} U_1,$$

$$U_{я2} = K_{ум2} U_2,$$

где $K_{ум1}$, $K_{ум2}$ – коэффициенты усиления широтно-импульсных преобразователей.

Примем компоненты вектора переменных состояния в следующем виде: ток якорной цепи первого двигателя $I_{я1}$, скорость ω_1 и угол φ_1 поворота первого двигателя, момент упругости $M_у$ пружины связывающей валы двигателей, угол φ_2 и скорость ω_2 поворота вала второго двигателя и ток якорной цепи второго двигателя $I_{я2}$. Тогда вектор состояния примет следующий вид

$$\vec{X}(t) = \left[I_{я1}, \omega_1, \varphi_1, M_у, \varphi_2, \omega_2, I_{я2}\right]^T.$$

Примем вектор управления в следующем виде

$$\vec{U} = \left[U_1, U_2\right]^T.$$

Примем вектор моментов сопротивления $\vec{M}$ в следующем виде

$$\vec{M} = \left[M_{c1}, M_{c2}\right]^T.$$

Матрицы состояния А управления В и возмущения F приведенные на следующей странице.

Для этого непрерывного объекта управления построим его дискретный аналог

$$\vec{x}_д(k+1) = A_д \vec{x}_д(k) + B_д \vec{u}(k) + F_д M_c(k),$$

где $A_д = I + \frac{A_0 \Delta}{1!} + \frac{A_0^2 \Delta^2}{2!} + ... + \frac{A_0^n \Delta^n}{n!}$;

$$A=\begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|}\hline -\frac{1}{T_{э1}} & \frac{-C_1\Phi_1}{R_1T_{э1}} & & & & & \\ \hline \frac{C_1\Phi_1}{J_{д1}} & \frac{-\beta-\beta_{c1}}{J_{д1}} & & -\frac{1}{J_{д1}} & & \frac{\beta}{J_{д1}} & \\ \hline & 1 & & & & & \\ \hline & C & & & & -C & \\ \hline & & & & & 1 & \\ \hline & \frac{\beta}{J_{д2}} & & \frac{1}{J_{д2}} & & \frac{-\beta-\beta_{c2}}{J_{д2}} & \frac{C_2\Phi_2}{J_{д2}} \\ \hline & & & & & \frac{-C_2\Phi_2}{R_2T_{э2}} & -\frac{1}{T_{э2}} \\ \hline \end{array};\quad B=\begin{array}{|c|c|}\hline \frac{K_{ум1}}{R_1T_{э1}} & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \frac{K_{ум2}}{R_2T_{э2}} \\ \hline \end{array},\quad F=\begin{array}{|c|c|}\hline & \\ \hline -\frac{1}{J_{д1}} & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & -\frac{1}{J_{д2}} \\ \hline & \\ \hline \end{array}$$

Для полученной исходной дискретной системы представим матрицы управления $B_д$ по входному напряжению и матрицу $F_д$ по вектору моментов сопротивления в следующем виде:

$$B_д=\begin{array}{|c|c|}\hline B_1 & B_2 \\ \hline \end{array},\ F_д=\begin{array}{|c|c|}\hline F_1 & F_2 \\ \hline \end{array}$$

При управлении двигателем постоянного тока от широтно-импульсного преобразователя с помощью программно-аппаратных средств напряжение на якорной цепи двигателя изменяется с частотой коммутации ключей мостовой схемы. Примем математическую модель изменения напряжения на якорных цепях двигателей в виде звеньев чистого запаздывания с временем запаздывания, равному периоду дискретности работы управляющего контроллера. Тогда разностные уравнения динамики, описывающие изменение напряжений на якорных цепях двигателей, в цифровой системе, примут следующий вид

$$U_{д1}(\kappa+1)=U_1(\kappa),$$
$$U_{д2}(\kappa+1)=U_2(\kappa).$$

Введем вектор состояния этой дискретной системы в следующем виде:

$$\overset{\mathbf{r}}{X}(t)=\left[I_{я1},\omega_1,\varphi_1,M_у,\varphi_2,\omega_2,I_{я2},U_{д1},U_{д2}\right]^T.$$

Тогда с учетом введенных обозначений блоков матриц состояния и управления вспомогательной дискретной системы матрицы состояния, управления по вектору задающих напряжений на якорной цепи двигателей и матрица возмущения F по моментам сопротивлений разомкнутой системы примут следующий вид:

$$A=\begin{array}{|c|c|c|}\hline A & B_1 & B_2 \\ \hline & 1 & \\ \hline & & 1 \\ \hline \end{array}\quad B=\begin{array}{|c|c|}\hline & \\ \hline 1 & \\ \hline & 1 \\ \hline \end{array};\quad F=\begin{array}{|c|c|}\hline F_1 & F_2 \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline \end{array}.$$

По полученным матрицам состояния, управления по заданиям напряжений на якорные цепи двигателей и возмущения по моментам

сопротивлений могут быть построены переходные процессы исходной системы управления.

Рассмотрим теперь упрощенную математическую модель стенда при цифровом управлении для случая, когда система управления замкнута по углу поворота второго двигателя. При этом для упрощения синтеза системы управления постоянными времени якорных цепей двигателей будем пренебрегать. Для синтеза такой системы управления необходима математическая модель стенда как объекта управления углом поворота второго двигателя. При этом первый двигатель является приводным, а второй двигатель является нагрузочным.

Введем вектор состояния в следующем виде

$$\vec{x}(t) = \lfloor \omega_1, M_{\text{у}}, \omega_2, \varphi_2 \rfloor.$$

Тогда матрицы состояния A, управления B и возмущения F по моменту сопротивления на второй двигатель примут следующий вид

$$A = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline -\dfrac{C_E C_{\text{м}}}{RJ_1} - \dfrac{\beta}{J} & -\dfrac{1}{J} & \dfrac{\beta}{J} & \\ \hline C & & -C & \\ \hline \dfrac{\beta}{J_2} & \dfrac{1}{J_2} & -\dfrac{\beta}{J_2} & \\ \hline & & 1 & \\ \hline \end{array}, \quad B = \begin{array}{|c|} \hline \dfrac{C_M}{RJ_1} \\ \hline \\ \hline \\ \hline \end{array}, \quad F = \begin{array}{|c|} \hline \\ \hline \\ \hline -\dfrac{1}{J_2} \\ \hline \\ \hline \end{array}.$$

Параметры этой математической модели уже определены по экспериментальным характеристикам, снятым на стенде.

Для этого непрерывного объекта управления построим его дискретный аналог

$$\vec{x}_{\text{д}}(k+1) = A_{\text{д}} \vec{x}_{\text{д}}(k) + B_{\text{д}} \vec{u}(k) + F_{\text{д}} M_{\text{с}}(k),$$

где $A_{\text{д}} = \text{I} + \dfrac{\text{A}_0 \Delta}{1!} + \dfrac{A_0^2 \Delta^2}{2!} + \ldots + \dfrac{A_0^n \Delta^n}{n!}$.

При управлении двигателем постоянного тока от широтно-импульсного преобразователя с помощью программно-аппаратных средств напряжение на якорной цепи двигателя изменяется с частотой коммутации ключей мостовой схемы. Примем математическую модель изменения напряжения на якорных цепях двигателей в виде звеньев чистого запаздывания с временем запаздывания, равному периоду дискретности работы управляющего контроллера. Тогда разностное уравнение динамики, описывающие изменение напряжения на якорной цепи первого двигателя, в цифровой системе, примет следующий вид

$$U_{\text{д}1}(\kappa+1) = U_1(\kappa),$$

Введем вектор состояния этой дискретной системы в следующем

виде:

$$\dot{x}(t) = \lfloor \omega_1, M_{\text{у}}, \omega_2, \varphi_2, U_{\text{д}1} \rfloor.$$

Тогда с учетом введенных обозначений матриц состояния, управления и исходной дискретной системы матрицы состояния, управления B по заданию на напряжение на якорной цепи первого двигателя и матрица возмущения F по моменту сопротивления разомкнутой системы примут следующий вид:

$$A = \begin{array}{|c|c|} \hline A_{\text{д}} & B_{\text{д}} \\ \hline & \\ \hline \end{array} \quad B = \begin{array}{|c|} \hline \\ \hline 1 \\ \hline \end{array}; \quad F = \begin{array}{|c|} \hline F_{\text{д}} \\ \hline \\ \hline \end{array}.$$

По полученным матрицам состояния, управления по заданию на напряжение первого двигателя и возмущения по моменту сопротивления на второй двигатель могут быть построены переходные процессы исходной цифровой системы управления.

Результаты моделирования и экспериментальных исследований. На рис. 2 показаны экспериментальные переходные процессы переменных состояния: а) угла поворота первого двигателя; б) угла поворота второго двигателя; в) скорости угла поворота первого двигателя; г) скорости угла поворота второго двигателя; д) момента упругости вала двигателей и е) напряжения на якорной цепи первого двигателя стенда с типовым П-регулятором. Сравнение экспериментальных переходных процессов, полученных на стенде двухмассовой электромеханической системы с модельными переходными процессами, полученными на ЭВМ, показывает их достаточно хорошее совпадение.

Однако экспериментальные переходные процессы переменных состояния скоростей вращения роторов двигателей и напряжения на якорной цепи двигателя, полученные на стенде, содержат высокочастотные составляющие, а модельные переходные процессы этих же переменных состояния изменяются более плавно. Заметим, что на качество переходных процессов существенное влияние оказывают характеристики нелинейностей исполнительных двигателей и именно они определяют потенциальную точность системы.

Выводы из приведенного исследования, перспективы этого направления Разработана математическая модель стенда двухмассовой электромеханической системы при цифровом управлении. Приведены экспериментальные динамические характеристики стенда.

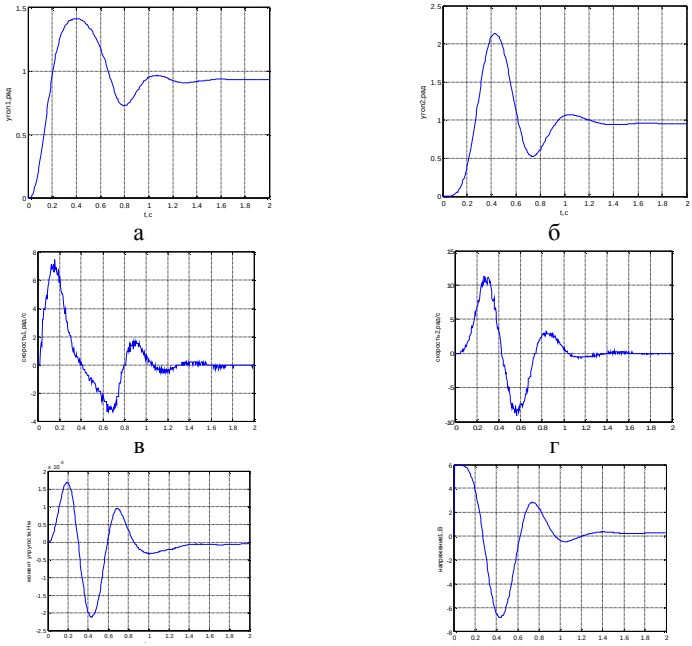


Рис. 2. Переходные процессы а) угла поворота первого двигателя; б) угла поворота второго двигателя; в) скорости угла поворота первого двигателя; г) скорости угла поворота второго двигателя; д) момента упругости вала двигателей и е) напряжения на якорной цепи первого двигателя стенда с типовым П-регулятором.

Список литературы: **1**. *Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Бовдуй И.В., Волошко А.В., Виниченко Е.В.* Математическая модель стенда двухмассовой электромеханической системы / Вестник НТУ "ХПИ". – Харьков: НТУ "ХПИ", 2009. – № 7. – С. 110-117. **2**. *Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Бовдуй И.В., Волошко А.В., Виниченко Е.В.* Робастное управление стендом двухмассовой электромеханической системы / Вестник НТУ "ХПИ". Тематический выпуск "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – Харків: НТУ "ХПІ", 2010. – № 28. – С. 180-181. **3**. *Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Бовдуй И.В., Волошко А.В., Виниченко Е.В.* Синтез робастного регулятора стенда двухмассовой электромеханической системы / Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – Київ: 2009. – Ч. 2. – С. 98-103. **4**. *Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Федорик Р.В.* Практическая реализация цифровых САУ в среде пакета Матлаб с использованием платформы реального времени "QNX TARGET" // Вісник Національного технічного університету "ХПИ". Тем. вып. "Электротехника, электроника и электропривод". – Харьков: НТУ "ХПИ", 2002. – № 2. – С.

98-101. **5**. *Зеленов А.Б., Полилов Е.В., Щелоков А.Г.* Создание универсального лабораторного макета системы прямого цифрового управления электроприводом // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". Тем вып. "Электротехника, электроника и электропривод". – Харьков: НТУ "ХПИ", 2002. – № 12. – С. 472-475. **6**. *Войтенко В.П., Хоменко М.А.* Встраиваемая система позиционирования с нейрорегулятором // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – 2008. – С. 71-74. **7**. *Ан П.* Сопряжение ПК с внешними устройствами: Пер. с англ. – М.: ДМК Пресс, 2003. – 320 с. **8**. *Кузьминов А.Ю.* Интерфейс RS232. Связь между компьютером и микроконтроллером. – М.: Радио и связь, 2004. – 168 с.

Кузнецов Борис Иванович, д.т.н., проф., заведующий отделом Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины. Защитил докторскую диссертацию в 1990 году по синтезу структур и оптимизации многоканальных квазиитерационных систем управления.

Никитина Татьяна Борисовна, к.т.н., докторант кафедры системного анализа и управления Национального технического университета "ХПИ", защитила кандидатскую диссертацию в 2001 году по синтезу систем управления главными электроприводами блюминга в режиме пробуксовки валков

Волошко Александр Валерьевич, м.н.с. отдела проблем управления магнитным полем Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины

Бовдуй Игорь Валентинович, к.т.н., с.н.с. отдела проблем управления магнитным полем Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины

Виниченко Елена Владимировна м.н.с. отдела проблем управления магнитным полем Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины

Поступила в редколлегию 25.01.2011
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.3.01

Б.И. КУЗНЕЦОВ, д-р техн. наук, проф., зав. отделом, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков
Т.Б. НИКИТИНА, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков
А.В. ВОЛОШКО, аспирант, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков
И.В. БОВДУЙ, канд. техн. наук, научный сотрудник НТЦ МТО НАН Украины, Харьков
Е.В. ВИНИЧЕНКО, аспирант, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИНДИВИДУАЛЬНЫХ ПРИВОДОВ ПРОКАТНЫХ ВАЛКОВ С СИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ И С УЧЕТОМ ИХ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ЧЕРЕЗ ПРОКАТЫВАЕМЫЙ МЕТАЛЛ ПРИ ЦИФРОВОМ УПРАВЛЕНИИ

Розроблено математичні моделі головних приводів прокатних станів із синхронними двигунами при цифровому керуванні у вигляді двомасової електромеханічної системи для короткої лінії та у вигляді тримасової електромеханічної системи для довгої лінії з урахуванням пружних елементів у трансмісіях між виконавчими двигунами, редукторами й прокатними валками з урахуванням нелінійних моментів тертя між валками та взаємним впливом прокатних валків один на одного у ході прокатки через метал, що прокатується.

Разработаны математические модели главных приводов прокатных станов с синхронными двигателями при цифровом управлении в виде двухмассовой электромеханической системы для короткой линии и в виде трехмассовой электромеханической системы для длинной линии с учетом упругих элементов в трансмиссиях межу исполнительными двигателями, редукторами и прокатными валками и с учетом нелинейных моментов трения между валками взаимным влиянием прокатных валков друг на друга в ходе прокатки через прокатываемый металл.

Постановка проблемы, связь с научными и практическими задачами. Большинство современных главных приводов прокатных станов комплектуются синхронными двигателями с частотными преобразователями.

При векторном управлении синхронными приводами в большинстве систем управления реализуется алгоритм прямого управления моментом двигателя. При этом по данным большинства фирм производителей частотных преобразователей, время нарастания момента не превышает нескольких миллисекунд, а время спада момента при таком

алгоритме управления вообще принимается нулевым. Поэтому будем предполагать, что в системе используется частотное управление приводными двигателями и реализовано программно-аппаратное прямое управление моментами.

Анализ последних достижений и публикаций. В работах [1-6] рассмотрены вопросы синтеза систем управления главными приводами для математических моделей в виде двух и трехмассовых электромеханических систем при непрерывном управлении. Все современные системы управления электроприводами строятся на цифровой элементной базе.

Цель работы. Целью данной работы является разработка математической модели главных приводов прокатных станов с синхронными двигателями переменного тока и с учетом их взаимного влияния через прокатываемый металл при цифровом управлении.

Результаты исследований. На рис. 1 показана схема прокатного стана с индивидуальным приводом валков с синхронными двигателями и с учетом их взаимного влияния через прокатываемый металл.

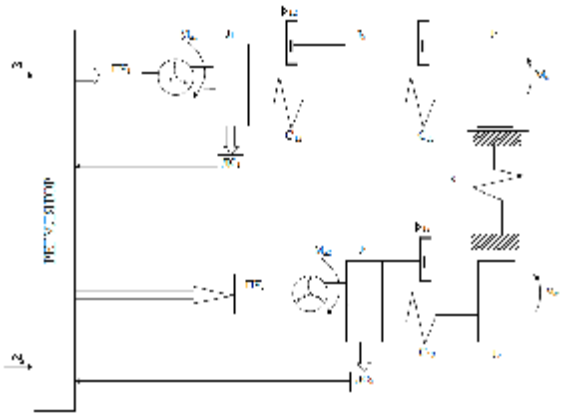


Рис. 1.

Приведем основные уравнения динамики этой системы. Для короткой линии главного привода примем модель в виде двухмассовой системы, которой соответствует система следующих уравнений:

$$J_{\text{в}} \frac{d\omega_{\text{в}}}{dt} = M_{\text{у}} + \beta(\omega_{\text{д}} - \omega_{\text{в}}) - \beta_{\text{с}}\omega_{\text{в}} - M_{\text{с}},$$

$$\frac{dM_{\text{у}}}{dt} = C(\omega_{\text{д}} - \omega_{\text{в}}),$$

$$J_{\text{д}} \frac{d\omega_{\text{д}}}{dt} = M_{\text{д}} - M_{\text{у}} - \beta(\omega_{\text{д}} - \omega_{\text{в}}).$$

В этих уравнениях: $\omega_в$, $\omega_д$ – скорость вращения валка и двигателя; $J_в$, $J_д$ – момент инерции валка и двигателя; $M_у$ – момент упругости; C, β – жесткость и коэффициент внутреннего вязкого трения упругого вала на скручивание.

При этом учтено наличие подающего участка в зависимости момента внешнего трения от скорости вращения с жесткостью $\beta_с$ [6].

Для длинной линии главного привода прокатного стана примем модель в виде трехмассовой системы с моментами инерции двигателя, муфты и валка. Уравнения динамики такой системы примут следующий вид:

$$J_в \frac{d\omega_в}{dt} = M_{у2} + \beta_2(\omega_м - \omega_в) - \beta_с\omega_в - M_с,$$

$$\frac{dM_{у2}}{dt} = C_2(\omega_м - \omega_в),$$

$$J_р \frac{d\omega_м}{dt} = M_{у1} + \beta_1(\omega_д - \omega_р) - M_{у2} - \beta_2(\omega_м - \omega_в),$$

$$\frac{dM_{у1}}{dt} = C_1(\omega_д - \omega_м),$$

$$J_д \frac{d\omega_д}{dt} = M_д - M_{у1} - \beta_1(\omega_д - \omega_м).$$

где $\omega_в$, $\omega_м$, $\omega_д$ – скорости вращения валка, редуктора и двигателя; $M_{у1}$, $M_{у2}$ – моменты упругости в быстроходном и тихоходном валах; C_1, C_2 и β_1, β_2 – жесткости и коэффициенты внутреннего вязкого трения в быстроходном и тихоходном валах на скручивание; $T_э$ – электромагнитная постоянная якорной цепи; T_μ – постоянная времени тиристорного преобразователя; $J_в$, $J_м$, $J_д$ – моменты инерции валка, муфты и двигателя.

В этих уравнениях также учтено наличие падающего участка в характеристике внешнего трения с наклоном $\beta_с$.

Если скорости вращения верхнего и нижнего валков не равны друг другу, то за счет наличия связи через прокатываемый металл возникает перераспределение нагрузок так, что валок, который вращается с большей скоростью, берет на себя большую долю момента прокатки. Скорости вращения валков короткой $\omega_{в2}$ и длинной $\omega_{в1}$ линий главного привода прокатного стана различны и их уравнения динамики могут быть записаны в следующем виде (будем обозначать переменные и константы относящееся к длинной линии с индексом 1, а к ко-

роткой – с индексом 2):

$$J_{в1}\frac{d\omega_{в1}}{dt}=M_{у12}+\beta_{12}\left(\omega_{д1}-\omega_{в1}\right)-\beta_{с1}\omega_{в1}-0{,}5M_{с}-\Delta M\ ,$$

$$J_{в2}\frac{d\omega_{в2}}{dt}=M_{у2}+\beta_{2}\left(\omega_{д2}-\omega_{в2}\right)-\beta_{с2}\omega_{в2}-0{,}5M_{с}-\Delta M\ ,$$

где изменение момента ΔM, вызванное разностью скоростей вращения верхнего и нижнего валков:

$$\Delta M=k\left(\omega_{в1}-\omega_{в2}\right).$$

Тогда эти уравнения динамики примут следующий вид:

$$J_{в1}\frac{d\omega_{в1}}{dt}=M_{у12}+\beta_{12}\left(\omega_{д1}-\omega_{в1}\right)-\beta_{с1}\omega_{в1}-0{,}5M_{с}-k\omega_{в1}+k\omega_{в2}\,,$$

$$J_{в2}\frac{d\omega_{в2}}{dt}=M_{у2}+\beta_{2}\left(\omega_{д2}-\omega_{в2}\right)-\beta_{с2}\omega_{в2}-0{,}5M_{с}-k\omega_{в2}+k\omega_{в1}\,.$$

При захвате металла момент сопротивления изменяется не мгновенно и зависит от условий захвата. Примем модель изменения момента сопротивления в виде апериодического звена первого порядка [1-3].

$$\frac{M_{с}(t)}{dt}=-\frac{1}{a}M_{с}(t)+\frac{1}{a}M(t)\ ,$$

где $M(t)$ – ступенчатое изменение внешнего воздействия.

На основании этой математической модели рассмотрим построение робастного регулятора.

Для построения математической модели при цифровом управлении рассмотрим вспомогательную непрерывную динамическую систему. Введем вектор состояния этой системы, компонентами которой являются

$$\vec{X}(t)=\left\{\omega_{в1}(t),M_{у12}(t),\omega_{р}(t),M_{у11}(t),\omega_{д1}(t),\omega_{в2}(t),M_{у2}(t),\omega_{д2}(t),M_{с}(t)\right\}^{T}.$$

Введем вектор управления, компонентами которого являются моменты первого и второго двигателей $M_{д1}$ и $M_{д2}$, а также момент сопротивления $M_{с}$, так, что вектор управления примет следующий вид

$$\vec{U}(t)=\left\{M_{д1},M_{д2},M_{с}\right\}^{T}$$

Матрицы состояния и управления примут следующий вид

$$A=\begin{bmatrix} \frac{-\beta_{c1}-\beta_{12}-K}{J_{в1}} & \frac{1}{J_{в1}} & \frac{\beta_{12}}{J_{в1}} & 0 & 0 & \frac{K}{J_{в1}} & 0 & 0 & -\frac{1}{J_{в1}} \\ -C_{12} & 0 & C_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\beta_{12}}{J_р} & -\frac{1}{J_р} & \frac{-\beta_{11}-\beta_{12}}{J_р} & \frac{1}{J_р} & \frac{\beta_{11}}{J_р} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -C_{11} & 0 & C_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\beta_{11}}{J_{д1}} & -\frac{1}{J_{д1}} & -\frac{\beta_{11}}{J_{д1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{K}{J_{в2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\beta_{c2}-\beta_2-K}{J_{в2}} & \frac{1}{J_{в2}} & \frac{\beta_2}{J_{в2}} & -\frac{1}{J_{в2}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -C_2 & 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\beta_2}{J_{д2}} & -\frac{1}{J_{д2}} & -\frac{\beta_2}{J_{д2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\alpha} \end{bmatrix} \quad B=\begin{bmatrix} & & \\ & & \\ & & \\ & & \\ \frac{1}{J_{д1}} & & \\ & & \\ & & \\ & \frac{1}{J_{д2}} & \\ & & \frac{1}{\alpha} \end{bmatrix}$$

Для этого непрерывного объекта управления построим его дискретный аналог

$$\vec{x}_д(k+1)=A_д\vec{x}_д(k)+B_д\vec{u}(k),$$

где $A_д=\mathrm{I}+\frac{\mathrm{A}_0\Delta}{1!}+\frac{A_0^2\Delta^2}{2!}+\ldots+\frac{A_0^n\Delta^n}{n!}$.

Для полученной исходной дискретной системы представим матрицы состояния $A_д$ и управления $B_д$ этой вспомогательной дискретной системы в виде следующих блочных матриц:

$$A_д=\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \quad B_д=\begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} \\ B_{21} & B_{22} & B_{23} \\ B_{31} & B_{32} & B_{33} \end{bmatrix}.$$

При векторном управлении синхронным двигателем обычно реализуется контур регулирования момента двигателя с помощью программно-аппаратных средств – так называемое прямое управление моментом асинхронного двигателя [6]. Примем математическую модель изменения момента двигателя в виде звена чистого запаздывания со временем запаздывания, равному периоду дискретности работы управляющего контроллера. Тогда разностные уравнения динамики, описывающие изменение моментов двигателей в двухканальной системе с раздельной нагрузкой, примут следующий вид

$$M_{д1}(\kappa+1)=M_{з1}(\kappa),$$

$$M_{д2}(\kappa+1)=M_{з2}(\kappa).$$

Введем вектор состояния этой дискретной системы в следующем виде:

$$\overset{\mathbf{r}}{X} = \left\{\omega_{\text{в}1}, M_{\text{у}12}, \omega_{\text{р}}, M_{\text{у}11}, \omega_{\text{д}1}, M_{\text{д}1}, \omega_{\text{в}2}, M_{\text{у}2}, \omega_{\text{д}2}, M_{\text{д}2}, M_{\text{с}}\right\}^T .$$

Тогда с учетом введенных обозначений блоков матриц состояния и управления вспомогательной дискретной системы матрицы состояния, управления B по вектору задающих воздействий моментов двигателей и матрица возмущения F по моменту сопротивления разомкнутой системы примут следующий вид:

$$A = \begin{array}{|c|c|c|c|c|}\hline A_{11} & B_{11} & A_{12} & & A_{13} \\ \hline & & & & \\ \hline A_{21} & & A_{22} & B_{22} & A_{23} \\ \hline & & & & \\ \hline & & & & A_{33} \\ \hline \end{array} \quad B = \begin{array}{|c|c|}\hline & \\ \hline 1 & \\ \hline & \\ \hline & 1 \\ \hline & \\ \hline \end{array}; \quad F = \begin{array}{|c|}\hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline B_{33} \\ \hline \end{array} .$$

По полученным матрицам состояния, управления по моментам двигателей и возмущения по моменту сопротивления построим переходные процессы модели исходной системы управления.

Результаты моделирования. В качестве примера на рис. 2 показаны переходные процессы переменных состояния: а) скорости вращения верхнего валка $\omega_{\text{в}1}$; б) момента упругости в тихоходном валу $M_{\text{у}12}$ верхнего валка; в) момента упругости в быстроходном валу верхнего валка $M_{\text{у}11}$ и г) момента упругости вала нижнего валка $M_{\text{у}2}$ в цифровой модели системы по заданию на момент двигателя второго канала при наличии взаимосвязи между каналами. Несмотря на то, что задание на вход первого канала не подается, за счет наличия взаимосвязи между каналами, переменные состояния первого канала также изменяются – увеличение скорости вращения валков второго канала приводит к возрастанию скорости вращения валков первого канала, а с ними с ними возрастает и скорость вращения двигателя первого канала. Как видно из этих переходных процессов, моменты упругости быстроходного и тихоходного валов верхнего валка имеют отрицательные значения несмотря на то, что скорости вращения верхнего валка, редуктора и двигателя возрастают. Это связано с тем, что за счет наличия взаимосвязи между валками при вращении нижнего валка начинает вращаться и верхний валок за счет момента, передаваемого от нижнего к верхнему валку. В таком режиме работы двигатель верхнего валка работает в генераторном режиме. Момент взаимного влияния является движущим для валка, вращающегося с меньшей скоростью, однако этот момент является тормозящим для валка, вращающегося с большей скоростью. В зависимости от условий прокатки величина это-

го момента, характеризующего взаимовлияние валков друг на друга через прокатываемый металл, может составлять различную долю от момента прокатки – являющегося моментом сопротивления для главных приводов блюминга.

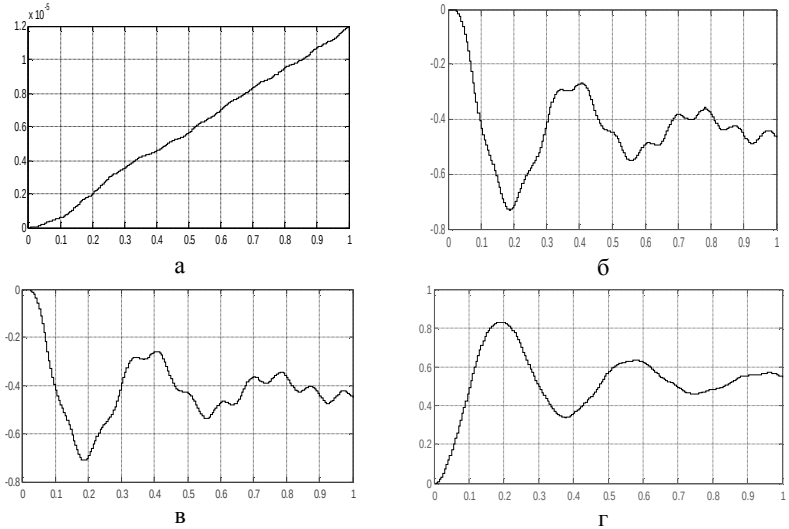


Рис. 2. Переходные процессы: а) скорости вращения верхнего валка $\omega_{в1}$; б) момента упругости в тихоходном валу $M_{у12}$ верхнего валка; в) момента упругости в быстроходном валу верхнего валка $M_{у11}$ и г) момента упругости вала нижнего валка $M_{у2}$ в цифровой модели системы по заданию на момент двигателя второго канала при наличии взаимосвязи между каналами.

Переходные процессы в короткой и длинной линиях стана, представленных двух и трехмассовой системой существенно отличаются друг от друга, причем по мере увеличения взаимной связи через прокатываемый металл, переходные процессы становятся существенно менее колебательными за счет демпфирования собственных механических колебаний прокатных валков через прокатываемую полосу.

Рассмотрим теперь переходные процессы по возмущающему воздействию. На рис. 3 показаны переходные процессы переменных состояния: а) скорости вращения верхнего валка $\omega_{в1}$; б) момента упругости в тихоходном валу $M_{у12}$ верхнего валка; в) момента упругости в быстроходном валу верхнего валка $M_{у11}$ и г) момента упругости вала нижнего валка $M_{у2}$ в цифровой модели системы по возмущению при

наличии взаимосвязи между каналами со значением коэффициента взаимосвязи К=1е6.

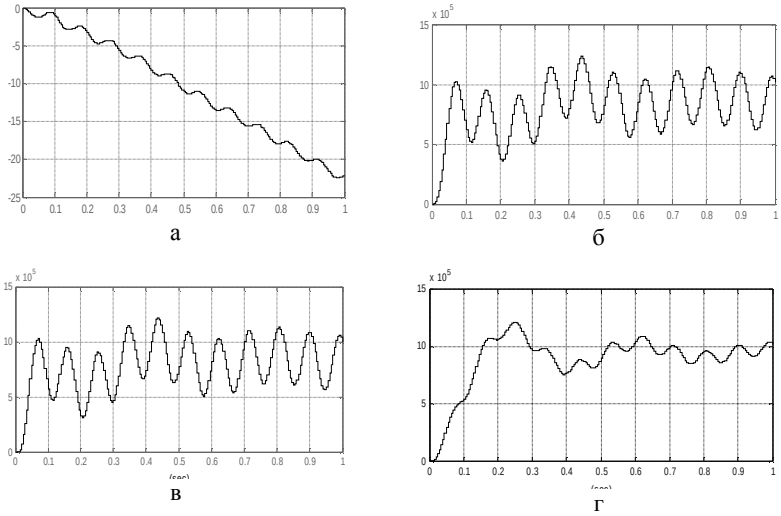


Рис. 3. Переходные процессы: а) скорости вращения верхнего валка $\omega_{в1}$; б) момента упругости в тихоходном валу $M_{у12}$ верхнего валка; в) момента упругости в быстроходном валу верхнего валка $M_{у11}$ и г) момента упругости вала нижнего валка $M_{у2}$ в модели цифровой системы по заданию на момент двигателя второго канала при наличии взаимосвязи между каналами.

Под действием момента сопротивления скорости вращения всех механизмов – прокатных валков, редуктора и двигателей начинают уменьшатся. Причем, основную нагрузку берет на себя первый канал .Как показывает анализ полученных переходных процессов по возмущающему моменту сопротивления, за счет взаимного влияния каналов друг на друга увеличивается демпфирование каналов и, естественно, снижается перерегулирование в переходных процессах всех переменных состояния.

Выводы. Разработана математическая модель совместного управления скоростью вращения верхнего и нижнего валков прокатного стана при цифровом управлении с учетом взаимного влияния валков друг на друга через прокатываемый металл. Система является двухканальной, так как имеет два задающих воздействия по скорости вращения верхнего и нижнего валков. Эти два задающих воздействия могут

быть различны, причем в системе имеется взаимное влияние каналов друг на друга через прокатываемый слиток. Чем больше это влияние, тем больше отличаются переходные процессы в системе от переходных процессов в автономных каналах в сторону увеличения колебательности вплоть до потери устойчивости. Однако, если взаимосвязь через прокатываемый слиток разрывается, что имеет место в режиме буксования валков, то приводы верхнего и нижнего валков работают автономно, и их переходные процессы соответствуют переходным процессам в автономных каналах регулирования скорости.

Список литературы: **1.** *Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б.,Бовдуй И.В.,Волошко А.В., Виниченко Е.В.* Математическая модель индивидуальных главных электроприводов прокатных станов с синхронными двигателями и с учетом их взаимного влияния через прокатываемый металл // Технічна електродинаміка. – 2010. – Ч. 2. – С. 207-212. **2**. *Кузнецов Б.И., Бовдуй И.В., Волошко А.В., Виниченко Е.В.* Математическая модель главных приводов прокатных станов с учетом их взаимосвязи через прокатываемый металл как объекта робастной системы управления // Вестник НТУ "ХПИ". – Харьков: НТУ "ХПИ", 2009. – № 44. – С. 56-61. **3**. *Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Коломиец В.В., Кузнецова Л.Г.* Цифровое нелинейное робастное управление главным электроприводом блюминга в режиме пробуксовки валков // Електромашинобудування та електрообладнання. – Одеса: 2006. – № 66. – С. 107-108. **4**. *Кузнецов Б.И., Волошко А.В., Бовдуй И.В., Виниченко Е.В.* Динамические характеристики робастной системы управления синхронными приводами прокатных станов с учетом их взаимосвязи через прокатываемый металл // Вестник НТУ "ХПИ". – Харьков: НТУ "ХПИ", 2010. – № 36. – С. 58-68. **5**. *Кузнецов Б.И., Осичев А.В., Чаусов А.О.* Оптимальное управление главным приводом блюминга в режиме пробуксовки валков // Техническая электродинамика. – 2000. – Ч. 6. – С. 23-28. **6.** *Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Коломиец В.В.* Синтез электромеханических систем со сложными кинематическими цепями. – Харьков: УИПА, 2005. – 511 с.

Кузнецов Борис Иванович, д.т.н., проф., заведующий отделом Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины. Защитил докторскую диссертацию в 1990 году по синтезу структур и оптимизации многоканальных квазиитерационных систем управления.

Никитина Татьяна Борисовна, к.т.н., докторант кафедры системного анализа и управления Национального технического университета "ХПИ", защитила кандидатскую диссертацию в 2001 году по синтезу систем управления главными электроприводами блюминга в режиме пробуксовки валков

Волошко Александр Валерьевич, м.н.с. отдела проблем управления магнитным полем Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины

Бовдуй Игорь Валентинович, к.т.н., с.н.с. отдела проблем управления магнитным полем Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины

Виниченко Елена Владимировна м.н.с. отдела проблем управления магнитным полем Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины

Поступила в редколлегию 31.01.2011
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.316:532

В.С. ЛУПІКОВ, д-р техн. наук., проф., зав. каф., НТУ "ХПІ", Харків

АНАЛІЗ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ ДІЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРОНИКНОСТІ ВОВНИ

Проведено аналіз існуючих методів вимірювання діелектричної проникності вовни, на основі якого визначено, що найкращим методом є резонаторний метод внаслідок його значних переваг.

Проведен анализ существующих методов измерения диэлектрической проницаемости шерсти, на основе которого определено, что наилучшим методом являются резонаторный метод вследствие его значительных преимуществ.

Вступ. Останнім часом широке розповсюдження отримують технології висушування матеріалів за допомогою електромагнітних хвиль високої частоти внаслідок їх виняткових властивостей, таких як екологічна безпека, зменшення енергоспоживання, рівномірність висушування та інше. Найбільше застосування такі технології отримали при сушінні деревини, зерна, лікарських трав та продуктів харчування. Безперечно ця технологія може ефективно використовуватись при висушуванні вовни, зберігаючи її природні властивості, на відміну від існуючих. Одним із основних параметрів, який впливає на процес висушування є діелектрична проникність матеріалу, яка визначається експериментальним шляхом.

Мета роботи – аналіз існуючих методів визначення діелектричної проникності матеріалів.

Теоретичні положення. Кількість енергії, що поглинається речовиною при сушінні електромагнітним полем надвисокої частоти, визначається за законом Джоуля-Ленца [1]:

$$W = 0{,}278 \cdot 10^{-10} \varepsilon' \cdot \mathrm{tg}\,\delta \cdot f \cdot E^2 \cdot V \cdot t\,, \qquad (1)$$

де ε' – діелектрична проникність матеріалу; tgδ – діелектричні втрати в матеріалі; f – частота електромагнітного поля, Гц; E – напруженість електромагнітного поля, В; V – об’єм матеріалу, м^3; t – час нагрівання.

Як видно з (1), процес сушіння вовни в значній мірі залежить від її діелектричної проникності, тому для розрахунків технологічного обладнання та процесу сушіння вовни важливо знати її значення.

Характеристики діелектричної проникності. Діелектрична проникність вовни істотно залежить від її структури, фізико-хімічних

властивостей та вологості [2]. Існує значна кількість методів визначення діелектричної проникності речовини, які відрізняються один від іншого складністю реалізації, точністю вимірювання, можливістю автоматизації і безперервності вимірювання [3, 4].

В діапазоні надвисоких частот (від 10^8 до 10^{11} Гц) визначення діелектричної проникності засноване на використанні об'ємних резонаторів і радіохвилеводів, а також на закономірностях поширення електромагнітних хвиль у вільному просторі. У випадку газоподібних діелектриків вимірюють резонансну частоту ω_0 і добротність Q_0 об'ємного резонатора при створеному в ньому вакуумі, і вимірюють ті ж величини ω_e і Q_e, коли резонатор цілком заповнений діелектриком. При цьому мають місце співвідношення:

$$\varepsilon' = \omega_0 / \omega_e \; ; \qquad \mathrm{tg}\,\delta \approx 1/Q_e - 1/Q_0 \; . \qquad (2)$$

У випадку рідких і твердих діелектриків, якщо вони цілком заповнюють резонатор, виходять більші зміни резонансної частоти ω_0 і добротності Q_0. Крім того, якщо діелектричні втрати великі, то добротність резонатора стає дуже малою величиною і це порушує справедливість співвідношень (2). Тому резонатор у формі диска або стрижня заповнення діелектриком частково.

Інший метод визначення діелектричної проникності в діапазоні надвисоких частот полягає в тому, що в радіохвилеводі встановлюється стояча електромагнітна хвиля або така, що біжить. При введенні діелектрика в хвилевід змінюються умови розповсюдження хвиль і відбувається поглинання енергії електромагнітного поля. Це дозволяє визначити $\mathrm{tg}\delta$.

Методи вимірювання діелектричної проникності речовин у надвисокочастотному діапазоні. Для вимірювання діелектричної проникності речовин у надвисокочастотному діапазоні використовуються наступні методи [5]: хвилеводний; метод вимірювання у вільному просторі; метод вимірювання в об'ємному резонаторі.

Хвилеводний метод передбачає вимірювання діелектричної проникності з використанням електромагнітних хвиль, що направляються хвилеводом, і ґрунтується на змінах фази і амплітуди стоячої електромагнітної хвилі або такої що біжить при розміщенні досліджуваної речовини у хвилеводі. Для вимірювання діелектричної проникності твердих речовин використовується метод повного заповнення перерізу хвилеводу. При цьому зразок досліджуваного матеріалу певної товщини розміщується у хвилеводі впритул до його стінок та короткозамкненої пластинки. Електрофізичні характеристики досліджуваного матеріалу пов'язані зі зміною картини стоячих хвиль в хвилеводі без речовини і описуються за допомогою співвідношень, які отримуються

при вирішенні трансцендентного рівняння з визначення комплексної діелектричної проникності [7]. Цей метод має низьку точність вимірювання внаслідок неможливості аналітичного рішення трансцендентного рівняння і неоднозначністі функцій, що входять до нього.

Метод вимірювання у вільному просторі полягає у спостереженні електромагнітних хвиль, що пройшли або відбилися від речовини, за допомогою фокусуючих і направляючих пристроїв. Найпростішим способом вимірювання діелектричної проникності є спосіб, який заснований на вимірюванні кута Брюстера [1]. Такий спосіб дозволяє робити вимірювання комплексної діаграми направленості у широкому діапазоні ($\varepsilon' = 2\text{-}500$; $\mathrm{tg}\delta = 0{,}001\text{-}0{,}5$) на зразках різних геометричних форм з точністю приблизно 2 % по ε'.

Методи вимірювання в об'ємному резонаторі, засновані на визначенні коефіцієнта відбиття та прозорості речовин з малими втратами, мають значні експериментальні труднощі. Для підвищення точності вимірювань необхідно пропускати електромагнітні хвилі через еталонне та досліджуване середовища, які розміщуються послідовно. Змінюючи товщину середовищ, модулюють по фазі електромагнітну хвилю, але при цьому підтримують сумарну товщину середовищ постійною, а діелектричну проникність визначають по зміні величини фазового відхилення.

Методи вимірювання діелектричної проникності речовин в сантиметровому діапазоні. При сантиметровому діапазоні довжин хвиль для вимірювання діелектричної проникності речовин широко використовуються об'ємні резонатори [4]. Резонаторні методи побудовані на вирішенні рівнянь електромагнітного поля для конкретного типу робочої хвилі і конструкції резонатора з урахуванням впливу на поле досліджуваного зразка, що розміщується в резонаторі. Розрахунок та вимірювання відносної діелектричної проникності ε' і тангенса кута діелектричних втрат $\mathrm{tg}\delta$ виконується шляхом вимірювання резонансної частоти та добротності у разі резонатора без зразка f_0, Q_0 і у разі резонатора зі зразком f_1, Q_1.

У довгохвилевій частині сантиметрового діапазону широко використовуються циліндричні та прямокутні резонатори з коливаннями хвиль поля типу E_{01n} або H_{01n}. При малих втратах у зразках використовуються коливання типу E_{01n}, так як у цьому випадку має місце максимум електричного поля у зразку і, таким чином, досягається найбільша чутливість. При великих втратах для зниження чутливості вигідніше використовувати коливання типу H_{01n}, тому що при цьому має місце нульове електричне поле на осі резонатора.

Для матеріалів з невеликим значенням проникності і втрат засто-

совується метод повного заповнення резонатора. Похибка цього методу близько 0,01 % для діелектричної проникності та 3-5 % для tgδ з чутливістю по ε′ до 10^{-7}-10^{-8}.

Використання резонаторного методу вимірювання діелектричної проникності вовни передбачає застосування резонаторного пристрою в якості частотного дискримінатора, який визначає принцип побудови системи перетворення частоти. В таких системах перетворення частоти здійснюється на основі частотного автопідстроювання. Перевагами таких схем є нескладність схемного та апаратного вирішення, стійкість до низькочастотних збурень, можливість вимірювання декількох змінних.

Об'ємні резонатори, повністю обмежені металевою поверхнею, не завжди можуть задовольняти вимогам вимірювань діелектричної проникності речовин, тому широко використовуються нерегулярні граничні резонатори [4]. Відкрита конструкція і вища добротність дозволяє проводити безперервне вимірювання параметрів рухомих середовищ та автоматизувати процес вимірювання. Дослідження коливань типу H_{01n} на частоті 10,43 ГГц показали, що добротність граничного резонатора більша в 2 рази, а біконічного резонатора більше в 3 рази ніж добротність закритого резонатора.

Висновки. Перевагами резонаторних методів визначення діелектричної проникності вовни є їх висока надійність і чутливість, універсальність вимірювання, створення полів необхідної конфігурації, автоматизація процесів вимірювань, безперервний контроль.

Список літератури: **1.** *Харвей А.Ф.* Техника сверхвысоких частот. – М.: Сов. радио, 1965. – 783с. **2**. *Черенков А.Д., Андрейчук Е.И.* Теоретический анализ процесса СВЧ-сушки влажной шерсти. // Питання електрифікації сільського господарства. – Харків, 1998. – С. 97-100. **3**. *Пасынков В.В., Сорокин В.С.* Материалы электронной техники / В.В. Пасынков, В.С. Сорокин. – М.: Высшая школа, 1986. – 367 с. **4**. Электровакуумные приборы диапазона миллиметровых волн / Л.В. Касаткин, В.П. Рукин, В.Д. Еремка, В.Д. Науменко, Г.Н. Рапопорт, В.С. Мирошниченко. – Севастополь: Вебер, 2007. – 252 с. **5**. *Бранут А.А.* Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. – М.: Физматгиз, 1964. – 404 с.

Надійшла до редколегії 20.01.2011
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.316:532.232

Я.В. ЩЕРБАК, д-р техн. наук, проф., зав. каф., УкрГАЖТ, Харьков

ПРИМЕНЕНИЕ ГИДРОДИНАМИЧЕСКИХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДЛЯ ИНТЕНСИФИКАЦИИ ПРОЦЕССОВ ПРОМЫВКИ ВОЛОКНИСТЫХ МАТЕРИАЛОВ

На основі аналізу гідродинамічних випромінювачів визначено параметри їх роботи, що впливають на інтенсифікацію процесів мийки промивки волоконних матеріалів.

На основе анализа гидродинамических излучателей определены параметры их работы, влияющие на интенсификацию процессов промывки волокнистых материалов.

Вступление. Для интенсификации технологических процессов используются различные физико-химические факторы, одним из которых является акустические колебания. Для их создания используются гидродинамические, электродинамические, пьезоэлектрические, магнитострикционные излучатели. Для очистки твердых деталей от загрязнений наибольшее применение получили пьезоэлектрические и магнитострикционные излучатели, для очистки волокнистых материалов наиболее приемлемыми являются гидродинамические излучатели вследствие создания ими развитой турбулентности, значительных пульсаций давления и скорости потока жидкости, интенсивной кавитации.

Цель, задание исследования. Определение факторов, влияющих на интенсивность промывки волокнистых материалов с помощью гидродинамических излучателей.

Основной текст. Эффективность ультразвуковой очистки твердых деталей от механических загрязнений и различных масел в машиностроении зависит от частоты и интенсивности ультразвука, физико-химических свойств жидкости, температуры и гидростатического давления [1]. Основное влияние на процесс очистки оказывает процесс кавитации, сопровождающийся пульсацией и захлопыванием кавитационных пузырьков. Максимальная скорость движения стенок кавитационных пузырьков может достигать значения до 600 м/с. В момент разрушения пузырька давление достигают 100 МПа [2], вследствие чего в окружающей жидкости распространяется сферическая ударная волна и скорость потоков жидкости может достигать 150 м/с.

Под действием интенсивных микропотоков жидкость проникает в

поры и трещины, где при захлопывании кавитационных пузырьков возникают кумулятивные струйки, отрывающие загрязнения от поверхности твердого тела за счет кинетической энергии жидкости.

Количество и размеры кавитационных пузырьков в жидкости зависят от параметров поля: интенсивности, частоты и звукового давления, а также характеристик жидкости: вязкости, плотности, температуры, поверхностного натяжения и давления парогазовой смеси.

Интенсивность ультразвуковых колебаний определяется по формуле:

$$I = 2(\pi \cdot f \cdot \xi)^2 \rho c, \qquad (1)$$

где f и ξ – частота и амплитуда колебательных смещений; ρ и c – плотность и скорость звука в жидкости.

При увеличении вязкости жидкости воздействие колебаний на процесс очистки уменьшается. Для уменьшения поверхностного натяжения в жидкостях применяются поверхностно-активные вещества, улучшающие смачивание поверхностей, а также способствующие разъединению частиц, и препятствующие их слипанию.

При низких частотах кавитация возникает при небольшой интенсивности колебаний, повышение частоты больше чем 20-40 кГц является нецелесообразным вследствие увеличения минимального значения звукового давления, необходимого для возникновения кавитации [3]. Кроме того повышение частоты колебаний приводит к повышению коэффициента поглощения, так как он пропорционален квадрату частоты, и соответственно уменьшению глубины проникновения колебаний в слой волокнистого материала.

Кроме очистительного воздействия ультразвуковые колебания уничтожают бактерии и вирусы, и их эффективность прямо пропорциональна интенсивности ультразвука. Уничтожение бактерий и вирусов происходит за счет механического разрушения их клеточной оболочки вследствие высокого переменного давления и электрохимических процессов возникающих при кавитации.

Экспериментальные исследования показали, что ультразвуковые колебания значительно ускоряют процесс отмывания загрязнений от ткани, позволяют снизить температуру моющего раствора до 40-50°С и произвести обеззараживание как тканей, так и моющего раствора.

В гидродинамических излучателях возбуждение колебаний осуществляется резонирующими элементами (пластины, стержни, мембраны) при воздействии на них потока жидкости. В пластинчатых излучателях струя жидкости вытекает с большой скоростью из конусно-

цилиндрического или щелевого сопла и попадает на пластину с клиновидным краем. При этом происходит срыв струи, и возникают вихревые пульсации. Основная собственная частота изгибных колебаний пластины зависит от способа ее крепления и параметров самой пластины (длины и толщины, модуля упругости и плотности материала пластины) и определяется по формуле [3]:

$$f_{PL} = \left(\alpha \cdot t/l^2\right)\sqrt{E/\rho} \qquad (2)$$

где α – коэффициент пропорциональности, зависящий от способа крепления пластинки (при креплении пластинки в двух узлах α = 2,82, при консольном креплении α = 0,162); l, t – соответственно длина и толщина пластинки; E – модуль упругости материала пластинки; ρ – плотность материала, из которого изготовлена пластинка.

В натекающей струе возникают автоколебания с частотой:

$$f_C = kV/h\,, \qquad (3)$$

где V – скорость струи; h – расстояние между соплом и пластинкой; k – коэффициент пропорциональности, зависящий от V и h.

Для возбуждения интенсивных колебаний необходимо совпадение f_C и f_{PL}.

Для создания интенсивных акустических колебаний в больших объемах жидкости используются многостержневые гидродинамические излучатели [4], в которых осуществляется превращение кинетической энергии струи в энергию механических колебаний стержней, создающих в окружающей жидкости мощное звуковое поле.

Использование многостержневых гидродинамических излучателей с частотой колебаний 5…7 кГц для мойки шерсти показало, что потребление воды уменьшилось в 30 раз, увеличилась производительность по извлечению жира на 80-90 %, кроме того осуществлялась дезинфекция шерсти, осадка и моющего раствора без химических средств [5].

Гидродинамические излучатели способны излучать акустические колебания в частотном диапазоне от 0,3 до 35 кГц с интенсивностью 1,5-10 Вт/см^2. Общими преимуществами гидродинамических излучателей являются относительная простота генерации мощных акустических колебаний в моющем растворе, простота конструкций и их эксплуатации, а так же то, что струя жидкости приводит к интенсивному выносу загрязнений из слоя моющейся шерсти.

Выводы. Использование гидродинамических излучателей для процессов промывки волокнистых материалов позволит значительно уменьшить потребление моющих растворов, энергоресурсов и повы-

сить качество промывки.

Список источников информации: 1. Ультразвуковая технология / Под ред. Б.А. Аграната. – М.: Металлургия, 1977. – 504 с. **2**. *Флинн Г.* Физика акустической кавитации в жидкостях // Физическая акустика / Под ред. У. Мезона. – М.: Мир, 1967. – Т. 1. – Ч. Б. – С. 7-138. **3.** Основы физики и техники ультразвука: Учеб. пособие для вузов / *Б.А. Агранат, М.Н. Дубровин, Н.Н. Хавский* и др. – М.: Высш. шк., 1987. – 352 с. **4.** Пат. 24116 Российской федерации, МПК B01F11/02. Гидродинамический излучатель / Баканов А.Г., Соловьев А.К., Шишов С.В., Тихонова Е.Л. Заявл. 07.02.2002; Опубл. 27.07.02, Бюл. № 14. **5.** *Середа А.И.* Расчет параметров звукового поля, создаваемого гидродинамическими излучателями в агрегате для мойки шерсти / А.И. Середа, Ю.Ф. Свергун, А.Д. Черенков // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – 2006. – № 3/2 (21) – С. 115-118.

Щербак Яков Васильевич, профессор, доктор технических наук. Защитил диссертацию доктора технических наук на тему: "Теоретические основы и методы регулирования субгармоник полупроводниковых преобразователей электроэнергии" в 2001 г. Заведующий кафедрой "Системы электрической тяги" Харьковской государственной академии железнодорожного транспорта.
Научные интересы связаны с проблемами полупроводниковых преобразователей электроэнергии, интенсификации технологических процессов.

Поступила в редколлегию 24.01.2011
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 681.513.3:681.5.033

А.А. ХУДЯЕВ, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков
Д.Г. ЛИТВИНЕНКО, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков

ИТЕРАЦИОННОЕ ПОДЧИНЕННОЕ УПРАВЛЕНИЕ СЛЕДЯЩИМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Подані варіанти структурних схем та результати порівняльного аналізу якості ітераційних триканальних слідкуючих електроприводів з різним типовим настроюванням каналів керування.

Приводятся варианты структурных схем и результаты сравнительного анализа качества итерационных трехканальных следящих электроприводов с различной типовой настройкой каналов управления.

Введение. Высокоточные электромеханические воспроизводящие системы необходимы для управления следящими электроприводами (ЭП) роботов, манипуляторов, механизмов подач станков с ЧПУ, гироскопов, рулевых, орудийных и антенных установок, радиотелескопов, синхронных генераторов и паровых турбин повышенной точности вращения, и других динамичных объектов и механизмов точного управления промышленного и специального назначения.

Для эффективного повышения динамической точности воспроизведения управляющих воздействий различными следящими ЭП, в том числе с типовой настройкой, целесообразно применять многоканальные системы "грубого" и "точного" управления. В настоящее время многоканальные системы "грубого" и "точного" управления ЭП, основанные на итерационном (от лат. *itarativus* − многократный) принципе последовательных приближений, объединяют в общем классе итерационных многоканальных систем автоматического управления (САУ) [1-4].

Постановка задачи. Итерационные многоканальные следящие САУ в общем случае состоят из N автономных каналов управления, в каждый из которых входит соответствующий ЭП с необходимыми элементами. Практически число каналов N для высокоточных систем большой мощности может доходить до 4 [3,4]. Будем предполагать, что все ЭП имеют подчиненное управление с типовой настройкой или используют типовые корректирующие устройства (КУ) в основном контуре управления и соединяются с общей нагрузкой, например, че-

рез дифференциальные редукторы (механические дифференциалы) – МД, в которых происходит сложение движений приводов отдельных каналов. Такие системы будем называть итерационными многоканальными следящими ЭП с типовой настройкой каналов.

Рассмотрим практически важный случай, когда N=3, т.е. когда в итерационной следящей системе используются три автономных привода, функционирующие (взаимодействующие между собой) по итерационному [4-6] или близкому к нему алгоритмам. В качестве возможных рассмотрим три типа итерационных трехканальных следящих ЭП с типовой настройкой каналов, структурные схемы которых приведены на рис. 1-3 [7]. На схемах обозначены: $R_1^*(p)$, $R_2^*(p)$ и $R_3^*(p)$ – дифференциальные операторы первого (грубого) К-1, второго (компенсирующего) К-2, и третьего (точного) К-3 разомкнутых ЭП по скорости с учетом соответствующих усилительно-регулирующих и исполнительных элементов и устройств; $K_{РП,1}(p)$, $K_{РП,2}(p)$ и $K_{РП,3}(p)$ – операторы регуляторов (или КУ) контуров положения соответственно тех же каналов; МД1 и МД2 – первый и второй дифференциальные редукторы; $p=d/dt$ – оператор дифференцирования по времени t.

В настоящей статье выполним сравнительный анализ динамических и точностных показателей качества функционирования таких итерационных трехканальных следящих ЭП с различной настройкой каналов управления без учета потерь в дифференциалах и нагрузки на выходном валу МД2. При этом предполагается, что отдельные внутренние контуры управления в каналах могут быть как замкнутыми, так и разомкнутыми.

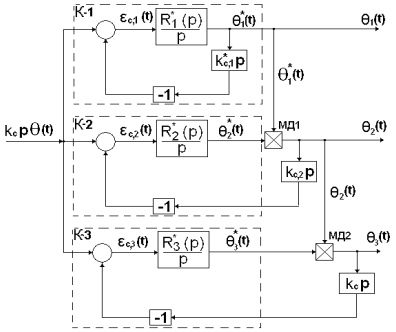


Рис. 1.

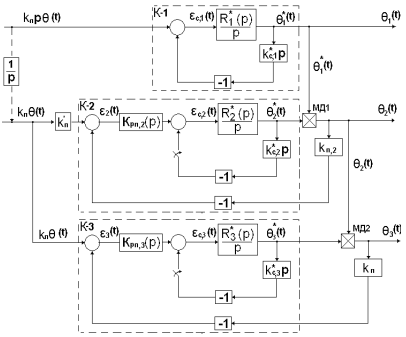
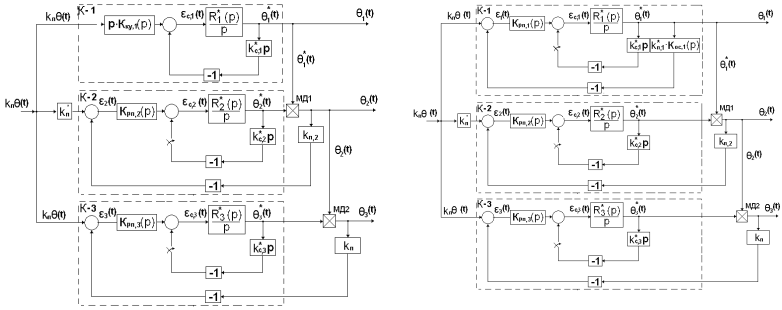


Рис. 2.



а б

Рис. 3.

Материалы исследования. Следящей системой по скорости принято называть замкнутую систему, скорость, на выходе которой пропорциональна входному напряжению. В связи с этим систему, структура которой изображена на рис.1, условно будем называть трехканальной следящей системой типа "*скорость-скорость*". Фактически такая система соответствует возможной разомкнутой системе управления по углу $\Theta(t)$ с итерационным трехканальным следящим контуром скорости, т.е. представляет собой итерационный трехканальный следящий ЭП по скорости входного сигнала $p\Theta(t) \equiv \dot{\Theta}(t) = \omega(t)$. При этом контуры управления токами приводов каналов могут быть как замкнутыми (с подчиненной настройкой), так и разомкнутыми.

Систему, структурная схема которой изображена на рис. 2, назовем трехканальной следящей системой типа "*скорость-угол*". По сути, такая трехканальная система представляет собой комбинированный итерационный трехканальный следящий ЭП по углу $\Theta(t)$. Такой ЭП включает в качестве разомкнутого контура управления следящий ЭП по скорости первого, грубого канала К-1, а в качестве замкнутого контура – ·итерационный двухканальный следящий ЭП по углу на базе компенсирующего К-2 и точного К-3 каналов с внутренними замкнутыми (с подчиненной настройкой) или разомкнутыми контурами скорости.

Систему, структуры которой изображены на рис. 3, будем называть трехканальной следящей системой типа "*угол-угол*". Она может быть выполнена, как минимум, в двух вариантах, обозначенных на рис. 3 через *а* и *б*. Отличие одного варианта от другого нетрудно уяснить из рассмотрения их структурных схем. Фактически трехканальная система на

рис. 3,*а* соответствует системе на рис. 2, но дополнительно имеет возможность последовательной коррекции разомкнутого контура положения грубого канала К-1. Поскольку в настоящей статье предполагается, что оператор дополнительного КУ $K_{КУ,1}(p) = 1$, динамику данного варианта системы типа "*угол-угол*" анализировать не будем.

Система на рис. 3,*б* – это классический вариант итерационного трехканального следящего ЭП по углу $\Theta(t)$ с внутренними подчиненными контурами управления скоростью приводов отдельных каналов. Как сравнительные варианты настройки, контуры скорости и (или) тока всех трех каналов управления могут быть разомкнутыми. В данной структуре также предусмотрена возможность дополнительной коррекции контура положения основного канала К-1, но уже с помощью КУ с оператором $K_{ОС,1}(p)$ в обратной связи (ОС) канала. Для упрощения анализа такой трехканальной САУ примем здесь, что $K_{ОС,1}(p) = 1$.

Системы типа "*скорость-угол*" и "*угол-угол*" представляют собой позиционные следящие системы, т.е. такие системы, которые наиболее широко распространены в качестве следящих ЭП промышленного и специального назначения.

Для сравнительного анализа итерационных трехканальных следящих ЭП с типовой настройкой в качестве базовых приводов автономных каналов К-1, К-2, К-3 могут быть приняты глубокорегулируемые следящие ЭП постоянного тока с заданными соответствующими коэффициентами усиления k_i^* (i=1,2,3) используемые, например, в механизмах подач металлорежущих станков. Такие ЭП, в том числе с подчиненным управлением, могут быть построены на базе двигателей постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ НВ) серий П, ПС, ПГ, ДК, ПБВ или ПБСТ и других мощностью от 0,2 кВт до 20 кВт. Соединение отдельных приводов с общей нагрузкой может осуществляться через два планетарных дифференциальных редуктора: МД1 и МД2. Измерение углов и скоростей вращения в простейшем случае может быть выполнено, например, с помощью сельсинов и тахогенераторов постоянного тока.

При математическом и компьютерном моделировании трехканальных ЭП в качестве исполнительных двигателей (ИД) грубого К-1, компенсирующего К-2 и точного К-3 приводов приняты малоинерционные серийные ДПТ НВ соответственно типов ПГ-9, ПГ-4 и ПГ-2 с номинальной мощностью 9 кВт, 4 кВт и 2 кВт и широтно-имульсным управлением.

Будем предполагать, что при настройках автономных следящих ЭП по скорости допускается перерегулирование в пределах

$\sigma_i\% \le 51\%$ (i=1,2,3). Тогда для трехканальной системы типа "*скорость-скорость*" (рис. 1) получим следующие операторы разомкнутых автономных каналов управления ЭП с различной синтезированной типовой настройкой при единичных главных отрицательных ОС.

1. Оператор i-го разомкнутого канала по скорости с активным последовательным дифференцирующим КУ (ДКУ) и разомкнутым контуром тока:

$$R_i^*(p) = \frac{k_{v\text{ж},i}^*(\tau_{\text{к},i}p+1)}{(T_{\text{к},i}p+1)(T_{\text{ум},i}p+1)(T_{1,i}p+1)(T_{2,i}p+1)}, \quad i=1,2,3, \qquad (1)$$

где $k_{v\text{ж},i}^* = k_{\varepsilon_c,i}k_{\text{ун},i}k_{\text{ум},i}k_{\text{д},i}k_{c,i}^*$ – заданный (желаемый) коэффициент усиления по скорости, включающий коэффициенты усиления измерителя рассогласования скорости $k_{\varepsilon_c,i}$, активного ДКУ (требуемое значение) $k_{\text{ун},i}$, усилителя мощности (преобразователя энергии) $k_{\text{ум},i}$, двигателя $k_{\text{д},i} = (K_{\text{д},i}\Phi_{\text{ном},i})^{-1}$ и обратной связи по скорости $k_{c,i}^*$ (при наличии ОС); $\tau_{\kappa,i}$ и $T_{\kappa,i} = \rho_i\tau_{\kappa,i}$ $(0<\rho_i<1)$ – постоянные времени ДКУ; $T_{\text{ум},i}$ – эквивалентная постоянная времени преобразователя энергии с системой широтно-импульсного управления; $T_{1,i}$ и $T_{2,i}$ – эквивалентные постоянные времени ИД:

$$T_{1(2),i} = 0{,}5\left(T_{\text{м},i} \pm \sqrt{T_{\text{м},i}^2 - 4T_{\text{м},i}T_{\text{э},i}}\right), \qquad T_{2,i} < T_{1,i}.$$

Здесь: $T_{\text{м},i}$ и $T_{\text{э},i}$ (i=1,2,3) – приведенные электромеханическая и электромагнитная постоянные времени ИД i-го канала; ρ_i – коэффициент ослабления пассивной дифференцирующей RC-цепи i-го канала, для которого обычно выполняется: $0{,}025 \le \rho_i \le 0{,}25$ (i=1,2,3).

На основании паспортных данных ИД и в результате настройки динамики каналов на допустимое перерегулирование по скорости в формуле (1) принято:

$k_{v\text{ж},1}^* = 40{,}36$, $k_{v\text{ж},2}^* = 35{,}15$, $k_{v\text{ж},3}^* = 35{,}0$;

$T_{\text{м},1} = 28{,}8939\cdot10^{-3}$ с, $T_{\text{м},2} = 22{,}1249\cdot10^{-3}$ с, $T_{\text{м},3} = 12{,}8798\cdot10^{-3}$ с;
$T_{\text{э},1} = 2{,}3579\cdot10^{-3}$ с, $T_{\text{э},2} = 2{,}1468\cdot10^{-3}$ с, $T_{\text{э},3} = 2{,}0034\cdot10^{-3}$ с;
$T_{\text{ум},1} = 2{,}5\cdot10^{-4}$ с, $T_{\text{ум},2} = 2{,}0\cdot10^{-4}$ с, $T_{\text{ум},3} = 1{,}5\cdot10^{-4}$ с; (2)
$\tau_{\text{к},1} = 2{,}2502\cdot10^{-3}$ с, $T_{\text{к},1} = 1{,}25\cdot10^{-4}$ с, $\rho_1 = 5{,}5551\cdot10^{-2}$;

$\tau_{к,2} = 2{,}0479 \cdot 10^{-3}$ с, $T_{к,2} = 1{,}0 \cdot 10^{-4}$ с, $\rho_2 = 4{,}4883 \cdot 10^{-2}$;

$\tau_{к,3} = 1{,}536 \cdot 10^{-3}$ с, $T_{к,3} = 7{,}5 \cdot 10^{-5}$ с, $\rho_3 = 4{,}883 \cdot 10^{-2}$. (3)

Отметим, что при учете нагрузки операторы разомкнутых каналов по моментам нагрузки $M_{c,i}(t)$ $(i = 1,2,3)$, приведенным к валам соответствующих приводов, в данном случае могут быть представлены в виде

$$R_{M_c,i}(p) = \frac{k_{M_c,i}(T_{э,i}p + 1)}{T_{м,i}T_{э,i}p^2 + T_{м,i}p + 1}, \quad i = 1,2,3,$$

где $k_{M_c,i}$ – коэффициент передачи i-го канала по моменту нагрузки $M_{c,i}(t)$:

$$k_{M_c,i} = R_{э,i}k_{д,i}^2 = T_{м,i}(J_i')^{-1} = R_{э,i}c_{м,i}^2 .$$

Здесь: $R_{э,i}$ и J'_i – эквивалентное активное сопротивление якорной цепи и приведенный момент инерции ИД i-го канала; $c_{м,i} = k_{д,i}^{-1} = K_{д,i}\Phi_{ном,i}$ – коэффициент передачи по моменту ИД i-го канала.

2. Оператор i-го разомкнутого канала по скорости с активным последовательным интегрирующим КУ (ИКУ) и разомкнутым контуром тока:

$$R_i^*(p) = K_{ику,i}(p)k_{\varepsilon_c,i}k_{c,i}^* \frac{k_{ум,i}}{T_{ум,i}p + 1}\frac{k_{д,i}}{(T_{1,i}p + 1)(T_{2,i}p + 1)} =$$

$$= \frac{\tilde{k}_{vж,i}^*(T_{к2,i}p + 1)}{(T_{к1,i}p + 1)^2(T_{ум,i}p + 1)(T_{2,i}p + 1)} \quad i = 1,2,3, \qquad (4)$$

где $\tilde{k}_{vж,i}^*$ – заданный (желаемый) коэффициент усиления по скорости, включающий требуемый коэффициент усиления ИКУ $\tilde{k}_{ун,i}$:

$$\tilde{k}_{vж,i}^* = k_{vж,i}^* k_{ун,i}^{-1}\tilde{k}_{ун,i} = k_{\varepsilon_c,i}\tilde{k}_{ун,i}k_{ум,i}k_{д,i}k_{c,i}^*;$$

$K_{ику,i}(p)$ – оператор активного ИКУ:

$$K_{ику,i}(p) = \tilde{k}_{ун,i}\frac{(T_{к2,i}p + 1)^2}{(T_{к1,i}p + 1)^2} \quad (T_{к2,i} < T_{к1,i}); \qquad (5)$$

$T_{к1,i}$ и $T_{к2,i}$ – постоянные времени ИКУ, для которых принято:

$T_{\text{к}2,i} = \tilde{\rho}_i T_{\text{к}1,i} = T_{1,i}$.

В (4) и (5) задано:

$\tilde{k}^*_{v\text{ж},1} = 79{,}41$, $\tilde{k}^*_{v\text{ж},2} = 61{,}991$, $\tilde{k}^*_{v\text{ж},3} = 51{,}25$;

$T_{\text{к}1,1}$ = 13,1579·10^{-2} с, $T_{\text{к}2,1}$ = 2,6304·10^{-2} с, $\tilde{\rho}_1 = 0{,}1999$;

$T_{\text{к}1,2}$ = 9,5602·10^{-2} с, $T_{\text{к}2,2}$ = 1,9125·10^{-2} с, $\tilde{\rho}_2 = 0{,}2$;

$T_{\text{к}1,3}$ = 5,2029·10^{-2} с, $T_{\text{к}2,3}$ = 1,0398·10^{-2} с, $\tilde{\rho}_3 = 0{,}1998$. (6)

3. Оператор *i*-го разомкнутого канала по скорости с активным последовательным ДКУ и подчиненным контуром тока, настроенным на технический оптимум (ТО):

$$R_i^*(p) = \frac{k^*_{\text{аж},i}\left(\tau'_{\text{к},i}\,p+1\right)^2}{p\left(T'_{\text{к},i}\,p+1\right)^2\left(T^2_{0,i}\,p^2+2\xi T_{0,i}\,p+1\right)}$$

$$\left(T'_{\text{к},i} = \rho'_i \tau'_{\text{к},i}\right), \quad i = 1,2,3, \tag{7}$$

где $k^*_{\text{аж},i}$ – заданный (желаемый) коэффициент усиления по ускорению, включающий требуемый коэффициент усиления активного ДКУ $k'_{\text{ун},i}$:

$$k^*_{\text{аж},i} = k'_{\text{ун},i}\,\frac{k_{\varepsilon_c} k_{\text{д},i} k^*_{c,i} R_{\text{э},i}}{k_{\text{т},i} T_{\text{м},i}} = k'_{\text{ун},i}\,\frac{k_{\varepsilon_c} k^*_{c,i} c_{\text{м},i}}{k_{\text{т},i} J'_i}\ ; \tag{8}$$

$T_{0,i} = \sqrt{2}\,T_{\mu,i}$ $\left(\tau'_{\text{к},i} \le T_{0,i}\right)$ и $\xi = \sqrt{2}/2$ – эквивалентная постоянная времени и коэффициент демпфирования замкнутого контура тока. Здесь: $T_{\mu,i} = T_{\text{ум},i}$ и $k_{\text{т},i}$ – некомпенсируемая малая постоянная времени контура тока и коэффициент ОС по току *i*-го канала.

При моделировании в (7), (8) принято:

$k^*_{\text{аж},1} = 3{,}1623\cdot 10^4$ с$^{-1}$, $k^*_{\text{аж},2} = 3{,}7584\cdot 10^4$ с$^{-1}$, $k^*_{\text{аж},3} = 4{,}9545\cdot 10^4$ с$^{-1}$;

$T_{0,1}$ = 3,5355·10^{-4} с, $T_{0,2}$ = 2,8284·10^{-4} с, $T_{0,3}$ = 2,1213·10^{-4} с; (9)

$\tau'_{\text{к},1} = 2{,}6503\cdot 10^{-4}$ с, $T'_{\text{к},1} = 1{,}48933\cdot 10^{-5}$ с, $\rho'_1 = 5{,}6194\cdot 10^{-2}$;

$\tau'_{\text{к},2} = 2{,}1203\cdot 10^{-4}$ с, $T'_{\text{к},2} = 1{,}1915\cdot 10^{-5}$ с, $\rho'_2 = 5{,}6194\cdot 10^{-2}$;

$\tau'_{\text{к},3} = 1{,}5902\cdot 10^{-4}$ с, $T'_{\text{к},3} = 8{,}936\cdot 10^{-6}$ с, $\rho'_3 = 5{,}6194\cdot 10^{-2}$. (10)

4. Оператор *i*-го разомкнутого канала по скорости с П-регулятором скорости и подчиненным контуром тока, настроенным на ТО:

$$R_i^*(p) = k_{pc,i}\frac{k_{\varepsilon_c}k_{c,i}^*R_{э,i}}{k_{т,i}T_{м,i}c_{м,i}\,p\left(T'_{\mu,i}\,p+1\right)} = \frac{1}{2T'_{\mu,i}\,p\left(T'_{\mu,i}\,p+1\right)} =$$

$$= \frac{\tilde{k}_{аж,i}^*}{p\left(T'_{\mu,i}\,p+1\right)}, \quad i = 1,2,3\,, \qquad (11)$$

где $\tilde{k}_{аж,i}^* = 0{,}5\left(T'_{\mu,i}\right)^{-1}$ – заданный (желаемый) коэффициент усиления по ускорению; $T'_{\mu,i} = 2T_{\mu,i}$ – некомпенсируемая малая постоянная времени контура скорости; $k_{pc,i}$ – требуемый коэффициент усиления П-регулятора скорости:

$$k_{pc,i} = \frac{\tilde{k}_{аж,i}^*k_{т,i}c_{м,i}T_{м,i}}{k_{\varepsilon_c}k_{c,i}^*R_{э,i}} = \frac{k_{т,i}J'_i}{2k_{\varepsilon_c}k_{c,i}^*c_{м,i}T'_{\mu,i}}\,. \qquad (12)$$

В (11) и (12) задано:

$\tilde{k}_{аж,1}^* = 1{,}0\cdot 10^3$ с$^{-1}$, $\tilde{k}_{аж,2}^* = 1{,}25\cdot 10^3$ с$^{-1}$, $\tilde{k}_{аж,3}^* = 1{,}6667\cdot 10^3$ с$^{-1}$;

$T'_{\mu,1} = 5{,}0\cdot 10^{-4}$ с, $T'_{\mu,2} = 4{,}0\cdot 10^{-4}$ с, $T'_{\mu,3} = 3{,}0\cdot 10^{-4}$ с. (13)

Нетрудно заметить, что в данном случае контур скорости *i*-го канала также настроен на ТО.

5. Оператор *i*-го разомкнутого канала по скорости с ПИ-регулятором скорости и подчиненным контуром тока, настроенным на ТО:

$$R_i^*(p) = K'_{PC,i}(p)\frac{k_{\varepsilon_c}}{k_{т,i}\left(T'_{\mu,i}\,p+1\right)}\frac{k_{c,i}^*R_{э,i}}{T_{м,i}c_{м,i}\,p} =$$

$$= \frac{4T'_{\mu,i}\,p+1}{8\left(T'_{\mu,i}\right)^2p^2\left(T'_{\mu,i}\,p+1\right)} = \frac{k_{qж,i}^*\left(4T'_{\mu,i}\,p+1\right)}{p^2\left(T'_{\mu,i}\,p+1\right)}, \quad i = 1,\ 2,\ 3, \qquad (14)$$

где $k_{qж,i}^* = 0{,}125\left(T'_{\mu,i}\right)^{-2}$ – заданный (желаемый) коэффициент усиления по рывку; $K'_{PC,i}(p)$ – оператор ПИ-регулятора скорости с требуемым коэффициентом усиления интегральной составляющей $k'_{pc,i} = 0{,}25k_{pc,i}(T'_{\mu,i})^{-1}$:

$$K'_{PC,i}(p) = k'_{pc,i}\frac{4T'_{\mu,i}\,p\ +1}{p} = k_{pc,i}\frac{4T'_{\mu,i}\,p\ +1}{4T'_{\mu,i}\,p} =$$

$$= \frac{k_{\text{т},i} c_{\text{м},i} T_{\text{м},i} \left(4T'_{\mu,i} p + 1\right)}{8k_{\varepsilon_c} k^*_{c,i} R_{\text{э},i} \left(T'_{\mu,i}\right)^2 p} = \frac{k_{\text{т},i} J'_i \left(4T'_{\mu,i} p + 1\right)}{8k_{\varepsilon_c} k^*_{c,i} c_{\text{м},i} \left(T'_{\mu,i}\right)^2 p}. \qquad (15)$$

В (14) с учетом (13) имеем:

$$k^*_{q\text{ж},1} = 5{,}0 \cdot 10^5 \ \text{с}^{-2},\ k^*_{q\text{ж},2} = 7{,}813 \cdot 10^5 \ \text{с}^{-2},\ k^*_{q\text{ж},3} = 13{,}889 \cdot 10^5 \ \text{с}^{-2}. \qquad (16)$$

Отметим, что в случае (14), (15) контур скорости *i*-го канала настроен на так называемый симметричный оптимум (СО).

При настройках автономных позиционных следящих ЭП в системах типа "*скорость-угол*" (рис. 2) и "*угол-угол*" (рис. 3) будем полагать, что управление положением на выходе соответствующего трехканального следящего ЭП должно осуществляться практически без перерегулирования ($\sigma_{\text{п},3}$%=0). В этом случае апериодическую настройку динамики отдельных автономных приводов (в первую очередь грубого К-1 и компенсирующего К-2) полностью подчиним реализации поставленного условия (по величине перерегулирования в системе) без применения дополнительных корректирующих или ограничивающих устройств в каналах управления.

Вместе с тем, при имитационном (компьютерном) моделировании итерационных трехканальных позиционных систем для удобства принято: $\sigma_{\text{п},3}$%≤1%, что не оказывает принципиального влияния на достоверность результатов исследований и практических выводов по работе. Тогда для трехканальных следящих ЭП типа "*скорость-угол*" и "*угол-угол*" в соответствии с рис. 2 и 3 и введенными обозначениями получим следующие синтезированные операторы разомкнутых позиционных каналов (при единичных главных ОС).

6. Для оператора *i*-го разомкнутого канала по положению с активным последовательным ДКУ и разомкнутыми контурами скорости и тока вместо (1) имеем:

$$R^*_{\text{п},i}(p) = \frac{\hat{k}^*_{v\text{ж},i} \left(\hat{\tau}_{\kappa,i} p + 1\right)}{p\left(\hat{T}_{\kappa,i} p + 1\right)\left(T_{\text{ум},i} p + 1\right)\left(T_{1,i} p + 1\right)\left(T_{2,i} p + 1\right)}$$

$$\left(\hat{T}_{\kappa,i} p = \hat{\rho}_i \hat{\tau}_{\kappa,i}\right), \quad i = 1,2,3, \qquad (17)$$

где $\hat{k}^*_{v\text{ж},i} = k_{\varepsilon,i} \hat{k}_{\text{ун},i} k_{\text{ум},i} k_{\text{д},i} k^*_{\text{п},i}$ – заданный (желаемый) коэффициент усиления по скорости, включающий, помимо определенных ранее, коэффициенты усиления измерителя рассогласования положения $k_{\varepsilon,i}$, активного ДКУ (требуемое значение) $\hat{k}_{\text{ун},i}$ и ОС по положению $k^*_{\text{п},i}$ (при наличии ОС).

При моделировании в (17) задано:

$$\hat{k}^*_{v\text{ж},1} = 0{,}3514 \text{ с}^{-1},\ \hat{k}^*_{v\text{ж},2} = 0{,}7108 \text{ с}^{-1},\ \hat{k}^*_{v\text{ж},3} = 100{,}4 \text{ с}^{-1},$$

$$\hat{\tau}_{\text{к},1} = 2{,}6304 \cdot 10^{-2} \text{ с},\ \hat{T}_{\text{к},1} = 2{,}6304 \cdot 10^{-4} \text{ с},\ \hat{\rho}_1 = 1{,}0 \cdot 10^{-2};$$

$$\hat{\tau}_{\text{к},2} = 1{,}9716 \cdot 10^{-2} \text{ с},\ \hat{T}_{\text{к},2} = 1{,}9716 \cdot 10^{-4} \text{ с},\ \hat{\rho}_2 = 1{,}0 \cdot 10^{-2};$$

$$\hat{\tau}_{\text{к},3} = 1{,}0398 \cdot 10^{-2} \text{ с},\ \hat{T}_{\text{к},3} = 1{,}0398 \cdot 10^{-4} \text{ с},\ \hat{\rho}_3 = 1{,}0 \cdot 10^{-2}. \quad (18)$$

7. Для оператора i-го разомкнутого канала по положению с активным последовательным ДКУ, разомкнутым контуром скорости и контуром тока, настроенным на ТО, вместо (7) и (8) имеем:

$$R^*_{\text{п},i}(p) = \frac{\hat{k}^*_{\text{аж},i}\left(\hat{\hat{\tau}}_{\text{к},i}\, p + 1\right)^3}{p^2\left(\hat{\hat{T}}_{\text{к},i}\, p + 1\right)^3\left(T^2_{0,i}\, p^2 + \sqrt{2}T_{0,i}\, p + 1\right)}$$

$$\left(\hat{\hat{T}}_{\text{к},i} = \hat{\hat{\rho}}_i \hat{\hat{\tau}}_{\text{к},i}\right), \quad i = 1,2,3, \quad (19)$$

где $\hat{k}^*_{\text{аж},i}$ – заданный (желаемый) коэффициент усиления по ускорению, включающий требуемый коэффициент усиления активного ДКУ $\hat{\hat{k}}_{\text{ун},i}$:

$$\hat{k}^*_{\text{аж},i} = \hat{\hat{k}}_{\text{ун},i} \frac{k_{\varepsilon,i} k_{\text{д},i} k^*_{\text{п},i} R_{\text{э},i}}{k_{\text{т},i} T_{\text{м},i}} = \hat{\hat{k}}_{\text{ун},i} \frac{k_{\varepsilon,i} k^*_{\text{п},i} c_{\text{м},i}}{k_{\text{т},i} J'_i}. \quad (20)$$

Остальные параметры определены ранее.

При моделировании в (19) и (20) необходимо принять:

$$\hat{k}^*_{\text{аж},1} \approx 8{,}32 \cdot 10^{11} \text{ с}^{-2},\ \hat{k}^*_{\text{аж},2} \approx 12{,}6 \cdot 10^{13} \text{ с}^{-2},\ \hat{k}^*_{\text{аж},3} \approx 15{,}55 \cdot 10^{15} \text{ с}^{-2}; \quad (21)$$

$$\hat{\hat{\tau}}_{\text{к},1} = 3{,}2901 \cdot 10^{-4} \text{ с},\ \hat{\hat{T}}_{\text{к},1} = 3{,}2901 \cdot 10^{-10} \text{ с},\ \hat{\hat{\rho}}_1 = 1{,}0 \cdot 10^{-6};$$

$$\hat{\hat{\tau}}_{\text{к},2} = 2{,}6321 \cdot 10^{-4} \text{ с},\ \hat{\hat{T}}_{\text{к},2} = 2{,}6321 \cdot 10^{-12} \text{ с},\ \hat{\hat{\rho}}_2 = 1{,}0 \cdot 10^{-8};$$

$$\hat{\hat{\tau}}_{\text{к},3} = 1{,}9741 \cdot 10^{-4} \text{ с},\ \hat{\hat{T}}_{\text{к},3} = 1{,}9741 \cdot 10^{-14} \text{ с},\ \hat{\hat{\rho}}_3 = 1{,}0 \cdot 10^{-10}. \quad (22)$$

Из (21), (22) нетрудно видеть, что практическая реализация автономных ЭП с принятыми здесь требуемыми имитационными настройками каналов управления не представляется возможной!

8. Для оператора i-го разомкнутого канала по положению с активным последовательным ДКУ и подчиненным контуром скорости,

настроенным на ТО, аналогично (7) и (8) получим:

$$R^*_{\text{п},i}(p)=\frac{\hat{\hat{k}}^*_{v\text{ж},i}\left(\tau''_{\text{к},i}\,p+1\right)^2}{p\left(T''_{\text{к},i}\,p+1\right)^2\left[\left(T'_{0,i}\right)^2 p^2+\sqrt{2}T'_{0,i}\,p+1\right]}$$

$$\left(T''_{\text{к},i}=\rho''_i\tau''_{\text{к},i}\right),\quad i=1,2,3, \tag{23}$$

где $\hat{\hat{k}}^*_{v\text{ж},i}$ – заданный (желаемый) коэффициент усиления по скорости, включающий требуемый коэффициент усиления активного ДКУ $\grave{k}_{\text{ун},i}$:

$$\hat{\hat{k}}^*_{v\text{ж},i}=\grave{k}_{\text{ун},i}\,\frac{k_{\varepsilon,i}k^*_{\text{п},i}}{k^*_{c,i}}; \tag{24}$$

$T'_{0,i}=\sqrt{2}T'_{\mu,i}=2\sqrt{2}\,T_{\mu,i}$ $\left(\tau''_{\text{к},i}\le T'_{0,i}\right)$ – эквивалентная постоянная времени замкнутого контура скорости. Остальные параметры определены ранее.

В (23) и (24) задано:

$$\hat{\hat{k}}^*_{v\text{ж},1}=20\ \text{с}^{-1},\ \hat{\hat{k}}^*_{v\text{ж},2}=25\ \text{с}^{-1},\ \hat{\hat{k}}^*_{v\text{ж},3}=4200\ \text{с}^{-1};$$

$$T'_{0,1}=7{,}0711\cdot10^{-4}c,\quad T'_{0,2}=5{,}6569\cdot10^{-4}c,\quad T'_{0,3}=4{,}2426\cdot10^{-4}c; \tag{25}$$

$$\tau''_{\text{к},1}=6{,}8214\cdot10^{-4}\ \text{с},\ T''_{\text{к},1}=6{,}8214\cdot10^{-6}\ \text{с},\ \rho''_1=1{,}0\cdot10^{-2};$$

$$\tau''_{\text{к},2}=5{,}4571\cdot10^{-4}\ \text{с},\ T''_{\text{к},2}=5{,}4571\cdot10^{-6}\ \text{с},\ \rho''_2=1{,}0\cdot10^{-2};$$

$$\tau''_{\text{к},3}=4{,}0928\cdot10^{-4}\ \text{с},$$

$$T''_{\text{к},3}=4{,}0928\cdot10^{-6}\ \text{с},\quad \rho''_3=1{,}0\cdot10^{-2}. \tag{26}$$

9. Для оператора i-го разомкнутого канала по положению с П-регулятором положения и подчиненным контуром скорости, настроенным на ТО, аналогично (11) и (12) имеем:

$$R^*_{\text{п},i}(p)=\frac{k_{\varepsilon,i}k_{P\Pi,i}}{\left(T'_{0,i}\right)^2 p^2+\sqrt{2}T'_{0,i}\,p+1}\cdot\frac{k^*_{\text{п},i}}{k^*_{c,i}\,p}=\frac{\grave{k}^*_{v\text{ж},i}}{p\left[\left(T'_{0,\text{i}}\right)^2 p^2+\sqrt{2}T'_{0,\text{i}}\,p+1\right]}, \tag{27}$$

где $\grave{k}^*_{v\text{ж},i}$ – заданный (желаемый) коэффициент усиления по скорости; $k_{P\Pi,i}$ – требуемый коэффициент усиления П-регулятора положения:

$$k_{РП,i} = \frac{\overset{\prime}{k}{}^{*}_{v\text{ж},i} k^{*}_{c,i}}{k_{\varepsilon,i} k^{*}_{\text{п},i}} \ . \qquad (28)$$

Здесь, как и в формулах (20) и (24), коэффициент $k^{*}_{\text{п},i}$ учитывается только при наличии в i-м канале управления ОС по положению.

В (27) и (28) принято:

$$\overset{\prime}{k}{}^{*}_{v\text{ж},1} = 1{,}5 \ \text{с}^{-1}, \quad \overset{\prime}{k}{}^{*}_{v\text{ж},2} = 2{,}0 \ \text{с}^{-1}, \quad \overset{\prime}{k}{}^{*}_{v\text{ж},3} = 650 \ \text{с}^{-1}. \qquad (29)$$

10. Для оператора i-го разомкнутого канала по положению с П-регулятором положения и подчиненным контуром скорости, настроенным на СО, вместо (27) и (28) имеем:

$$R^{*}_{\text{п},i}(p) = \frac{k_{\varepsilon,i} k'_{РП,i} \left(4T'_{\mu,i} p + 1\right)}{8\left(T'_{\mu,i}\right)^{3} p^{3} + 8\left(T'_{\mu,i}\right)^{2} p^{2} + 4T'_{\mu,i} p + 1} \cdot \frac{k^{*}_{\text{п},i}}{k^{*}_{c,i} p} =$$

$$= \frac{\overset{\prime}{k}{}^{*}_{v\text{ж},i} \left(4T'_{\mu,i} p + 1\right)}{p\left[8\left(T'_{\mu,i}\right)^{3} p^{3} + 8\left(T'_{\mu,i}\right)^{2} p^{2} + 4T'_{\mu,i} p + 1\right]}, \quad i = 1,2,3, \qquad (30)$$

где $\overset{\prime}{k}{}^{*}_{v\text{ж},i}$ – заданный (желаемый) коэффициент усиления по скорости; $k'_{РП,i}$ – требуемый коэффициент усиления П-регулятора положения:

$$k'_{РП,i} = \frac{\overset{\prime}{k}{}^{*}_{v\text{ж},i} k^{*}_{c,i}}{k_{\varepsilon,i} k^{*}_{\text{п},i}} \ . \qquad (31)$$

Здесь, как и ранее, коэффициент $k^{*}_{П,i}$ учитывается только при наличии в i-м канале ОС по положению; постоянные времени $T'_{\mu,i}$ $(i = 1,2,3)$ заданы соотношением (13).

При моделировании в (30), (31) принято:

$$\overset{\prime}{k}{}^{*}_{v\text{ж},1} = 1{,}25 \ \text{с}^{-1}; \ \overset{\prime}{k}{}^{*}_{v\text{ж},2} = 1{,}75 \ \text{с}^{-1}; \ \overset{\prime}{k}{}^{*}_{v\text{ж},3} = 300 \ \text{с}^{-1}. \qquad (32)$$

Обобщенная схема имитационной компьютерной модели итерационной трехканальной следящей САУ, позволяющая реализовать динамику всех рассмотренных выше типов итерационных трехканальных следящих ЭП (рис. 1-3) с синтезированной типовой, в том числе подчиненной, настройкой каналов управления в линейных режимах работы их элементов (см. п. 1-10), приведена на рис. 4.

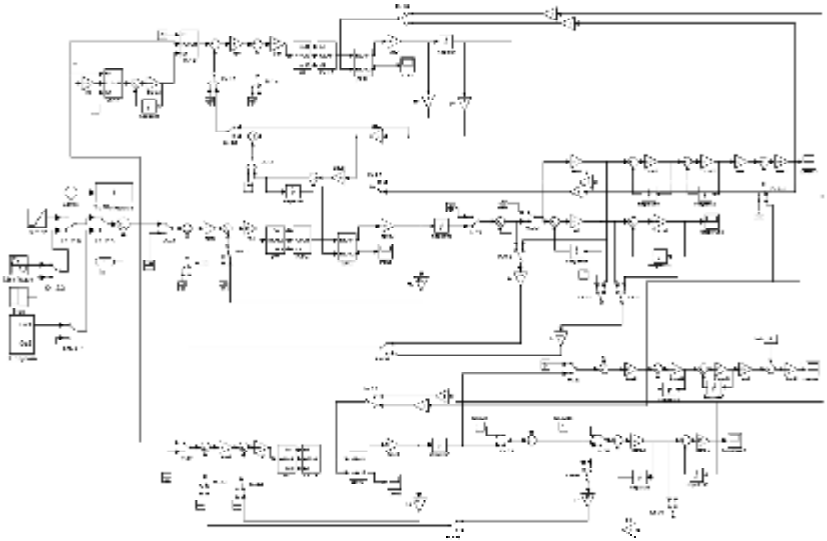


Рис. 4.

Отметим, что разработанная имитационная модель (рис. 4) позволяет при необходимости учитывать влияние на динамику трехканальных следящих ЭП с типовой настройкой момента нагрузки $M_c(t)$, приложенного к выходному валу МД2.

Результаты исследований. Наиболее показательные результаты сравнительной оценки качества итерационных трехканальных следящих ЭП с рассмотренной типовой настройкой каналов управления приведены в табл. 1-11 и на рис. 5-13.

В таблицах вариант настройки *B* трехканальной следящей САУ определяется в соответствии с приведенными выше вариантами настроек ее автономных каналов (см. п. 1-10.). Например, вариант "1-1-1" означает, что все три канала системы настроены в соответствии с п. 1 согласно формулам (1)-(3); вариант "1-8-8" − первый, грубый канал К-1 настроен в соответствии с п. 1, а каналы компенсирующий К-2 и точный К-3 – в соответствии с п. 8 согласно формулам (23)-(26), и.т.д. В табл. 1 и 6 представлены показатели качества переходных процессов (ПП) в автономных замкнутых каналах управления трехканальных электроприводов, а ПП непосредственно в двух- и трехканальной системах управления электроприводом приведены в табл. 2, 6 и 9.

Таблица 1 – Показатели качества ПП по скорости

№ пп.	Канал	B	ν_i^*	σ_i^*, %	$t^*_{\text{пс},i}$	$t^*_{\text{рег},i}$
1	К-1	1	0	7,4	1,513 10^{-3}	5,540 10^{-3}
	К-2	1	0	5,9	1,351 10^{-3}	5,300 10^{-3}
	К-3	1	0	10,9	9,042 10^{-4}	4,952 10^{-3}
2	К-1	2	0	14,1	0,0148	0,0937
	К-2	2	0	16,9	0,0134	0,0666
	К-3	2	0	26,4	8,619 10^{-3}	0,0394
3	К-1	3	1	22,5	9,883 10^{-5}	1,007 10^{-3}
	К-2	3	1	21,5	8,223 10^{-5}	8,257 10^{-4}
	К-3	3	1	21,5	6,140 10^{-5}	6,339 10^{-4}
4	К-1	4	1	4,3	2,170 10^{-3}	4,958 10^{-3}
	К-2	4	1	4,3	1,737 10^{-3}	3,958 10^{-3}
	К-3	4	1	4,3	1,268 10^{-3}	3,155 10^{-3}
5	К-1	5	2	51,5	1,581 10^{-3}	9,014 10^{-3}
	К-2	5	2	51,3	1,265 10^{-3}	7,218 10^{-3}
	К-3	5	2	50,5	9,309 10^{-4}	5,285 10^{-3}

Результаты сравнительной оценки точностных свойств одно-, двух- и трехканальной систем управления электроприводом во временной и частотной области приведены в табл. 3, 7, 10 и табл. 4, 8, 11 соответственно. В таблицах приняты обозначения: ν_i , ν_i^* – порядок астатизма по задающему воздействию; i =1,2,3 – индекс; σ_i , σ_i^* – перерегулирование; $t^*_{\text{пп}.i}$ – время первого согласования по уровню 0,1; $t^*_{\text{рег}.i}$ – время регулирования по уровню 0,5; ε_i – статическая ошибка воспроизведения при $U_{sc}(t)=1(t)$; $\varepsilon_{Дi}$ – динамическая ошибка воспроизведения входного сигнала при $U_{зс}(t)=t^2$; $\omega_{П,i}$ – полоса воспроизводимых частот по уровню 0,707.

На рис. 5-13 обозначено: цифрами "1", "2" и "3" − графики динамических характеристик соответственно одно- , двух- и трехканальной систем; пунктирными кривыми и цифрами "Зав" и "Зит" − графики переходных процессов (ПП) в третьем, точном канале К-3, функционирующем в автономном и итерационном режимах работы.

Таблица 2 – Показатели качества ПП по скорости

№ пп.	*B*	Канал	ν_i	σ_i	$t^*_{пс,i}$	$t^*_{рег,i}$	Рисунок
	1-1-1	К-1, К-2	0	46,0	$7{,}340\ 10^{-4}$	$4{,}634\ 10^{-3}$	рис. 5,*а*
		К-1, К-2, К-3	0	75,2	$4{,}820\ 10^{-4}$	$5{,}151\ 10^{-3}$	
2	3-3-3	К-1, К-2	2	69,0	$5{,}293\ 10^{-5}$	$4{,}999\ 10^{-4}$	рис. 6,*а*
		К-1, К-2, К-3	3	97,0	$3{,}586\ 10^{-5}$	$5{,}491\ 10^{-4}$	
3	5-5-5	К-1, К-2	4	111,8	$9{,}408\ 10^{-4}$	0,0125	рис. 7,*а*
		К-1, К-2, К-3	6	145,7	$6{,}510\ 10^{-4}$	0,0149	

Продолжение таблицы 2

№ пп.	Выигрыш в быстродействии по сравнению с		Выигрыш во времени регулирования по сравнению с	
	К-3	САУ	К-3	САУ
1	1,232	1	1,069	1
	1,876	1,523	0,961	0,90
2	1,160	1	1,268	1
	1,712	1,476	1,154	0,91
3	0,989	1	0,423	1
	1,430	1,445	0,355	0,839

Для различных вариантов настроек итерационных трехканальных следящих электроприводов на рис. 5-13 приведены: *а* –переходные функции; *б* – частотные характеристики; *в* и *г* – отработка параболического входного сигнала; *д* и *е* – отработка синусоидального входного сигнала с частотой 1 и 10 Гц соответственно.

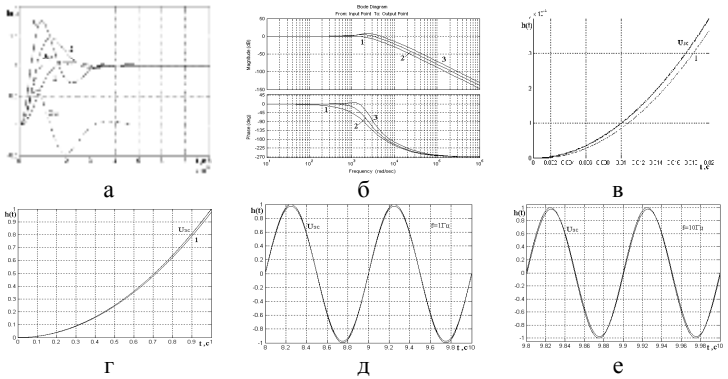


Рис. 5.

Таблица 3 – Динамическая погрешность САУ по задающему воздействию

B	Канал	ε_i	$\varepsilon_{Дi}$ при *t*, *c*				Выигрыш в точности по сравнению с К-1 при *t*, *c*		Выигрыш в очности по по сравнению с К-1 и К-2 при *t*, *c*		Рисунок
			0,02	1	5	20	1	20	1	20	
1-1-1	К-1	0,024	$3{,}52\ 10^{-5}$	0,025	0,611	9,71	1	1	-	-	рис. 5,*в* рис. 5,*г*
	К-1, К-2	0,001	$2{,}21\ 10^{-6}$	$7{,}30\ 10^{-4}$	0,017	0,27	34,8	36,0	1	1	
	К-1, К-2, К-3	$6{,}25\ 10^{-5}$	$9{,}01\ 10^{-8}$	$2{,}10\ 10^{-5}$	$5{,}01\ 10^{-4}$	$7{,}5\ 10^{-3}$	1210	1294	34,8	36	
2-2-2	К-1	0,012	$2{,}27\ 10^{-4}$	0,019	0,341	5,09	1	1	-	-	
	К-1, К-2	$2{,}01\ 10^{-4}$	$9{,}60\ 10^{-5}$	$3{,}75\ 10^{-4}$	$5{,}60\ 10^{-3}$	0,08	49,6	62,1	1	1	
	К-1, К-2, К-3	$4{,}4\ 10^{-6}$	$5{,}97\ 10^{-6}$	$8{,}40\ 10^{-6}$	$1{,}15\ 10^{-4}$	$1{,}57\ 10^{-3}$	2214	3245	44,6	52,2	
3-3-3	К-1	0	$7{,}51\ 10^{-7}$	$6{,}30\ 10^{-5}$	$3{,}0\ 10^{-4}$	$1{,}30\ 10^{-3}$	1	1	-	-	рис. 6,*в* рис. 6,*г*
	К-1, К-2	0	$1{,}60\ 10^{-9}$	$1{,}65\ 10^{-9}$	$1{,}65\ 10^{-9}$	$1{,}65\ 10^{-9}$	$3{,}8\ 10^{9}$	$7{,}89\ 10^{5}$	1	1	
	К-1, К-2, К-3	0	$4{,}0\ 10^{-12}$	0	0	0	∞	∞	∞	∞	
5-5-5	К-1	0	$4{,}5\ 10^{-6}$	$4{,}5\ 10^{-6}$	$4{,}5\ 10^{-6}$	$4{,}50\ 10^{-6}$	1	1	-	-	рис. 7,*в* рис. 7,*г*

Таблица 4 – Качество воспроизведения задания по скорости

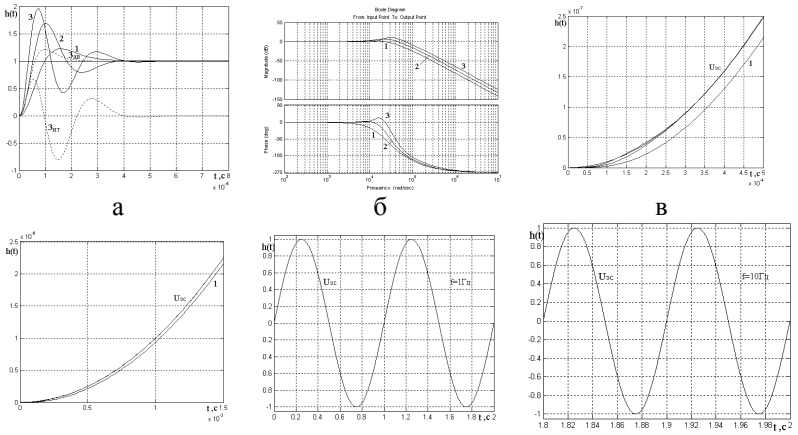
В	Канал	$\omega_{П,i}$		Расширение полосы пропускания по сравнению с К-1, *раз*	Расширение полосы пропускания по сравнению с К-1, К-2, *раз*	Рисунок
		Гц	*рад/с*			
1-1-1	К-1	343,8	$2{,}16\ 10^3$	1	-	рис. 5,*б*
	К-1, К-2	628,8	$3{,}95\ 10^3$	1,82	1	
	К-1, К-2, К-3	926,5	$5{,}82\ 10^3$	2,70	1,47	
2-2-2	К-1	30,7	193	1	-	
	К-1, К-2	56,4	354	1,83	1	
	К-1, К-2, К-3	84,7	532	2,76	1,50	
3-3-3	К-1	4935	$3{,}10\ 10^4$	1	-	рис. 6,*б*
	К-1, К-2	8580	$5{,}39\ 10^4$	1,74	1	
	К-1, К-2, К-3	12290	$7{,}72\ 10^4$	2,49	1,43	
5-5-5	К-1	308,8	$1{,}94\ 10^3$	1	-	рис. 7,*б*
	К-1, К-2	493,4	$3{,}10\ 10^3$	1,61	1	
	К-1, К-2, К-3	692,3	$4{,}35\ 10^3$	2,24	1,40	

Таблица 5 – Ошибки воспроизведения синусоидального сигнала.

В	Канал	Запаздывание по фазе *рад* (*угл. град*) на частоте *f*, Гц			Запаздывания по фазе по сравнению с К-1 (разы) на частоте *f*, Гц		Запаздывания по фазе по сравнению с К-1, К-2 (разы) на частоте *f*, Гц		Рисунок
		1	4	10	1	10	1	10	
1-1-1	К-1	$4{,}08\ 10^{-3}$ (0,234)	0,0163 (0,934)	0,0408 (2,34)	1	1	-	-	рис.5,*д* рис.5,*е*
	К-1, К-2	$1{,}95\ 10^{-4}$ (0,011)	$7{,}79\ 10^{-4}$ (0,0446)	$1{,}95\ 10^{-3}$ (0,112)	20,9	20,9	1	1	
	К-1, К-2, К-3	$6{,}57\ 10^{-6}$ ($3{,}810^{-4}$)	$2{,}45\ 10^{-5}$ ($1{,}4\ 10^{-3}$)	$3{,}8\ 10^{-5}$ ($2{,}1\ 10^{-3}$)	621	1082	29,8	51,7	
2-2-2	К-1	0,02 (1,14)	0,117 (6,70)	0,476 (27,27)	1	1	-	-	
	К-1, К-2	$3{,}8\ 10^{-4}$ (0,0216)	$8{,}0\ 10^{-3}$ (0,461)	0,0267 (1,53)	52,5	17,8	1	1	
	К-1, К-2, К-3	$3{,}6\ 10^{-6}$ ($2{,}1\ 10^{-4}$)	$5{,}4\ 10^{-4}$ (0,0310)	0,0449 (2,57)	5480	10,6	104	0,60	

Продолжение таблицы 5

3-3-3	К-1	1,98 10^{-4} (0,0113)	1,25 10^{-3} (0,072)	1,9 10^{-3} (0,113)	1	1	-	-	рис.6,*д* рис.6,*е*
	К-1, К-2	3,1 10^{-10} (1,8 10^{-8})	7,5 10^{-10} (4,3 10^{-8})	1,01 10^{-8} (5,7 10^{-7})	6,3 10^{-5}	1,9 10^{5}	1	1	
	К-1, К-2, К-3	3,52 10^{-9} (2,0 10^{-7})	9,2 10^{-9} (5,37 10^{-7})	2,70 10^{-8} (1,5 10^{-6})	56240	73330	0,09	0,37	
5-5-5	К-1	7,8 10^{-7} (4,5 10^{-5})	5,7 10^{-5} (3,2 10^{-3})	7,98 10^{-4} (0,046)	1	1	-	-	рис.7,*д* рис.7,*е*
	К-1, К-2	6,3 10^{-11} (3,6 10^{-9})	8,8 10^{-8} (5,0 10^{-6})	8,61 10^{-6} (4,9 10^{-4})	12500	92,7	1	1	
	К-1, К-2, К-3	6,2 10^{-15} (3,6 10^{-13})	2,5 10^{-12} (1,4 10^{-10})	3,5 10^{-8} (2,0 10^{-6})	125 10^{6}	22290	1 10^{4}	241	



а б в

г д е

Рис. 6.

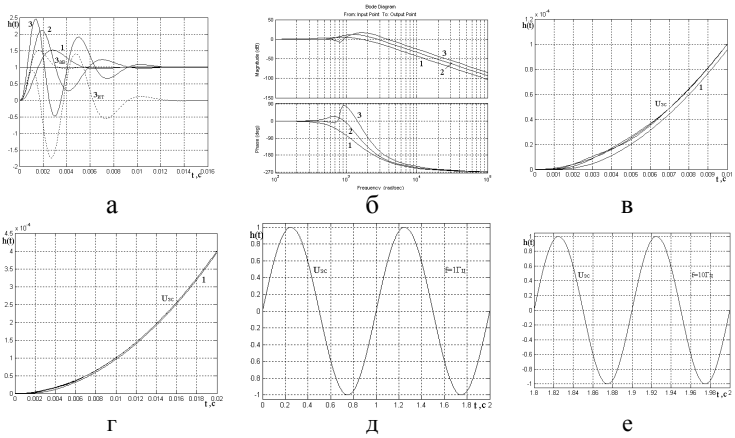


Рис. 7.

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что трехканальные следящие ЭП, построенные и функционирующие по итерационному принципу, обладают новыми, кардинально улучшенными качественными показателями по сравнению с традиционными одноканальными типовыми следящими ЭП.

Так, итерационные трехканальные следящие ЭП типа "*скорость-скорость*" с подчиненной настройкой контуров токов автономных каналов обладают астатизмом по управлению не ниже третьего порядка ($\nu_3 \geq 3$) и отрабатывают задающие воздействия на порядок лучше аналогичных трехканальных ЭП с разомкнутыми внутренними контурами каналов (табл. 1-4 и рис. 5-7).

Наилучшие результаты по быстродействию и динамической точности воспроизведения задающих воздействий, которые могут быть получены в рассмотренных вариантах таких систем, дает применение в контурах скорости автономных каналов активных последовательных ДКУ. Соответствующая трехканальная система с подчиненными контурами токов, настроенными на ТО, обеспечивает при допустимом перерегулировании время первого согласования по скорости на уровне $t_{пс,3}$= 3,59·10^{-5} с и полосу пропускания свыше 12 кГц (рис. 6). В случае же применения в контурах скорости аналогичных ИКУ может быть обеспечена наименьшая установившаяся ошибка в системе (табл. 3). Однако при этом существенно сужаются полосы пропускания автономных каналов, что негативно ска-

зывается на таких показателях качества трехканального следящего ЭП как быстродействие и динамическая точность (табл. 2 и 4).

Из табл. 1-4 также нетрудно видеть, что при любых рассмотренных типовых настройках каналов полосы пропускания соответствующих трехканальных ЭП типа "*скорость-скорость*" расширяются более чем в 2,2 раза, а их быстродействие, определяемое по времени первого согласования $t_{пс,3}$, возрастает более чем в 2,1 раза по сравнению с аналогичными одноканальными следящими системами (первым грубым каналом К-1). При настройке же автономных каналов на СО порядок астатизма трехканальной системы достигает $\nu_3 = 6$, а ее быстродействие по сравнению даже с автономным третьим, точным каналом К-3 возрастает в 1,43 раза при сохранении требуемых запасов устойчивости в системе (рис. 7). Это потенциально определяет высочайшие динамические свойства трехканальных следящих ЭП типа "*скорость-скорость*".

В табл. 6-12 приведены сравнительные оценки качества итерационных трехканальных следящих ЭП. Время первого согласования по уровню 0,1 % обозначено $t^*_{пс,i}$, время регулирования по уровню 0,5 % обозначено $t^*_{рег,i}$.

Таблица 6 – Показатели качества ПП по положению

№ п/п	Канал	B	ν^*_i	σ^*_i	$t^*_{пс,i}$	$t^*_{рег,i}$
1	К-1	6	1	0	19,669	15,085
	К-2	6	1	0	9,707	7,442
	К-3	6	1	0	0,0424	0,0349
2	К-1	8	1	0	0,350	0,266
	К-2	8	1	0	0,278	0,213
	К-3	8	1	0	$6{,}650\ 10^{-4}$	$2{,}785\ 10^{-3}$
3	К-1	9	1	0	4,60	3,530
	К-2	9	1	0	3,460	2,650
	К-3	9	1	0,5	$3{,}388\ 10^{-3}$	$3{,}830\ 10^{-3}$
4	К-1	10	1	0	5,560	4,245
	К-2	10	1	0	3,940	3,030
	К-3	10	1	0	0,0242	0,0185

Таблица 7 – Показатели качества ПП САУ по положению

№ пп	*B*	Канал	ν_i	σ_i	$t_{пс,i}$	$t_{рег,i}$	Рисунок
1	6-6-6	К-1, К-2	2	12,5	1,952	14,984	рис. 8,*а*
		К-1, К-2, К-3	3	1,0	0,0308	0,887	
2	8-8-8	К-1, К-2	2	13,2	0,0448	0,321	рис. 9,*а*
		К-1, К-2, К-3	3	0,94	$5{,}998\ 10^{-4}$	0,0215	
3	10-10-10	К-1, К-2	2	13,3	0,671	4,866	рис. 10,*а*
		К-1, К-2, К-3	3	0,93	0,0158	0,297	

Продолжение таблицы 7.

№ пп	Выигрыш по быстродействию по сравнению с К-3, *раз*	Выигрыш по быстродействию по сравнению с К-1, К-2, *раз*	Выигрыш по времени регулирования по сравнению с К-3, *раз*	Выигрыш по времени регулирования по сравнению с К-1, К-2, *раз*
1	0,022	1	$2{,}33\ 10^{-3}$	1
	1,38	63,4	0,039	16,9
2	0,015	1	$8{,}67\ 10^{-3}$	1
	1,11	74,7	0,130	14,9
3	0,036	1	$3{,}80\ 10^{-3}$	1
	1,53	42,5	0,062	16,4

Таблица 8 – Динамическая погрешность по задающему воздействию

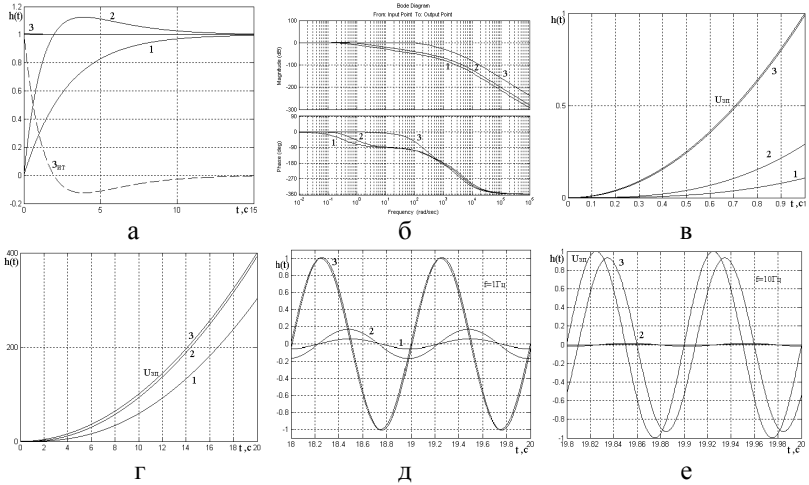
B	Канал	ε_i	$\varepsilon_{Äi}$ при *t*, с				Выигрыш по точности по сравнению с К-1, *раз* при *t*, с		Выигрыш по точности по сравнению с К-1, К-2, *раз* при *t*, с		Рисунок
			1	5	10	20	1	20	1	20	
6-6-6	К-1	0	0,89	15,07	41,23	97,7	1	1	-	-	рис.8,*в* рис.8,*г*
	К-1, К-2	0	0,71	5,51	7,55	8	1,26	12,2	1	1	
	К-1, К-2, К-3	0	0,012	$8\ 10^{-3}$	$1{,}6\ 10^{-3}$	$5\ 10^{-5}$	75,7	$1{,}95\ 10^{6}$	60,3	$1{,}6\ 10^{5}$	
8-8-8	К-1	0	0,09	0,49	0,99	2,06	1	1	-	-	рис.9,*в* рис.9,*г*
	К-1, К-2	0	$4\ 10^{-3}$	$4\ 10^{-3}$	$4\ 10^{-3}$	$4\ 10^{-3}$	23,8	515	1	1	
	К-1, К-2, К-3	0	$1\ 10^{-10}$	0	0	0	$9{,}5\ 10^{8}$	∞	$4\ 10^{7}$	∞	
10-10-10	К-1	0	0,687	6,72	14,72	30,72	1	1	-	-	рис.10,*в* рис.10,*г*
	К-1, К-2	0	0,395	0,909	0,914	0,914	1,74	33,6	1	1	
	К-1, К-2, К-3	0	$1{,}50\ 10^{-3}$	$2{,}40\ 10^{-5}$	$5{,}0\ 10^{-8}$	0	458	∞	263	∞	

Таблица 9 – Качество воспроизведения задания по положению

№ п п	*B*	Канал	$\omega_{\ddot{I}i}$		Расширение полосы пропускания по сравнению с К-1, *раз*	Расширение полосы пропускания по сравнению с К-1, К-2, *раз*	Рисунок
			Гц	*рад/с*			
1	6-6-6	К-1	0,0557	0,35	1	-	рис. 8,*б*
		К-1, К-2	0,205	1,29	3,69	1	
		К-1, К-2, К-3	21,96	138	394	107	
2	8-8-8	К-1	3,17	19,9	1	-	рис. 9,*б*
		К-1, К-2	8,75	55,0	2,76	1	
		К-1, К-2, К-3	923,1	5800	291,5	105,5	
3	10-10-10	К-1	0,197	1,24	1	-	рис. 10,*б*
		К-1, К-2	0,594	3,73	3,0	1	
		К-1, К-2, К-3	54,43	342	276	91,7	

Продолжение таблицы 9.

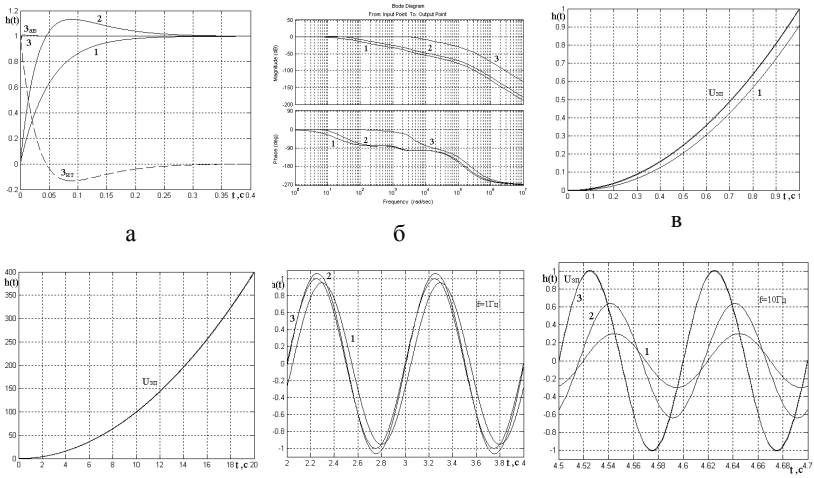
№ пп	Запаздывание по фазе, *рад* (*угл. град*) при *f*, *Гц*		Запаздывание по фазе по сравнению с К-1, *раз*		Запаздывание по фазе по сравнению с К-1, К-2, *раз*			Рисунок
	1	4	10	1	10	1	10	
1	1,59 (90,9)	1,64 (93,7)	1,94 (110,9)	1	1	-	-	рис.8,*д*, рис.8,*е*
	1,45 (82,8)	1,61 (92,1)	1,72 (98,3)	1,1	1,1	1	1	
	0,0609 (3,49)	0,249 (14,3)	0,610 (34,9)	26,1	3,2	23,8	2,8	
2	0,304 (17,4)	0,892 (51,1)	1,24 (71,3)	1	1	-	-	рис.9,*д*, рис.9,*е*
	0,0364 (2,09)	0,530 (30,4)	1,04 (59,8)	8,4	1,2	1	1	
	9,43 10^{-5} (5,40 10^{-3})	4,27 10^{-4} (0,0245)	0,0102 (0,585)	3226	122	386	102	
3	1,38 (78,8)	1,52 (87,1)	1,55 (88,9)	1	1	-	-	рис.10,*д*, рис.10,*е*
	1,22 (69,8)	1,48 (84,8)	1,53 (87,8)	1,1	1,01	1	1	
	0,0176 (1,01)	0,0829 (4,75)	0,207 (11,9)	78,4	7,5	69,3	7,4	



а б в

г д е

Рис. 8.



а б в

г д е

Рис. 9.

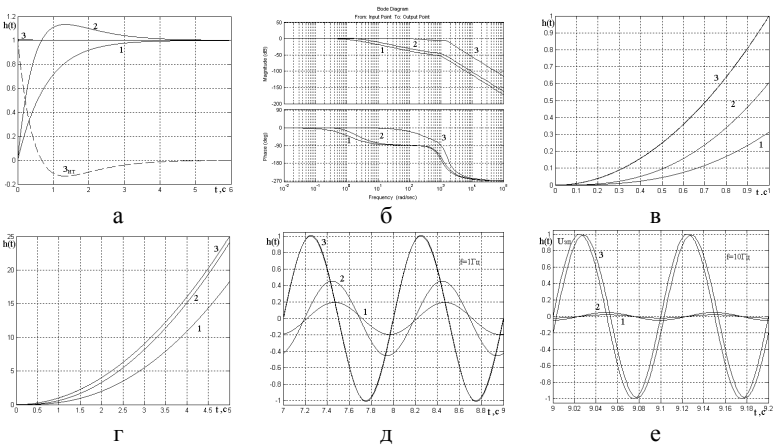


Рис. 10.

Таблица 10 –Показатели качества ПП по положению

№ пп	*B*	Канал	ν_i	σ_i	$t_{пс,i}$	$t_{рег,i}$	Рисунок
1	1-6-6	К-1, К-2, К-3	1	0	6,465	4,961	рис. 11,*а*
			2	1,0	0,0308	0,761	
2	3-8-8	К-1, К-2	2	0	0,156	0,119	рис. 12,*а*
		К-1, К-2, К-3	3	0,94	$5{,}995\ 10^{-4}$	0,0170	
3	5-10-10	К-1, К-2	2	0	2,303	1,766	рис. 13,*а*
		К-1, К-2, К-3	3	0,91	0,0158	0,234	

Продолжение таблицы 10

№ пп	Выигрыш по быстродействию по сравнению с К-3, *раз*	Выигрыш по быстродействию по сравнению с К-1 и К-2, *раз*	Выигрыш во времени регулирования по сравнению с К-3, *раз*	Выигрыш во времени регулирования по сравнению с К-1, К-2, *раз*
1	$6{,}57\ 10^{-3}$	1	$7{,}03\ 10^{-3}$	1
	1,38	210	0,049	6,93
2	$4{,}26\ 10^{-3}$	1	0,0234	1
	1,11	260	0,164	7
3	0,0106	1	0,0105	1
	1,54	146	0,0790	7,54

Таблица 11 – Динамическая точность по задающему воздействию

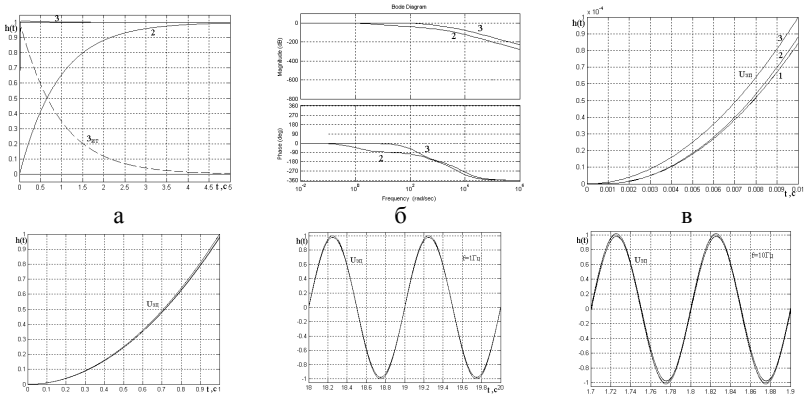
B	Ка-нал	ε_i	$\varepsilon_{д,\,i}$ при *t*, *c*				Выигрыш в точности по сравнению с К-1, *раз*		Выигрыш в точностипо сравнению с К-1, К-2, *раз*		Рисунок
			1	5	10	20	1	20	1	20	
1-6-6	К-1	0	0,026	0,61	2,43	9,65	1	1	-	-	рис.11,*в* рис.11,*г*
	К-1, К-2	0	0,018	0,18	0,413	0,88	1,39	11,0	1	1	
	К-1, К-2, К-3	0	2,94 10^{-4}	4,5 10^{-4}	4,5 10^{-4}	4,5 10^{-4}	86,7	21440	62,2	1956	
3-8-8	К-1	0	6,50 10^{-5}	3,50 10^{-4}	6,50 10^{-4}	1,30 10^{-3}	1	1	-	-	рис.12,*в* рис.12,*г*
	К-1, К-2	0	1,50 10^{-6}	2,0 10^{-6}	2,50 10^{-6}	3,0 10^{-6}	43,3	433	1	1	
	К-1, К-2, К-3	0	1,0 10^{-11}	0	0	0	6,5 10^{6}	∞	1,5 10^{5}	∞	
5-10-10	К-1	0	2,60 10^{-4}	1,28 10^{-3}	2,55 10^{-3}	5,15 10^{-3}	1	1	-	-	рис.13,*в* рис.13,*г*
	К-1, К-2	0	8,0 10^{-5}	8,0 10^{-5}	8,50 10^{-5}	8,50 10^{-5}	3,25	60,6	1	1	
	К-1, К-2, К-3	0	4,0 10^{-8}	1,10 10^{-9}	0	0	6500	∞	2000	∞	

Таблица 12 – Качество воспроизведения задания по положению

№ пп	*B*	Канал	$\omega_{П,i}$		Расширение полосы пропус-кания по срав-нению с К-1, К-2, *раз*	Рисунок
			Гц	*рад/с*		
1	1-6-6	К-1	-	-	-	рис.11,*б*
		К-1, К-2	0,170	1,07	1	
		К-1, К-2, К-3	21,96	138	129	
2	3-8-8	К-1	-	-	-	рис.12,*б*
		К-1, К-2	7,04	44,2	1	
		К-1, К-2, К-3	920,1	5781	131	
3	5-10-10	К-1	-		-	рис.13,*б*
		К-1, К-2	0,447	3,0	1	
		К-1, К-2, К-3	54,0	339	113	

Продолжение таблицы 12

№ пп	Запаздывание по фазе, *рад* (*угл. град*) при *f*, *Гц*			Запаздывание по фазе по сравнению с К-1, *раз*		Запаздывание по фазе по сравнению с К-1, К-2, *раз*		Рисунок
	1	4	10	1	10	1	10	
1-6-6	8,48 10^{-3} (0,486)	0,0177 (1,014)	0,0446 (2,56)	1	1	-	-	рис.11,*д* рис.11,*е*
	4,87 10^{-3} (0,279)	0,0181 (1,037)	0,0434 (2,49)	1,74	1,03	1	1	
	1,48 10^{-3} (0,0848)	6,28 10^{-3} (0,360)	0,0224 (1,28)	5,73	2,0	3,29	1,94	
3-8-8	2,39 10^{-4} (0,0137)	9,55 10^{-4} (0,0547)	2,32 10^{-3} (0,133)	1	1	-	-	рис.12,*д* рис.12,*е*
	4,24 10^{-6} (2,43 10^{-4})	2,01 10^{-4} (0,0115)	1,45 10^{-3} (0,0828)	56,3	1,61	1	1	
	4,40 10^{-8} (2,52 10^{-6})	2,20 10^{-6} (1,26 10^{-4})	1,45 10^{-5} (8,28 10^{-4})	5430	160,5	96,4	100	
5-10-10	2,36 10^{-3} (0,135)	6,28 10^{-3} (0,360)	0,0157 (0,90)	1	1	-	-	рис.13,*д* рис.13,*е*
	9,24 10^{-4} (0,0529)	9,05 10^{-4} (0,0518)	2,20 10^{-3} (0,126)	2,56	7,14	1	1	
	1,04 10^{-5} (5,94 10^{-4})	8,80 10^{-5} (5,04 10^{-3})	1,70 10^{-3} (0,0970)	228	9,24	89,1	1,29	



а б в

г д е

Рис. 11.

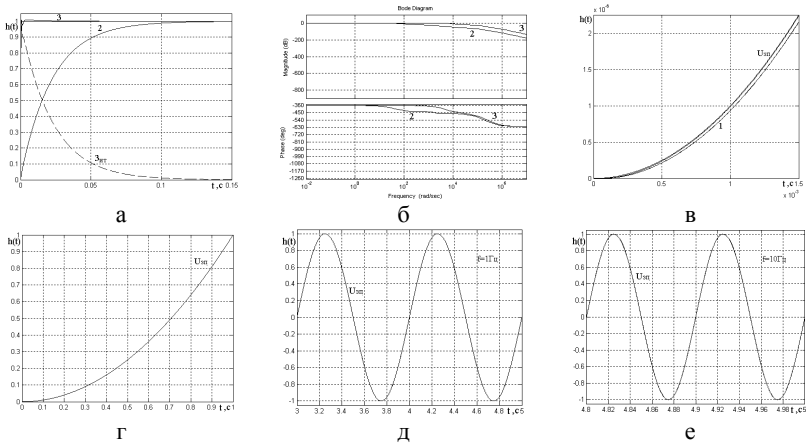


Рис. 12.

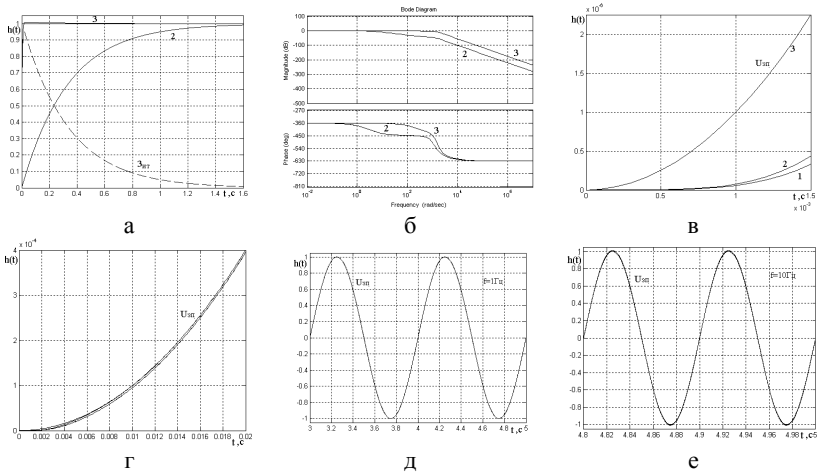


Рис. 13

Трехканальные позиционные ЭП типа "*угол-угол*" (табл. 6-9 и рис. 8-10) и "*скорость-угол*" (табл. 10-12 и рис. 11-13) при любых рассмотренных типовых настройках автономных каналов обладают астатизмом по управлению третьего порядка $(\nu_3 = 3)$, что указывает на их

высокие потенциальные точностные возможности.

В таких системах, как и в соответствующих трехканальных следящих ЭП типа "*скорость-скорость*", наилучшие результаты по быстродействию и динамической точности могут быть достигнуты при использовании во внешних контурах автономных каналов активных последовательных ДКУ и применении подчиненной настройки внутренних контуров скорости. В этом случае в трехканальных позиционных системах с подчиненными контурами скорости, настроенными на ТО, без снижения запасов устойчивости обеспечивается время первого согласования по положению на уровне $t_{пс,3}$ = 5,998·10^{-4} с (что почти на 10 % меньше аналогичного показателя для автономного третьего, точного канала К-3) и достигается полоса пропускания свыше 900 Гц (рис. 9).

Высокие показатели качества функционирования трехканальных позиционных ЭП наблюдаются и при применении П-регуляторов положения в автономных каналах управления (рис. 10).

Кроме того, для трёхканальных систем типа "*угол-угол*" из табл. 5,6 и табл. 8 видно, что для рассмотренных типовых настроек каналов управления полосы пропускания соответствующих двухканальных ЭП расширяются более чем в 2,7 раза, а трехканальных ЭП – более чем в 270 раз по сравнению с аналогичными одноканальными позиционными системами (первым, грубым каналом К-1). Возрастает и быстродействие двух- и трехканальных следящих ЭП типа "*угол-угол*" соответственно более чем в 7,5 раза и более чем в 350 раз по сравнению с аналогичными одноканальными САУ.

Из сравнения результатов, приведенных в табл. 6,8 и табл. 9, 11, следует, что для соответствующих трехканальных ЭП типа "*угол-угол*" и "*скорость-угол*" такие показатели качества как ширина полос пропускания и быстродействие, определяемое по времени $t_{пс,3}$, практически совпадают для обоих типов систем. Однако между многоканальными позиционными ЭП типа "*угол-угол*" и "*скорость-угол*" есть и существенные отличия.

Сравнительный анализ качества функционирования таких систем, выполненный на основании показателей, приведенных соответственно в табл. 6, 7 и табл. 9, 10, показывает, что в двух- и трехканальных следящих ЭП типа "*скорость-угол*" по сравнению с аналогичными ЭП типа "*угол-угол*" дополнительно может быть обеспечено:

а) уменьшение времени регулирования ПП (в зависимости от типовых настроек каналов): в 2,5-3 раза – для двухканальных ЭП и на 20-25 % – для трехканальных ЭП. При этом для двухканальных ЭП, функционирующих в составе трехканальных систем типа "*скорость-*

угол" ПП по положению приобретает апериодический характер вместо монотонного характера при их функционировании в составе трехканальных систем типа "*угол-угол*" (рис. 8,а-10,а и рис. 11,а-13,а);

б) повышение динамической точности воспроизведения задающего воздействия (в зависимости от типовых настроек каналов): на порядок и более – для двух- и трехканальных ЭП с типовыми КУ и разомкнутыми внутренними контурами каналов управления, и более чем на два порядка – для двух- и трехканальных ЭП с типовой подчиненной настройкой каналов управления (см. рис. 8,в,…,е – 10, в,…,е и рис. 11, *в,…,е* - 13, *в,…,е*).

Вместе с тем, как незначительный негативный факт необходимо отметить, что на уровне двухканальных позиционных ЭП, функционирующих в составе трехканальных систем типа "*скорость-угол*", полоса воспроизводимых частот сужается на 19-22 % (в зависимости от типовой настройки каналов) по сравнению с двухканальными ЭП, функционирующими в составе аналогичных трехканальных систем типа "*угол-угол*".

В целом же при отсутствии существенных труднокомпенсируемых помех и возмущений во втором К-2 и третьем К-3 каналах управления точность итерационных трехканальных следящих ЭП типа "*угол-угол*" и "*скорость-угол*" практически может быть ограничена только точностными возможностями передаточных и исполнительных механизмов и устройств, в частности дифференциальных редукторов МД1 и, особенно, МД2, а также разрешающей способностью используемого датчика перемещения рабочего органа.

Выводы.

1. Теоретические и компьютерные исследования показали, что итерационные трехканальные следящие ЭП с типовой настройкой каналов обладают новыми, кардинально улучшенными показателями качества управления по сравнению не только с традиционными одноканальными типовыми следящими ЭП, но и с итерационными двухканальными следящими системами.

2. В трехканальных следящих системах любого из рассмотренных типов значительно больший эффект повышения качества управления достигается при замыкании внутренних ОС и подчиненной настройке контуров управления ЭП автономных каналов. В качестве регуляторов могут быть использованы как обычные типовые П- и ПИ-регуляторы, так и типовые дифференцирующие или интегрирующие КУ во внешних контурах.

3. Применение ДКУ даёт наилучшие результаты по быстродейст-

вию и точности управления в сложных динамических режимах работы следящих ЭП. Применение ИКУ, обеспечивающих наилучшую установившуюся точность, но сужающих полосы пропускания автономных каналов, целесообразно только в статических (стабилизирующих) ЭП или при наличии существенных труднокомпенсируемых помех в автономных следящих каналах управления.

4. Итерационный трехканальный следящий ЭП типа "*скорость-скорость*" при настройке его каналов на технический оптимум обладает астатизмом по управлению третьего порядка $(\nu_3 = 3)$, а при настройке каналов на симметричный оптимум, – шестого порядка $(\nu_3 = 6)$ при сохранении требуемых запасов устойчивости в системе, что потенциально определяет высочайшую динамическую точность таких ЭП.

5. Итерационные трехканальные позиционные ЭП с типовой настройкой имеют существенные преимущества перед обычными типовыми позиционными системами по быстродействию, динамической и установившейся точности, обладая астатизмом третьего порядка и более чем в 200 раз большей (при определенных настройках каналов) полосой пропускаемых частот без ухудшения качества ПП в автономных приводах отдельных каналов. При этом с точки зрения максимального повышения динамической точности управления комбинированные итерационные трехканальные позиционные системы типа *"скорость-угол"* оказываются даже более предпочтительными, чем классические итерационные трехканальные позиционные системы типа *"угол-угол"*.

6. В целом в итерационных трехканальных следящих ЭП типа *"угол-угол" и "скорость-угол"* может быть реализована точность управления, удовлетворяющая самым высоким техническим требованиям. При любых типовых настройках каналов достижение максимально возможной точности управления практически ограничивается только точностными возможностями передаточных и исполнительных механизмов и устройств, а также разрешающей способностью используемых датчиков основных координат.

7. Структура итерационных трехканальных следящих ЭП сравнительно проста (даже при учете взаимовлияния каналов по нагрузке), а их расчет и оптимизация не вызывают особых трудностей.

К недостаткам итерационных трехканальных следящих ЭП вращения с типовой настройкой каналов следует отнести необходимость наличия в них трёх отдельных приводов требуемой мощности, одного или двух (в зависимости от реализации исполнительного устройства движений системы) высококачественных дифференциальных редукторов, в том числе одного МД – прецизионной точности, и одного высокоточно-

го (доли микрона) датчика положения исполнительного органа. Кроме того, разработка и эксплуатация таких многоканальных ЭП требует высокой культуры производства.

Применение итерационных трехканальных следящих ЭП целесообразно в тех случаях, когда требуется очень высокая динамическая точность воспроизведения задающего воздействия при значительных нагрузках на выходе одноканальной следящей системы (первого, грубого канала К-1) и сравнительно высокой инерционности ее элементов или при наличии существенных труднокомпенсируемых (в том числе с помощью итерационных двухканальных систем) помех в контуре управления.

Список литературы: **1.** *Осмоловский П.Ф.* Итерационные многоканальные системы автоматического управления. – М.: Сов. Радио, 1969. – 256 с. **2.** *Осмоловский П.Ф., Худяев А.А., Руденко В.Е.* Синтез и оценка эффективности последовательно-оптимальной двухканальной следящей системы с итерационной структурой // Вестник ХПИ. Сб. науч. трудов. "Техническая кибернетика и ее приложения. – Харьков: ХГУ "Вища школа", 1989. – Вып. 9. – № 263. – С. 17-22. **3.** Проектирование многоканальных систем оптимального управления / Б.И. Кузнецов, Б.В. Новоселов, И.Н. Богаенко, Н.А. Рюмшин. – К.: Техніка, 1993. – 245 с. **4.** Многоканальные итерационные системы управления: Учебное пособие / Б.И. Кузнецов, А.А. Худяев, И.Н. Богаенко и др. – К.: НПК "КИА", 1998. – 224 с. **5.** *Худяев А.А., Гвоздева Е.В.* Автоматизированное проектирование итерационных многоканальных систем с эталонной настройкой каналов // Вестник ХГПУ. Сб. науч. трудов. Харьков: ХГПУ, 2000. – №113. – С. 49-56. **6.** *Худяев А.А., Прокопенко Е.А.* Итерационный принцип повышения точности систем автоматического управления при наличии помех // Математичне моделювання. – 2001. – № 2(7). – С. 11-14. **7.** *Худяев А.А., Литвиненко Д.Г.* Итерационные трехканальные следящие системы с подчиненным управлением // Електроінформ. Тем. випуск "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика". – Львів: ЕКОінформ, 2009. – С. 134-137. **8.** *Худяєв О.А., Василець Т.Ю., Тіщенко О.О.* Комплектний електропривод: Навчально-методичний посібник. – Харків: УІПА, 2003. – 40 с.

Поступила в редколлегию 9.12.2010

ABSTRACTS

ELECTRICAL APPARATUS

Bolukh V.F., Vinnichenko A.I.

MATHEMATICAL MODEL AND CHARACTERISTICS OF AN INDUCTION-DYNAMIC CATAPULT FOR A BALLISTIC GRAVIMETER.

The mathematical model and characteristics of an induction-dynamic catapult for ballistic gravimeter with symmetric scheme is presented. The model is based on the numerically-analytical approach to account of interconnected electromagnetic, thermal and mechanical processes. Electromechanical characteristics of a catapult throving the trial body vertically and verying its height by regulating its pulse source capacity are received.

Index terms – **induction-dynamic catapult, ballistic** gravimeter**, mathematical model, electromechanical characteristics.**

Zhorniak L.B., Osinskaja V.I., Skiba I.U.

OPERATION MODELING OF VOLTAGE REGULATING SYSTEM IN THE POWER TRANSFORMER WITH LOAD TAP CHANGER REGULATOR IN VIEW FOR INCREASING OF ENERGY QUALITY IN POWER-INTENSIVE FOUNDRIES.

The voltage quality increasing in power-intensive foundries is investigated. The modeling of PHOA voltage regulation system in a power transformer of 220/1250 V is resulted using the Matlab (Simulink 4) packet.

Index terms – **load tap changer regulating transformer, power energy quality, voltage regulation system, modeling .**

Korol E.G., Lupikov V.S., SeredaA.G., Rudas Ju.D.

EXPERIMENTAL RESEARCHES OF THE BLOCK FOR COMPENSATION OF THE ALTERNATING MAGNETIC FIELD IN AN AUTOMATIC SWITCH.

Results of Experimental researches of a block intended for automatic compensation of a magnetic field in the automatic switch of series A3790 are resulted. The technique of parameters adjustment in the compact electromagnet with composite ferromagnetic core two parts of which are settling perpendicularly is described. Results of the researches are recommended for use at designing of high-precision systems for automatic compensation of magnetic field in electric equipments.

Index terms – **automatic switches, external magnetic field, power**

frequency, compensating electromagnet, composite ferromagnetic core, construction, orthogonal parts, magnetic moment, experimental researches.

Curikov O.O., Grischuk Ju.S.

WORKING OUT AND RESEARCHIG OF LOW-VOLTAGE COMPLETE SWITCHBOARDS OF JA5000 SERIES.

The block diagramme of a system for experimental researches automatization of complete switchboards is developed using microcontrollers. The algorithm of the scheme operating in complete switchboards of Ja5000 series is developed.

Index terms – **low-voltage complete switchboard, experimental researches, automatization.**

EECTRICAL MASHINES

Bolukh V.F.

PERSPECTIVE TECHNICAL DECISIONS FOR INNDUCTION-DYNAMIC MOTORS.

The technical decisions rising inductive-dynamic motors efficiency are developed that includes pulse modulating of their current inductor, improving thermal state at their cyclic working mode, developing of constructive scheme for the motors with non-metallic core and supporting by key settings selection algorithms.

Index terms – **inductive-dynamic motors, technical decisions, perspective.**

Milykh V.I., Shpatenko V.S.

FEATURES OF FORCE INTERACTIONS IN LAMINATED CORES OF ELECTRICAL MACHINES.

Features of mechanical forces operating in laminated magnetic systems of large electric machines and causing noise, vibration and damage of their construction elements are considered.

Index terms – **electrical machine, laminated magnetic system, mechanical forces**.

Naniy V.V., Yukhimchuk V.D., Miroshnichenko A.G., Dunev A.A, Maslennikov A.M., Egorov A.V., Potockiy D.V.

ESTIMATION OF THERMAL CONDITIONS OF THE MOTOR WITH ROLLING ROTOR AT DIFFERENT WORKING

DURATIONS.

Experimental researches of thermal states in the motor with rolling rotor are resulted. Dependences of the motor heating at different working durations are got. An analogy to reducing gear electric driveis are spent out.

Index terms – **electric motor with a rolling rotor, reducing gear electric drive, working duration, comparising.**

Petrenko A.N.

EXPERIMENTAL RESEARCHES OF THE TEMPERATURE FIELD IN FREQUENCY-CONTROLLED ASYNCHRONOUS MOTORS.

Experimental researches of the temperature field in the frequency-controlled asynchronous motors are resulted at various feeding schemes and controling laws. Correctness of the motor mathematical model is confirmed by obtained datas in parts of thermal conditions of the motor in its stationary working mode. The motor temperature characteristics are got up at various laws of control.

Index terms – **frequency-controlled asynchronous motors, feeding schemes, controling laws, temperature field, experimental researches.**

STRONG ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS

Vaschenko N.N., Petkov A. A.

ANALYSIS OF METHOD'S ACCURACY AT DETERMINATION OF INDUCTANCE IN OPPOSITE WINDINGS.

It is shown, that the summation method has the greatest accuracy at determination of inductance in opposite windings. Rations for determining of the specific inductance per turn in the opposite windings are proposed.

Index terms – **opposite windings, specific inductance per turn, accuracy, summation method.**

Golik O.V.

ECONOMIC ASPECT OF VORTICAL CURRENTS INFLUENCE ON ELECTRIC RESISTANCE IN HIGH-VOLTAGE CABLE CURRENTS WITH THE SEWED POLYETHYLENE ISOLATION.

The basic economic aspects of vortical currents influence on the electric resistance in high-voltage cable currents with the sewed polyethylene isolationfluence are resulted.

Index terms – **high-voltage cable, cable currents, sewed polyethylene**

isolation, vortical currents, electric resistance, determination, economic aspect.

Grinchenko V.S.

EXPERIMENTAL RESEARCH OF GRID ELECTROMAGNETIC SHIELD CONSERNED OF INFLUENCING ITS CELL SIZE ON SCREENING EFFECTIVNESS IN TWO-WIRE LINES.

Experimental researches of shielding properties in the grid electromagnetic single-layered screen are resulted as dependence its cells sizes. It is shown, that efficiency of shielding is approximately identical to grid and continuous screens of the same weight.

Index terms – **grid electromagnetic shield, screening factor, experimental research**.

Ignatenko N.N.

APPROACHED DETERMINATION OF CURRENT DENSITY VARIATIONS IN SPARK CHANNELS OF ROD DISCHARGES USED IN GENERATORS OF LIGHTNING CURRENTS.

An approximate method for determination of current density variations in spark channel that develops in working gaps of uncontrolled air rod dischargers used for closing of load in generators of lightning current is proposed.

Index terms – **rod discharges, spark channels, current density, determination.**

Rezinkin O.L.

PHYSICAL MODELLING OF ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN THE FLAT SPIRAL IMPULSES GENERATOR OF HIGH VOLTAGE WITH FERRIMAGNETIC CORE.

A flat construction of a high voltage spiral pulser is proposed. The construction makes possible to fabricate its isolation accordingy to classical condenser technology. Physical modeling of electromagnetic processes in these flat spiral pulsers with and without ferrite core are resulted. An astimation of the ferrite core influence on output pulse of spiral pulser is performed.

Index terms – **high voltage spiral pulser, ferrimagnetic core, electromagnetic processes, physical modelling.**

Yuferov V.B., Mufel Je.V., Tkachova V.I., Sharuy S.V., Tkachova T.I.

FEATURES OF GAS DISCHARGES OCCURED OVER THE WATER SURFACE AT ATMOSPHERIC PRESSURE.

Researches of gas discharge occured over the water surface at atmospheric pressure and influence of a magnetic field on behaviour of an arised plasma cloud (plasmoid) are resulted. As it is set up, the plasmoid is paramagnetic and does not possess the diamagnetic effect.

Index terms – **gas discharge, water surface, magnetic field, plasmoid, features.**

COMPUTER MODELING

Kirichenko V.A., Ponomarenko O.A., Chernyshov N.N., Fursova E.V.

ANALYSIS OF TURBULENT FLOW AND HEAT TRANSFER IN THE LIQUID USING COMPUTER MODELING IN ANSYS.

Analysis of liquid turbulent flow and heat transfer in the mixing elbow of liquid transporting system is resulted. Computation is performed on the basis of the elbow computer model using ANSYS.

Index terms – **liquid movement, transporting system, computer modeling, ANSYS**.

ELECTROTECHNOLOGIES USEGE

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdyj I.V., Voloshko A.V., Vinichenko E.V.

MATHEMATICAL MODEL OF A STAND AS TWO-MASS ELECTROMECHANICAL SYSTEM AT A DIGITAL CONTROL.

This article deals with the mathematical model of a plant digital control system as two-mass electromechanics system imitation stand. Examples of the system dynamic characteristics are given.

Index terms – **imitation stand, two-mass electromechanics system, digital control.**

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Voloshko A.V., Bovdyj I.V., Vinichenko E.V.

ROLLING MILLS MAIN DRIVES WITH SINHRONIUZ MOTORS MATHEMATICAL MODEL OF WITH RELATED THROUGH THE ROLLED METAL AS DIGITAL CONTROL PLANT.

Mathematical models of main drives with synhroniuz motor of flatting mills as a twomass electromechanics system for the short line and as a

threemass electromechanics system for the long line are developed. The models take into account the resilient elements in transmissions boundary path by the executive motors, reducing gears, rental felling and friction non-linear moments between felling. The mutual influencing of rental rollers during rolling through the rolled metal relised in digital control system. The examples of dynamic characteristics for such system is given.

Index terms – **rolling mills, main drives, synchronous motors, digital control.**

Lupikov V.S.

ANALYSIS OF METHODS USING MICROWAVE FOR WOOL DRYING.

An analysis of existing methods for measuring of dielectric permittivity in wool is got up and resonated methods is proposed as the best due to their significant advantages.

Index terms – **electromagnetic technologies, wool, drying, dielectric permittivity, measuring**.

Scherbak J. V.

APPLICATION OF HYDRODYNAMIC RADIATORS TO INTENSIFYING CLEANING PROCESSES OF FIBROUS MATERIALS.

Analysis of hydrodynamic radiators are resulted. Their working parameters that influenced to intensification of washing processes of fibrous materials are got up.

Index terms – **fibrous materials, hydrodynamic radiator, washing processes, working parameters.**

INFORMATION, HYPOTHESES, IDEAS

Hudiaev A.A., Litvinenko D.G.

THE ITERATIVE SUBORDINATED CONTROL IN FOLLOW-UP ELECTRIC DRIVES.

Analysis of quality in iterative three-channel follow-up electric drives with various typical adjustment of control channel and variants of block diagrammes are resulted.

Index terms – **electric drive, quality, analyses.**

ВИМОГИ
до оформлення статей у Віснику Національного технічного університету "ХПІ", тематичний випуск **"Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика"**

Оформлення основних елементів статті – за зразком нижче. Оригінал статті готується в редакторі ***Microsoft Word*** (2000-2003) на українській / російській мові. Формат листа – А5. Поля: низ – 25 мм, інші – по 20 мм. Між елементами статті інтервал в один порожній рядок 10 pt. Заповнення останнього листа – не менше 80 %.

Стаття відправляється в редакцію в друкарському варіанті (1 прим.) та в електронному варіанті по E-mail або на диску (без колонтитулів і нумерації сторінок). Друкарський варіант надається на листах білого паперу формату А4 щільністю 80-90 г/м^2, надрукованих на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi, на одній стороні листа.

Починаючи з 2011 р. всі статті проходять незалежне рецензування з підписом рецензента наприкінці статті.

До статті додаються (по 1 прим.):

1 СУПРОВІДНИЙ ЛИСТ, де вказується направлення (рубрика), за яким рекомендується публікація статті, й перелік документів наведених нижче.

2 АКТ ЕКСПЕРТИЗИ (для громадян України) або офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн).

3 АНОТАЦІЯ АНГЛІЙСЬКОЮ МОВОЮ (приклад приведений нижче).

4 ДАНІ ПРО АВТОРІВ на мові статті (прізвище, ім'я, по батькові повністю, організація, посада, поштова адреса, телефон, E-mail).

5 КОПІЯ ДОКУМЕНТА ПРО ОПЛАТУ за публікацію.

Друкарські матеріали статті відправляють за адресою:

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

Електронний варіант відправляють за адресою:

lupikov@kpi.kharkov.ua

Довідки за тел.:

відповідальний редактор Лупіков Валерій Сергійович

(057) 707 68 64, mob. 0674923709

секретар Себякина Наталія Валентинівна**, mob. 0667353882.**

УДК ... (10 pt)

Б.І. КУЗНЕЦОВ, д-р техн. наук, проф., зав. відділом, НТЦ МТО НАН України, Харків
Т.Б. НІКИТИНА, канд. техн. наук, докторант, НТУ "ХПІ", Харків
БУАКЛІН МОХАММЕД АЛІ, аспірант, НТУ "ХПІ", Харків

НАЗВА
(10 pt, жирний, вирівнювання по лівому краю з відступом 0,75 см., заголовні букви, без перенесень і скорочень)

Текст анотації (9 pt) українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст анотації російською мовою, до 5 рядків.

Вступ. У журналі публікуються результати досліджень і огляди в області електричних машин і апаратів, сильних електричних і магнітних полів, теоретичної електротехніки, електричного транспорту, світлотехніки, що не публікувалися раніше (10 pt).

Мета, завдання дослідження.

Назва розділу і результати розв'язання завдання. Зміст структурується згідно вимогам постанови Президії ВАК України № 7-05/1 від 15.01.2003 р. Стаття складається з розділів, назви яких відображають актуальність і стан проблеми, методи дослідження, результати теоретичних і/або експериментальних досліджень, аналіз результатів, перспективи використання.

Висновки.

Список літератури – література, електронні ресурси.

В кінці статті приводиться фото кожного автора з короткою інформацією (9 pt).

Текст оформляється шрифтом ***Times New Roman*** 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Абзацні відступи – 0,75 см. Назва розділу оформляється жирними буквами.

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів в редакторі формул ***Microsoft Equation***. Розміри (pt): звичайний – 10, крупний індекс – 8, дрібний індекс – 6, крупний символ – 16, дрібний символ – 10. Стиль: текст, змінна – курсив; матриця, вектор – напівжирний курсив; інші – нормальний без нахилу. Формули розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер – праворуч:

$$N = \tau_{u\,max} / T_{mu} \ , \qquad (1)$$

де N – …; $\tau_{u\,max}$ – …; T_{mu} – … .

Однакові символи в тексті і формулах повинни співпадати.

Ілюстрації (рисунки, фото, діаграми) і *таблиці* (9 pt) оформляються за зразком без назв, всі пояснення – в тексті. Рисунки оформляються в редакторі ***Microsoft Word*** як окремі об'єкти в тексті. Рисунки та таблиці відокремлюються від тексту інтервалом в один порожній рядок 10 pt.

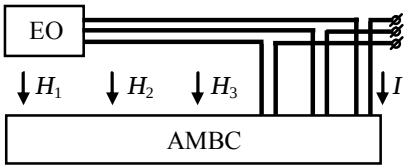


Рис. 1.

Таблиця 1 .

Поле ліворуч	20 мм
Поле праворуч	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Список літератури оформляється за зразком, згідно стандарту ДСТУ 7.1-2006.

Посилання на математичні формули, ілюстрації, таблиці, джерела інформації даються за зразком: (1), (2)-(4); рис. 3, рис. 4,а; табл. 2; [5], [2-5].

Список літератури: 1. *Сосков А.Г., Соскова И.А.* Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита. – К: Каравелла, 2005 – 344 с. **2.** *Юферов В.Б., Егоров А.М., Шарый С.В.* и др. Магнитоплазменная регенерация ОЯТ // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Зб. наук. праць. Тематичний вип.: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2008. – № 40. – С. 66-83. **3.** Пат. 31677, Україна, МПК G01R 33/00. Пристрій для компенсації змінного магнітного моменту струмів / О.Г. Король, В.С. Лупіков, О.Г. Середа та ін. – № u200708718. Заявлено 30.06.2007. Опубл. 25.04.2008, Бюл. № 8. – 3 с. **4.** Бібліотека і доступність інформації у сучасному світі: електронні ресурси в науці, культурі і освіті / Л.Й. Костенко, А.О. Чекмарьов, А.Г. Бровкін, І.А. Павлуша // Бібліотечний вісник. – 2003. – № 4. – С. 43. – Режим доступу до журналу: http: // www.nbugov.ua / articles / 2003 / 03klinko.htm.

Фото авторів (2,5×3 см, не менше 300 dpi). Для кожного автора: прізвище, ім'я, по батькові; вчений ступінь; дати захисту дипломів і дисертацій, місце захисту; місце роботи, посада; короткий опис напрямів наукової діяльності – за зразком, інші відомості – на розсуд автора.

Лупіков Валерій Сергійович, професор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера, дисертації кандидата і доктора технічних наук в Харківському політехнічному інституті за фахом електричні машини і апарати, відповідно в 1973, 1987 і 2004 рр. Завідувач кафедрою "Електричні апарати" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" з 2005 р.
Наукові інтереси пов'язані з проблемами фізичних полів електричних апаратів, електромагнітної сумісності технічних засобів, магнетизму технічних об'єктів, магнітною левітацією.

Надійшла до редколегії 24.03.2009

Анотація (на англійській мові**).**

Rassalsky A.N., Luchko A.R., Konograj S.P., Guk A.A.

APPLICATION OF THE THERMAL MODEL TO POWER AUTOTRANSFORMER FOR COMPUTATION OF ITS ELEMENTS HEATING WITH ACCOUNT OF OPERATION MODE.

In clause, the thermal model of power autotransformer is considered. That allows estimating its elements temperature in modes of operation. Comparison of computations on the GOST 14209-96 techniques and the offered thermal model are resulted.

Index terms – **power autotransformer, thermal model, computations.**

Направлення (рубрики) тематичного випуску:
– електричні машини;
– електричні апарати;
– теоретичні основи електротехніки;
– сильні електричні та магнітні поля;
– електричні станції;
– комп'ютерне моделювання;
– використання електротехнологій;
– пристрої та методи неруйнівного контролю;
– електричний транспорт;
– інформація, гіпотези, думки.

СОДЕРЖАНИЕ

ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ

Болюх В.Ф., Винниченко А.И.
Математическая модель и характеристики индукционно-динамической катапульты баллистического гравиметра 3

Жорняк Л.Б., Осинская В.І., Скиба І. Ю.
Моделирование работы системы регулирования напряжения силового трансформатора с устройством РПН для повышения качества электроснабжения энергоемких производств 14

Король Е.Г., Лупиков В.С., Середа А.Г., Рудас Ю.Д.
Экспериментальные исследования блока компенсация переменного магнитного поля для автоматического выключателя..... 20

Цуріков О.О., Грищук Ю.С.
Розробка і дослідження низьковольтних комплектно-розподільчих пристроїв серії Я5000 29

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

Болюх В.Ф.
Перспективні технічні рішення для індуктивно-динамічних двигунів 36

Милых В.И., Шпатенко В.С.
Особенности силовых взаимодействий в магнитопроводах электрических машин..... 45

Наний В.В., Мирошниченко А.Г., Юхимчук В.Д., Дунев А.А., Масленников А.М., Егоров А.В., Потоцкий Д.В.
Оценка теплового состояния двигателя с катящимся ротором, при различной продолжительности включения 49

Петренко А.Н.
Экспериментальное исследование температурного поля частотно-управляемого асинхронного двигателя 54

СИЛЬНІ ЕЛЕКТРИЧНІ ТА МАГНІТНІ ПОЛЯ

Ващенко Н.Н., Петков А.А.
Анализ точности методов расчета индуктивности катушек с встречной намоткой 64

Голик О.В.
Економічний аспект впливу вихрових струмів на електричний опір струмопровідних жил високовольтних кабелів із зшитою поліетиленовою ізоляцією 73

Гринченко В.С.
Экспериментальное исследование влияния размеров ячеек несплошных электромагнитных экранов на величину эффективности экранирования двухпроводной линии 81

Игнатенко Н.Н.
Приближенный расчет изменения плотности тока развивающегося искрового канала в воздушных промежутках кроубар-замыкателей нагрузки генераторов тока молнии 88

Резинкин О.Л.
Физическое моделирование электромагнитных процессов в плоском спиральном генераторе импульсов высокого напряжения с ферримагнитным сердечником 94

Юферов В.Б., Муфель Е.В., Ткачев В.И., Шарый С.В., Ткачева Т.И.
Особенности газовых разрядов над поверхностью воды при атмосферном давлении 103

КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

Кириченко В.А., Пономаренко О.А., Чернышов Н.Н., Фурсова Е.В.
Анализ турбулентного потока жидкости и теплопередачи на основе компьютерных моделей программного комплекса ANSYS 109

ВИКОРИСТАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЙ

Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Бовдуй И.В., Волошко А.В., Виниченко Е.В.
Математическая модель стенда двухмассовой электромеханической системы при цифровом управлении 114

Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Волошко А.В., Бовдуй И.В., Виниченко Е.В.
Математическая модель индивидуальных приводов прокатных валков с синхронными двигателями и с учетом их взаимного влияния через прокатываемый металл при цифровом управлении 123

Лупиков В.С.
Аналіз методів вимірювання діелектричної проникності вовни 133

Щербак Я.В.
Применение гидродинамических излучателей для интенсификации процессов промывки волокнистых материалов 137

ІНФОРМАЦІЯ, ГІПОТЕЗИ, ДУМКИ

Худяев А.А., Литвиненко Д.Г.
Итерационное подчиненное управление следящими электроприводами 141

ABSTRACTS 172
Вимоги до оформлення статей 178

Наукове видання

ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
"ХПІ"

Збірник наукових праць

Тематичний випуск
"Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів.
Теорія і практика"

№ 4’2011

Відповідальний за випуск: *В.М. Луньова*
Науковий редактор: *В.С. Лупіков*
Технічні редактори: *Н.В. Себякіна, І.С. Варшамова*

Обл.-вид. №25-11

Підп. до друку 14.02.2011 р. Формат 60×84 1/16. Папір офісний.
Riso-друк. Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк. 10,6. Наклад 300 прим. 1-й з-д 1-70.
Зам. № 120. Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ "ХПІ".
Свідоцтво про державну реєстрацію ДК № 3657 від 24.12.2009 р.
61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Друкарня НТУ "ХПІ", 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21