

ISSN 0013-5860



Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

2011, № 5



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ –
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издаётся с января 1930 года

МЕДАЛЬ
“ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ”



УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ» (г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

МАКАРЕВИЧ Л.В. (председатель совета), МЕЩЕРЯКОВ В.М., ОРЛОВ Ю.А., КОВАЛЕВ Ф.И.,
ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И. (заместитель председателя совета), ГЛОВАЦКИЙ А.В., ЧИБИРКИН В.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор РОЗАНОВ Ю.К., доктор техн. наук, проф.,
БЕЛКИН Г.С., доктор техн. наук, БЕСПАЛОВ В.Я., доктор техн. наук, проф., БРЯНЦЕВ А.М.,
доктор техн. наук, ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., канд. техн. наук, ДОЛКАРТ В.М., доктор техн. наук, ИНЬКОВ Ю.М.,
доктор техн. наук, проф., КОЗЯРУК А.Е., доктор техн. наук, проф., КОПЫЛОВ И.П., доктор техн. наук, проф.,
ЛАЗАРЕВ Г.Б., канд. техн. наук, ЛУРЬЕ А.И., канд. техн. наук, МОСКАЛЕНКО В.В., канд. техн. наук, проф.,
НИКУЛИН А.А., канд. техн. наук, ПАНИБРАТЕЦ А.Н., канд. техн. наук, СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В., доктор
техн. наук, проф. (зам. главного редактора), ТУБИС Я.Б., канд. техн. наук

Полная версия журнала в формате PDF размещена на сайте Российской универсальной научной электронной библиотеки (РУНЭБ): www.elibrary.ru.

Содержание журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском физико-техническом институте.
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Журнал переводится на английский язык в полном объёме и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New York N.Y. 10001).

Подписаться на журнал можно в почтовых отделениях связи по объединённому каталогу Департамента почтовой связи. Подписной индекс — 71111.

В редакции можно подписаться на журнал с любого месяца и приобрести отдельные номера.

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника» обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несёт.

Рукописи статей не возвращаются.

Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтamt, а/я 648.

**Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (495) 361-95-96
E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru**

Редактор отдела О.В. Кунавина

Научный редактор Л.А. Романова

Редактор З.П. Фёдорова

Компьютерная вёрстка Н.Н. Мерзляков

Сдано в набор 11.03.2011 Выход в свет 20.05.2011 Формат 60x88 1/8.

Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 112

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный 01330.

Отпечатано в ООО «Галлея-Принт»

Москва, 5-я Кабельная ул., 26

СОДЕРЖАНИЕ

УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ, РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ И ЗАЩИТЫ

Худяков А.А., Сапунков М.Л. Влияние асимметрии проводимостей фаз линий на землю в сетях 6–10 кВ на селективность определения повреждённой линии при однофазных замыканиях

CONTENTS

DEVICES FOR CONTROL, DISTRIBUTION OF ELECTRIC ENERGY AND PROTECTION

A.A. Khudyakov, M.L. Sapunkov. The influence of asymmetry conductivities phase of the lines on the ground in circuit of 6–10 kV to determine the selectivity of the damaged lines in single-phase circuits

2

R.G. Minullin, D.F. Gubaev, E.I. Lukin, M.O. Suhomyatkin. The peculiarities of coating of ice detection on wires of power lines by a location probing

6

N.Sh. Shayakberov, F.S. Mingazov. Zero-sequence voltage without galvanic couple to power circuit measurement procedure.

12

TRACTION ELECTRICAL EQUIPMENT

V.A. Grechishnikov, A.I. Podaruev, M.V. Shevlyugin. The converting unit of the capacitor store of energy for conditions of metro power supply system

17

TRANSFORMERS

V.V. Kantor. Calculation of leakage inductance of the complicated transformer's windings by the "average geometrical distances" technique

23

ELECTRICAL MACHINES

L.A. Potapov, S.Yu. Babak. Modelling of salient-pole brake with a drug-cup inmagnetic rotor

30

Mohand-Tahar Belassel, V.Ya. Bespalov. Influence of geometry and winding data on the overvoltages in induction motors fed by PWM frequency converters

34

ELECTRICAL APPARATUSES

V.V. Afanas'ev, A.V. Prikazschikov, N.V. Russova, G.P. Svintsov. The generalized experimental static loading characteristics valved electromagnets of a direct current with round polepiece. Way of representation

39

RESEARCHES AND CALCULATIONS

V.F. Matyuk, A.A. Osipov, A.V. Strelyukhin. Distribution of residual magnetization along a cylindrical core with round cross-section undertaken to longitudinal constant homogeneous magnetic field

46

STANDARDIZATION

I.L. Shleifman, V.P. Belotelov. To national and international standards on the hing-voltage

53

CHRONICLE

JSC "Plant Microline" of Podol'sk – 55 years.

59

OUR JUBILEERS

Izyaslav Borisovich Peshkov.

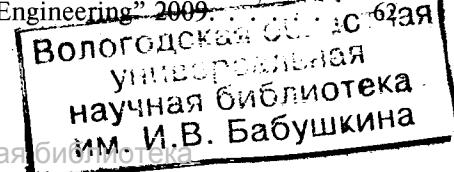
60

Aleksandr Mikhaylovich Bryantsev.

61

Consult statistics of article on english language in "Russian Electrical Engineering" 2009

62



УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ, РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ И ЗАЩИТЫ

Влияние асимметрии проводимостей фаз линий на землю в сетях 6–10 кВ на селективность определения повреждённой линии при однофазных замыканиях

ХУДЯКОВ А.А., САПУНКОВ М.Л.

Оценено влияние асимметрии собственных проводимостей фаз линий на землю на приращения переменной составляющей мгновенной мощности линий, используемых для целей защиты от однофазных замыканий. Оценка проведена с учётом возможной несинусоидальности напряжений источника питания.

Ключевые слова: электрическая сеть, замыкание на землю, защита, переменная составляющая, проводимость на землю, показатель асимметрии, несинусоидальность.

Приращения переменной составляющей мгновенной мощности линий при возникновении в сети однофазного замыкания на землю (ОЗЗ) на всех неповреждённых линиях сети сравнительно малы и практически являются сигналами помех для защиты от ОЗЗ, работа которой основана на контроле пульсирующей мощности. На повреждённой линии приращение переменной составляющей мощности зависит от полного для данной сети тока замыкания на землю и является полезным сигналом для срабатывания защиты [1].

Проведённые исследования показали [2], что при абсолютной симметрии в сети указанные приращения мощности на неповреждённых линиях будут равны нулю, а на повреждённой линии приращение мощности самое большое. Поэтому в этих условиях будет обеспечиваться абсолютная селективность защиты от ОЗЗ.

Фактор возможной асимметрии собственных проводимостей фаз линий на землю влияет на соотношения сигналов помех и полезного сигнала защиты. Очевидно, влияние этого фактора будет зависеть от степени асимметрии собственных проводимостей фаз на землю, а также от доли суммарной проводимости данной линии в общей суммарной проводимости всех линий сети на землю.

The influence of asymmetry own conductivities phases of lines on the ground on increments of variable component of the instantaneous capacity of lines which using for protection circuits from single-phase short circuits is estimated. Taking into account possible non-sinusoidal voltage of the power source is evaluated.

Key words: electric circuit, ground fault, protection, variable component, non-sinusoidal, asymmetry index, conductivity of the earth.

Целью настоящей работы является оценка соотношений сигналов помех и полезного сигнала защиты от ОЗЗ при различной степени асимметрии собственных проводимостей фаз линий на землю и, следовательно, оценка селективности и достоверности определения повреждённой линии. Исследование проведено для варианта питания сети от симметричного источника при отсутствии несинусоидальности, а также для варианта, когда линейные напряжения источника питания содержат гармоники 5, 7, 11 и 13.

Выражение для приращения переменной составляющей мгновенной мощности любой k -й линии при возникновении ОЗЗ в сети с учётом наличия в сети высших гармонических составляющих напряжений и токов можно представить в виде

$$\Delta p_{\sim k}(t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} \sum_{\nu=1}^{\infty} \operatorname{Re}(\Delta \dot{S}_{k\mu\nu} e^{j(\mu-\nu)\omega t} - \Delta \dot{S}_{pk\mu\nu} e^{j(\mu+\nu)\omega t}), \quad (1)$$

где $\Delta \dot{S}_{k\mu\nu}$, $\Delta \dot{S}_{pk\mu\nu}$ – приращения комплексной полной и комплексной пульсирующей мощности μ -й гармоники линейных напряжений источника питания и ν -й гармоники токов k -й линии при ОЗЗ.

При симметричном источнике питания приращения комплексных мощностей в выражении (1) определяются следующим образом [3]:

— для повреждённой линии (индекс линии α)

$$\begin{aligned} \Delta S_{\alpha\mu\nu} = & \dot{U}_{\mu\mu} \Delta U_{\Phi(3)\nu}^* (Y_{A\alpha\mu}^* + a^{2\mu} Y_{B\alpha\mu}^* + a^\mu Y_{C\alpha\mu}^*) + \\ & + \dot{U}_{\mu\mu} I_{3\nu}^{*(1)}; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \Delta S_{\mu\alpha\nu} = & \dot{U}_{\mu\mu} \Delta U_{\Phi(3)\nu} (Y_{A\alpha\mu} + a^{2\mu} Y_{B\alpha\mu} + a^\mu Y_{C\alpha\mu}) + \\ & + \dot{U}_{\mu\mu} I_{3\nu}^{(1)}; \end{aligned}$$

— для любой неповреждённой линии сети (индекс линии β)

$$\Delta S_{\beta\mu\nu} = \dot{U}_{\mu\mu} \Delta U_{\Phi(3)\nu}^* (Y_{A\beta\nu}^* + a^{2\mu} Y_{B\beta\nu}^* + a^\mu Y_{C\beta\nu}^*); \quad (3)$$

$$\Delta S_{\mu\beta\nu} = \dot{U}_{\mu\mu} \Delta U_{\Phi(3)\nu}^* (Y_{A\beta\nu} + a^{2\mu} Y_{B\beta\nu} + a^\mu Y_{C\beta\nu}),$$

где $U_{\mu\mu}$ — комплекс μ -й гармоники линейного напряжения симметричного источника питания;

$\Delta U_{\Phi(3)\nu}^*$, $\Delta U_{\Phi(3)\nu}$ — комплекс и сопряжённый комплекс ν -й гармоники изменения фазных напряжений сети относительно земли при возникновении ОЗЗ; $Y_{A\alpha\nu}$, $Y_{B\alpha\nu}$, $Y_{C\alpha\nu}$, $Y_{A\alpha\nu}^*$, $Y_{B\alpha\nu}^*$, $Y_{C\alpha\nu}^*$ — соответственно комплексные и сопряжённые комплексные проводимости фаз на землю повреждённой линии для ν -й гармоники тока; $Y_{A\beta\nu}$, $Y_{B\beta\nu}$, $Y_{C\beta\nu}$, $Y_{A\beta\nu}^*$, $Y_{B\beta\nu}^*$, $Y_{C\beta\nu}^*$ — соответственно комплексные и сопряжённые комплексные проводимости фаз на землю неповреждённой линии для ν -й гармоники тока; $I_{3\nu}^{(1)}$, $I_{3\nu}^{*(1)}$ — комплекс и сопряжённый комплекс ν -й гармоники тока ОЗЗ; a — фазовый оператор поворота.

В выражениях (2) и (3) асимметрия собственных проводимостей фаз линий на землю учитывается одинаковыми по форме записи множителями в скобках. Эти множители для любой k -й линии сети можно представить в виде суммы двух комплексных обобщённых составляющих, отражающих возможную асимметрию как активных, так и ёмкостных проводимостей фаз линии на землю [4]:

$$(Y_{Ak\nu} + a^{2\mu} Y_{Bk\nu} + a^\mu Y_{Ck\nu}) = g_k + j\nu\omega C_k; \quad (4)$$

$$(Y_{Ak\nu}^* + a^{2\mu} Y_{Bk\nu}^* + a^\mu Y_{Ck\nu}^*) = g_k - j\nu\omega C_k,$$

где $g_k = g_{Ak} + a^{2\mu} g_{Bk} + a^\mu g_{Ck}$, $j\nu\omega C_k = j\nu\omega(C_{Ak} + a^{2\mu} C_{Bk} + a^\mu C_{Ck})$ — обобщённая активная проводимость и обобщённая ёмкостная проводимость фаз k -й линии сети на землю.

В нормальном состоянии электрической сети 6–10 кВ активные проводимости фаз линий на землю намного меньше ёмкостных

проводимостей, поэтому при их возможной асимметрии обобщённая активная проводимость будет пренебрежимо мала, т.е. можно считать $g_k \approx 0$. Тогда асимметрию проводимостей фаз любой k -й линии распределительной сети на землю можно характеризовать относительным комплексным показателем асимметрии [5]

$$\dot{\sigma}_{k\mu} = \frac{1 + a^{2\mu} \sigma_{Bk} + a^\mu \sigma_{Ck}}{1 + \sigma_{Bk} + \sigma_{Ck}}, \quad (5)$$

где $\sigma_{Bk} = \frac{C_{Bk}}{C_{Ak}}$, $\sigma_{Ck} = \frac{C_{Ck}}{C_{Ak}}$ — коэффициенты, характеризующие отличие ёмкостей фаз B и C от ёмкости фазы A k -й линии сети.

Модуль и фазовый аргумент относительного комплексного показателя

$$\sigma_k = \sqrt{\frac{(\sigma_{Bk} - \sigma_{Ck})^2 + (\sigma_{Bk} - 1)(\sigma_{Ck} - 1)}{1 + \sigma_{Bk} + \sigma_{Ck}}}, \quad (6)$$

$$\varphi_{\sigma k} = \arccos \left(\frac{2 - \sigma_{Bk} - \sigma_{Ck}}{2\sqrt{(\sigma_{Bk} - \sigma_{Ck})^2 + (\sigma_{Bk} - 1)(\sigma_{Ck} - 1)}} \right). \quad (7)$$

Варьированием значений σ_B и σ_C в диапазоне 0,8–1,2 (что соответствует согласно [6] возможному в реальных условиях отличию ёмкостей C_B и C_C от C_A на $\pm 20\%$) были получены расчётные амплитудно-фазовые характеристики показателя асимметрии.

Анализ результатов показал, что при рассмотренных условиях максимальное значение модуля не превышает 0,1, а фазовый аргумент φ_σ изменяется в широком диапазоне: 0–360°. Например, при $C_B = C_C = 0,8C_A$ модуль и фазовый аргумент показателя асимметрии соответственно равны 0,06 и 0°, при $C_B = 0,8C_A$ и $C_B = 1,2C_A$ $\sigma = 0,1$, $\varphi_\sigma = 90^\circ$. Очевидно, при симметрии проводимостей фаз линии на землю ($C_A = C_B = C_C$) показатель $\dot{\sigma}_\mu = 0$.

С учётом (4) и (5) для приращений комплексных мощностей вместо (2) и (3) можно записать:

— для повреждённой линии

$$\Delta S_{\alpha\mu\nu} = \dot{U}_{\mu\mu} \Delta U_{\Phi(3)\nu}^* (-j\nu\omega m_\alpha \dot{\sigma}_{\alpha\mu} C_\Sigma) + \dot{U}_{\mu\mu} I_{3\nu}^{*(1)}; \quad (8)$$

$$\Delta S_{\mu\alpha\nu} = \dot{U}_{\mu\mu} \Delta U_{\Phi(3)\nu} (j\nu\omega m_\alpha \dot{\sigma}_{\alpha\mu} C_\Sigma) + \dot{U}_{\mu\mu} I_{3\nu}^{(1)};$$

— для любой неповреждённой линии

$$\Delta S_{\beta\mu\nu} = \dot{U}_{\mu\mu} \Delta U_{\Phi(3)\nu}^* (-j\nu\omega m_\beta \dot{\sigma}_{\beta\mu} C_\Sigma); \quad (9)$$

$$\Delta S_{\mu\beta\nu} = \dot{U}_{\mu\mu} \Delta U_{\Phi(3)\nu} (j\nu\omega m_\beta \dot{\sigma}_{\beta\mu} C_\Sigma);$$

где $\dot{\sigma}_{\alpha\mu}$, $\dot{\sigma}_{\beta\mu}$ – относительные комплексные показатели асимметрии проводимостей на землю соответственно повреждённой и неповреждённой линий; $m_\alpha = \frac{C_{A\alpha} + C_{B\alpha} + C_{C\alpha}}{C_\Sigma}$,

$$m_\beta = \frac{C_{A\beta} + C_{B\beta} + C_{C\beta}}{C_\Sigma} \text{ – показатели доли суммарной проводимости трёх фаз соответственно повреждённой и неповреждённой линий в общей суммарной проводимости всех линий сети на землю.}$$

Количественным показателем влияния асимметрии проводимостей линий на полезный сигнал защиты может быть отношение среднеквадратичного значения приращения переменной составляющей мощности линии к аналогичному значению приращения мощности при отсутствии асимметрии и синусоидальном источнике питания.

На рис. 1 приведены расчётные зависимости $\Delta P_{\text{рез.эф}}/\Delta P_{\text{п.эф}}$, характеризующие влияние показателя $\dot{\sigma}_{\alpha\mu}$ на полезный сигнал защиты; $\Delta P_{\text{рез.эф}}$ – эффективное (среднеквадратичное) значение приращения переменной составляющей мощности линии при несинусоидальном источнике питания, $\Delta P_{\text{п.эф}}$ – то же, но при отсутствии высших гармоник (пульсирующей мощности). Расчёты выполнены по выражению (1) с учётом (8) для трёх случаев: 1) при синусоидальных линейных напряжениях источника; 2) при уровнях 5, 7, 11 и 13-й гармоник линейных напряжений, соответствующих нормально допустимым значениям согласно ГОСТ 13109-97 для сетей 6–10 кВ, т.е. 4, 3, 2 и 2%; 3) при уровнях высших гармоник линейных напряжений, равных 8, 6, 4 и 4%. В этих случаях был принят показатель доли суммарной проводимости фаз повреждённой линии в общей суммарной проводимости всех линий сети на землю $m_\alpha = 0,4$.

Во всех случаях отношения $\Delta P_{\text{рез.эф}}/\Delta P_{\text{п.эф}}$ представляют собой определённые области, так как асимметрия собственных проводимостей повреждённой линии обуславливает дополнительную составляющую в приращении пульсирующей мощности при ОЗЗ. Эта дополнительная составляющая может как увеличивать, так и уменьшать результатирующий полезный сигнал защиты. При этом увеличение или уменьшение полезного сигнала зависит от фазового аргумента $\varphi_{\alpha\alpha}$ показателя $\dot{\sigma}_\alpha$. Эта зависимость в реальных условиях будет иметь случайный характер, как и факты случайных соотношений проводимостей фаз отдельных линий сети на землю.

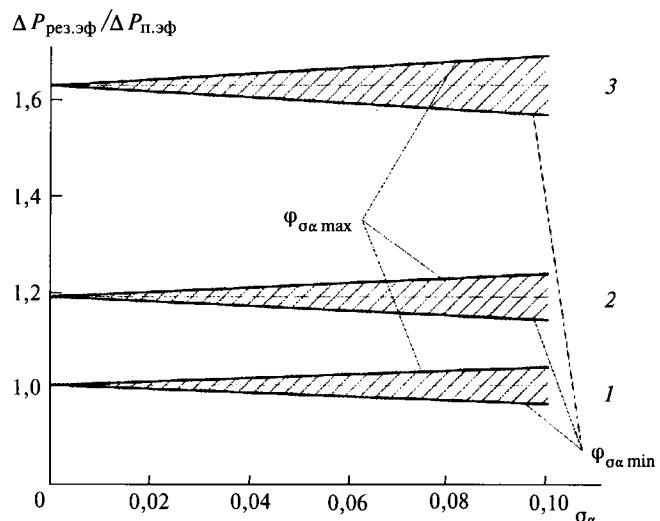


Рис. 1. Зависимости относительного значения полезного сигнала защиты повреждённой линии от показателя асимметрии проводимостей фаз на землю $\dot{\sigma}_\alpha$ при различном уровне гармоник: 1 – при синусоидальных напряжениях и токах; 2 – при нормальном уровне 5, 7, 11 и 13-й гармоник напряжений источника питания; 3 – при повышенном уровне тех же гармоник ($\varphi_{\alpha\alpha\min}, \varphi_{\alpha\alpha\max}$ – аргумент относительного комплексного показателя асимметрии проводимостей фаз на землю повреждённой линии, при котором происходит наибольшее уменьшение или увеличение полезного сигнала защиты соответственно)

На рис. 1 расчётные зависимости для случаев 2 и 3 расположены выше аналогичной зависимости для случая 1, потому что высшие гармоники напряжений и токов способствуют увеличению полезного сигнала защиты на повреждённой линии [1].

Следует отметить, что на количественные изменения полезного сигнала защиты влияют не только значения модуля и фазового аргумента показателя асимметрии проводимостей $\dot{\sigma}_\alpha$, но и показатель доли суммарной проводимости фаз повреждённой линии в общей суммарной проводимости всех линий сети m_α . При оценке роли этого показателя значения m_α в расчётах задавались в интервале от 0,1 до 0,9, т.е. предполагалось, что минимальная доля собственного тока замыкания на землю повреждённой линии составляла 10% полного тока ОЗЗ, или же линия по этому показателю была доминирующей ($m_\alpha = 0,9$).

По результатам расчётов установлено, что, например, в случае, когда повреждённая линия в сети имеет показатель $m_\alpha = 0,1$, а её собственная асимметрия достигает даже 40% ($\sigma_\alpha = 0,1$, что является маловероятным), приращение переменной составляющей мощности из-за асимметрии проводимостей может уменьшиться не более, чем на 1%. Если же повреждённая линия в сети будет доминирующей по показателю m_α , то при той же степени асимметрии ($\sigma_\alpha = 0,1$) максимальное уменьше-

ние полезного сигнала защиты может составить 10%.

На рис. 2 приведены расчётные зависимости, характеризующие влияние показателя асимметрии σ_β на значение приращения переменной составляющей мгновенной мощности на любой неповреждённой линии сети. Расчёты выполнены по выражению (1) с учётом (9) при уровнях высших гармоник линейных напряжений источника питания, указанных выше.

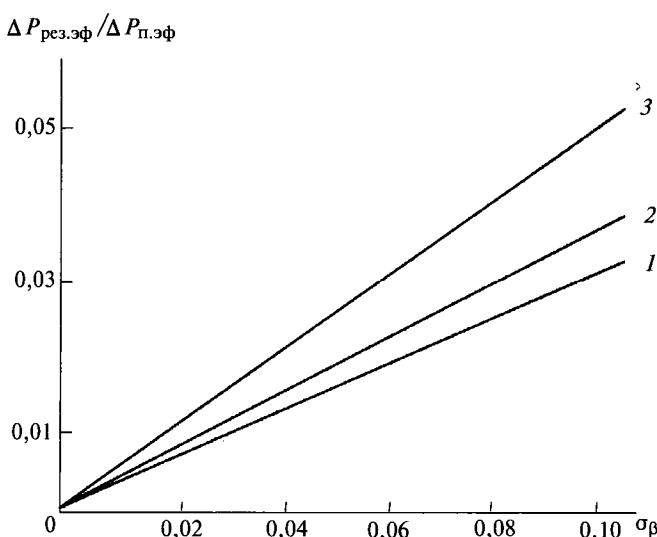


Рис. 2. Зависимости относительного значения сигнала помехи для защиты от показателя асимметрии проводимостей фаз на землю неповреждённой линии σ_β при различном уровне гармоник: 1 – при синусоидальных напряжениях и токах; 2 – при нормальном уровне 5, 7, 11 и 13-й гармоник напряжений источника питания; 3 – при повышенном уровне тех же гармоник

Из анализа результатов расчётов и зависимостей на рис. 2 следует, что при ОЗЗ в сети на неповреждённых линиях из-за асимметрии собственных проводимостей фаз на землю будут появляться сигналы, как незначительные помехи для функционирования защиты. Значение этих сигналов зависит от модуля показателя асимметрии проводимостей линии σ_β , от показателя m_β , а также от уровня высших гармоник в сети. Например, на линии с показателем $m_\beta=0,1$ и даже при $\sigma_\beta=0,1$ и при повышенном уровне гармоник приращение переменной составляющей мощности, как помехи для работы защиты, составит лишь около 1,5% полезного сигнала на срабатывание защиты от ОЗЗ. И даже, если неповреждённая линия в сети по показателю m_β будет доминирующей и асимметрия её проводимостей окажется наи-

большей ($\sigma_\beta=0,1$), то значение сигнала помехи на такой линии будет лишь около 15% полезного сигнала защиты.

В общем случае, когда повреждённая и неповреждённая линии в сети соизмеримы по показателям m_α и m_β , а показатели их собственной асимметрии окажутся значительными ($\sigma_\alpha=\sigma_\beta=0,1$), то отношение сигнала помехи неповреждённой линии к полезному сигналу защиты на повреждённой линии составит около 4%.

На основании проведённого анализа можно сделать вывод, что в распределительных сетях 6–10 кВ наличие обычной асимметрии собственных проводимостей фаз линий на землю существенно не влияет на успешность функционирования новой защиты. При возникновении ОЗЗ по значению приращений пульсирующих мощностей защищаемых линий можно однозначно определить повреждённую линию.

Список литературы

- Сапунков М.Л., Худяков А.А. Аналитическое обоснование нового способа защиты трехфазных сетей от однофазных замыканий на землю // Геология, геофизика и разработка нефтяных и газовых месторождений. М.: ОАО «ВНИИОЭНГ», 2008. № 8.
- Сапунков М.Л., Худяков А.А., Барский Г.А. Оценка влияния несинусоидальности напряжений источника питания на селективность защиты от однофазных замыканий на землю, основанной на контроле пульсирующей мощности // Электротехника. 2010. № 12. С. 47–53.
- Зевеке Г.В. и др. Основы теории цепей. М.: Энергоатомиздат, 1989.
- Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. М.–Л.: Энергия, 1964.
- Вайнштейн Р.А. и др. Режимы заземления нейтрали в электрических системах. Томск: изд-во Томского политехнического университета, 2006.
- РД 34.20.179. Типовая инструкция по компенсации емкостного тока замыкания на землю в электрических сетях 6–35 кВ. Министерство энергетики и электрификации СССР, 1988.

Сапунков Михаил Леонидович – профессор кафедры «Электрификации и автоматизации горных предприятий» Пермского ГТУ, канд. техн. наук, проф. Окончил кафедру «Автоматизированный электропривод» электротехнического факультета ПГТУ в 1966 г. Защитил диссертацию по теме «Исследование переходных процессов в приводе рудничного аккумуляторного электровоза при тиристорном широтно-импульсном регулировании» в 1970 г.

Худяков Антон Александрович – аспирант кафедры «Электрификация и автоматизация горных предприятий» Пермского ГТУ. Окончил кафедру «Электрификация и автоматизация горных предприятий» горно-нефтяного факультета ПГТУ в 2005 г.

Особенности обнаружения гололёдных отложений на проводах линий электропередачи локационным зондированием

МИНУЛЛИН Р.Г., ГУБАЕВ Д.Ф., ЛУКИН Э.И., СУХОМЯТКИН М.О.

Экспериментальным путём исследованы пределы изменения запаздывания и затухания импульсов локационного зондирования под действием гололёдных отложений на проводах линий электропередачи. Оценены предельные точности локационного метода обнаружения гололеда и сопоставлены с чувствительностью современных рефлектометров типа РЕЙС. Приведены результаты мониторинга локационным методом гололёдных образований на проводах линий электропередачи.

Ключевые слова: воздушные линии электропередачи, гололёдные отложения, локационный импульсный метод, мониторинг.

Имеется множество предложений в виде статей, авторских свидетельств и патентов на способы обнаружения гололёда на проводах линий электропередачи (ЛЭП). Но практически реализован только способ взвешивания проводов [1–4]. Недостатками этого способа являются наличие датчика гололёда, расположенного на проводах, и необходимость телемеханического канала с соответствующей аппаратурой, передающей информацию о появлении гололёда на диспетчерский пункт.

Важнейшим преимуществом локационных способов обнаружения гололёда является то, что вся аппаратура размещается в помещении подстанции, так как нет необходимости в датчиках и телемеханическом канале, поскольку отраженный импульс локатора сам является носителем информации о гололёде. Это преимущество в простоте и дешевизне метода позволяет ожидать активной разработки и внедрения в практику локационных способов обнаружения гололёда.

Локационный метод зондирования заключается в подаче импульсного сигнала в контролируемую линию и определении суммарного времени, затраченного на его распространение вдоль провода в прямом и обратном направлениях после отражения от конца ЛЭП либо от заградительного фильтра, находящегося на конце линии [5]. Метод позволяет определить появление гололёдных образований на проводах ЛЭП путём сравнения времени рас-

Limits of change of delay and attenuation of pulses location probing under act of coating of ice on wires of powers line are researching by experimental way. Limiting accuracy of location method of detection of ice are estimating and compared with sensitivity of such kind of modern reflectometers like REIS. Results of monitoring by location method of ice loading on wires of powers line are resulted.

Key words: overhead power lines, coating of ice, radar pulse method, monitoring.

пространения отражённых сигналов или их амплитуд при наличии и при отсутствии гололёдных образований [6–12].

Гололёдные образования на проводах представляют собой неоднородный диэлектрик, который уменьшает скорость распространения сигнала вдоль линии и вызывает его дополнительное затухание. Затухание обусловлено диэлектрическими потерями энергии электромагнитной волны, которая расходуется на нагрев слоя гололёдного покрытия.

Итак, существуют два условия, по изменению которых можно судить о наличии гололёдных образований на проводах, — снижение скорости и увеличение затухания зондирующего импульса. Поэтому различают два варианта обнаружения гололёда локационным зондированием: по появлению дополнительной задержки отражённого сигнала и по появлению дополнительного уменьшения амплитуды этого сигнала [11, 12].

Недостатком локационного метода является невозможность отличить наличие небольшого по толщине гололёдного образования на большой длине воздушной линии от опасной концентрации льда в отдельных её пролётах. Но этот недостаток преодолевается разумной организацией процесса распознавания результатов зондирования.

Информационный поиск показал, что нет данных о значениях задержки и уменьшениях амплитуды локационных сигналов под воздей-

ствием гололёдных отложений на проводах ЛЭП. Поэтому был выполнен цикл лабораторных и полевых исследований для того, чтобы установить время запаздывания и уровень затухания импульсов локационного зондирования под влиянием гололёда. Полученные оценки изменения указанных параметров сопоставлялись с техническими характеристиками промышленных рефлектометров для определения возможности обнаружения гололёда существующей измерительной аппаратурой.

На дисплее рефлектометра, осуществляющего локационное зондирование ЛЭП, регистрируется расстояние до неоднородности волнового сопротивления линии, каковой может быть конец линии или заградительный фильтр в конце линии, если имеется высокочастотная обработка линии [6]. При этом скорость распространения электромагнитной волны считается постоянной. Для воздушных линий она принимается равной скорости света C . Если измерено время прохождения импульса t до места возникшей неоднородности, то исходное расстояние до неё

$$l_0 = Ct.$$

При возникновении гололёдных отложений скорость распространения электромагнитной волны v уменьшается, и тем больше, чем длиннее и толще гололёдная муфта. Вследствие этого увеличивается время распространения электромагнитного импульса t' до места возникшей неоднородности. Но так как в рефлектометре это уменьшение скорости не учитывается и при определении расстояния используется скорость света C , то происходит отсчёт кажущегося расстояния $l_{\text{каж}} = Ct'$ до места возникшей неоднородности, которое на Δl больше истинного расстояния l_0 , т.е. $\Delta l = l_{\text{каж}} - l_0$. Это кажущееся увеличение расстояния Δl является в нашем случае индикатором появления гололёда на проводах электролинии.

Задача экспериментальных исследований состояла в том, чтобы определить эти изменения Δl и возможность их регистрации современными рефлектометрами при локационном зондировании воздушных линий электропередачи.

Исследования влияния длины $l_{\text{гол}}$ и толщины $b_{\text{гол}}$ снежного покрова на запаздывание отражённых импульсов или на кажущееся увеличение длины линии на Δl были проведены на макете воздушной двухпроводной линии длиной 15 м [9]. Линия с одного конца засыпана

слоем снега с постоянной шириной 60 мм, но разной длиной $l_{\text{гол}}$ при разной толщине $b_{\text{гол}}$, которая менялась в пределах от 10 до 50 мм с шагом 10 мм. Была установлена длительность зондирующего импульса рефлектометра РЕЙС-105Р [13] $\tau = 0,039$ мкс.

В дальнейшем для того, чтобы результаты всех экспериментов, выполненных в разных условиях на линиях разной длины, были сопоставимы между собой, полученные цифровые данные будут представлены в относительных единицах.

Нас интересуют относительные запаздывания отражённых импульсов δt или кажущиеся относительные удлинения линии δl (в процентах):

$$\delta t = \frac{t_{\text{гол}} - t_0}{t_0} 100\%;$$

$$\delta l = \frac{l_{\text{каж}} - l_0}{l_0} 100\%,$$

где t_0 и $t_{\text{гол}}$ – время распространения отражённого импульса при отсутствии и при наличии снежного слоя на проводах линии соответственно; l_0 и $l_{\text{каж}}$ – длина линии истинная при отсутствии и кажущаяся при наличии снежного слоя на проводах линии соответственно.

Относительная длина гололёдного или снегового покрытия

$$l_{\text{гол.отн}} = \frac{l_{\text{гол}}}{l_0} 100\%,$$

где $l_{\text{гол}}$ – длина гололёдного или снегового покрытия.

На рис. 1 представлены рефлексограммы, характеризующие зависимость Δl от $l_{\text{гол.отн}}$, снятые при разомкнутом конце линии и толщине снежного покрова $b_{\text{гол}} = 30$ мм [5–10].

Из рис. 1 видно, что с увеличением $l_{\text{гол.отн}}$ существенно растёт запаздывание отражённого импульса, проявляющееся в увеличении кажущегося удлинения линии $l_{\text{каж}}$. То же происходит и при увеличении $b_{\text{гол}}$ от 10 до 50 мм.

Графики, обобщающие весь массив измерений δt (или δl) в зависимости от $l_{\text{гол.отн}}$ и $b_{\text{гол}}$ на проводах макета линии, приведены на рис. 2 [9].

На графиках рис. 2 видно, что с увеличением длины и толщины снежного слоя увеличивается время запаздывания отражённого импульса. При этом относительное запаздывание отражённого импульса достаточно велико и исчисляется единицами и десятками процент-

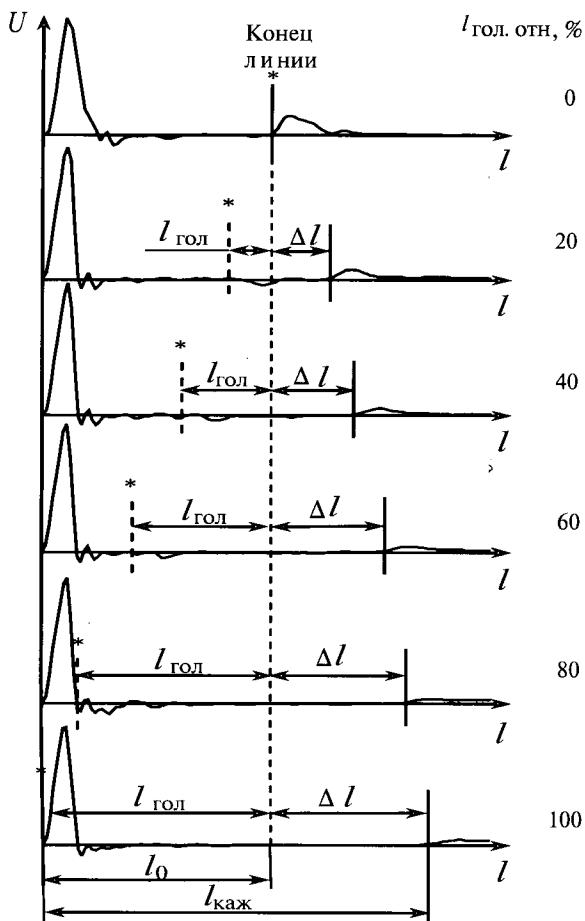


Рис. 1. Рефлектометрические записи (рефлектограммы), характеризующие зависимость Δl от $l_{\text{гол.отн.}}$, при $b_{\text{гол.}} = 30 \text{ мм}$ на проводах макета линии при её локационном зондировании, конец линии разомкнут, * — граница снежного слоя от конца линии (18.03.2004)

тов, что надёжно и точно регистрируется промышленными рефлектометрами РЕЙС-105Р и РЕЙС-205 [13, 14].

Аналогичный эксперимент был выполнен на гололёдном станке длиной 100 м [9]. Лёд толщиной стенки 5 мм намораживали на одном проводе (фаза С) трёхпроводной линии. Длительность зондирующего импульса составляла 0,085 мкс. Измерения проводились по схеме «фаза–фаза» путём подключения рефлектометра к фазным проводам либо А и С, либо В и С поочерёдно с начала или конца линии. Были получены четыре зависимости относительного времени запаздывания отражённого импульса от относительной длины гололёдной муфты $\delta t = f(l_{\text{гол.отн.}})$, которые приведены на рис. 3. К ним добавлены результаты измерений, выполненных на двухпроводной линии длиной 50 м при длительности зондирующего импульса $\tau = 0,05 \text{ мкс}$.

Результаты измерений δt (или δl) на рис. 3 имеют некоторый разброс, так как не удается

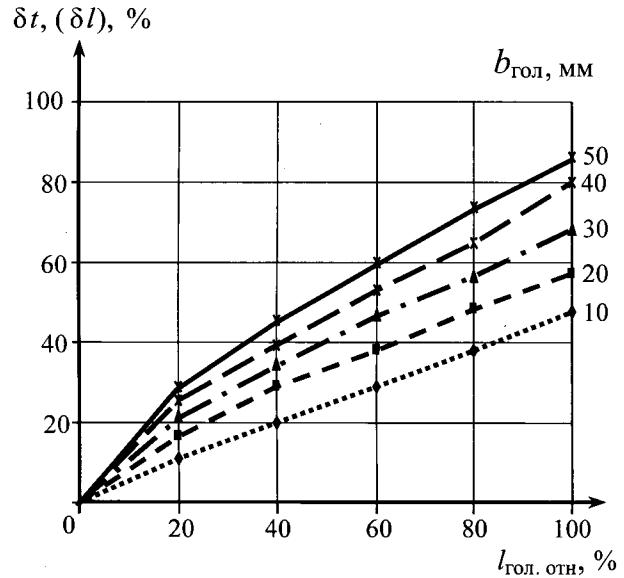


Рис. 2. Зависимость δt (или δl) от $l_{\text{гол.отн.}}$ и $b_{\text{гол.}}$ снежного слоя на проводах макета линии при её локационном зондировании (18.03.2005)

нанести равномерный слой льда на провода гололёдного станка. Для массива точек на рис. 3 можно провести усреднённую кривую $\delta t = f(l_{\text{гол.отн.}})$.

Таким образом, при толщине плотного гололёдного слоя 5 мм на участке линии, равном 4% общей длины, относительное запаздывание импульса, вызванное гололёдом, составляет примерно 4%, что надёжно регистрируется на экране рефлектометра (лабораторная погрешность рефлектометров типа РЕЙС составляет 0,2%).

Эти значения определяют чувствительность метода. Нормативная толщина слоя гололёда находится в пределах 10–40 мм в зависимости от района [15].

В результате более тщательно проведённого эксперимента [5, 9] при поочередных измерениях с обоих концов линии были получены зависимости относительного времени запаздывания отражённого импульса δt (или кажущегося относительного удлинения линии δl) от относительной длины рыхлого гололёдного покрытия на проводах $l_{\text{гол.отн.}}$ толщиной 40 мм (рис. 4).

Из рис. 4 видно, что зависимость $\delta t = f(l_{\text{гол.отн.}})$ может аппроксимироваться линейным законом и относительное запаздывание импульса δt достигает 30% при покрытии линии гололёдом на 90%. Промежуточные значения запаздывания импульса в этом диапазоне могут уверенно и достоверно регистрироваться с помощью обычных промышленно изготавливаемых рефлектометров типа РЕЙС.

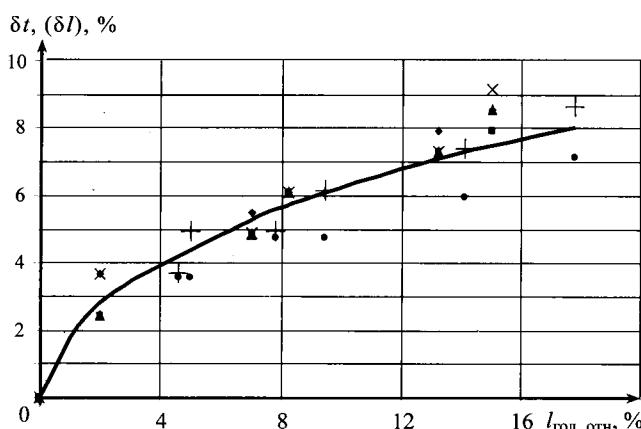


Рис. 3. Экспериментальные значения δt (или δl) в зависимости от $l_{\text{тол.отн.}}$ при толщине гололёдного слоя 5 мм (трёхпроводная линия на проводах: \diamond — фазы АС с начала линии; \blacksquare — фазы ВС с начала линии; \blacktriangle — фазы АС с конца линии; \times — фазы ВС с конца линии; двухпроводная линия: \bullet — с начала линии; $+$ — с конца линии; —— усреднённая зависимость)

Таким образом, можно утверждать, что метод локационного зондирования позволяет регистрировать увеличение времени запаздывания отражённых импульсов Δt во время появления гололёда. Это обстоятельство может служить критерием обнаружения на проводах линий электропередачи даже небольших гололёдных образований, причём запаздывание импульса $\Delta t = t_{\text{гол.}} - t_0$ или кажущееся удлинение линии $\Delta l = l_{\text{гол.}} - l_0$ будут зависеть от длины и толщины гололёдного покрытия.

Можно так же утверждать, что современные рефлектометры типа РЕЙС имеют достаточную чувствительность для обнаружения появления гололёдных образований на проводах ЛЭП по увеличению времени запаздывания импульса, отражённого от конца линии.

Как было указано, гололёд, образовавшийся на проводах линий электропередачи, представляет собой несовершенный диэлектрик. Поэтому кроме увеличения времени запаздывания импульса увеличивается его затухание, следовательно, уменьшается амплитуда отражённого импульса.

С помощью рефлектометра РЕЙС-105Р были сняты рефлектограммы, на которых фиксировались амплитуды отражённых импульсов при разных длинах и толщинах снегового слоя на проводах макета электролинии длиной 15 м [9]. На рис. 5 представлены обобщённые результаты этих измерений в виде зависимости относительного увеличения затухания отражённых импульсов $\delta U_{\text{гол.отн.}}$ от относительной длины $l_{\text{тол.отн.}}$ и толщины $b_{\text{гол.}}$ снегового слоя на линии:

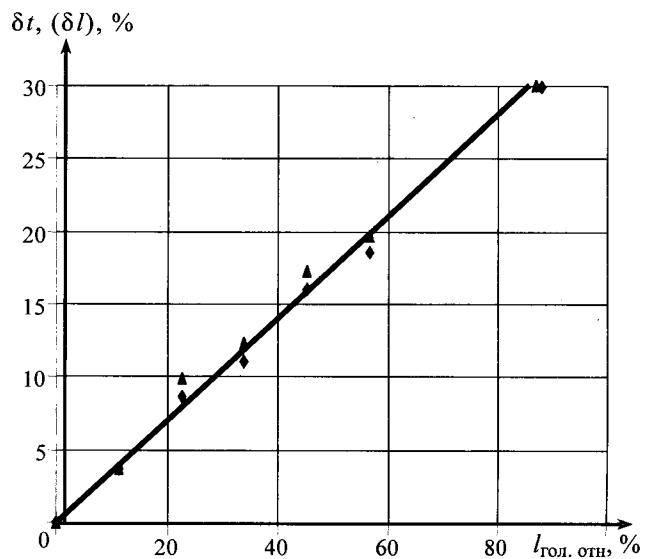


Рис. 4. Зависимость δt (или δl) от $l_{\text{тол.отн.}}$ при толщине слоя 40 мм (06.04.2005): \blacktriangle — измерения с начала линии; \blacklozenge — измерения с конца линии; —— усреднённая зависимость

$$\delta U_{\text{гол.отн.}} = \frac{U_0 - U_{\text{гол.}}}{U_0} 100\%,$$

где U_0 и $U_{\text{гол.}}$ — амплитуды импульсов, отражённых от конца линии при отсутствии и при наличии снегового слоя на проводах линии соответственно.

$\delta U_{\text{гол.отн.}}, \%$

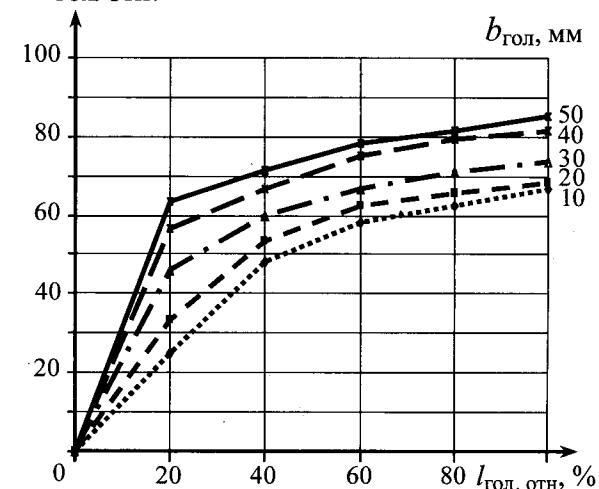


Рис. 5. Зависимость $\delta U_{\text{гол.отн.}}$ от $l_{\text{тол.отн.}}$ и $b_{\text{гол.}}$ снегового слоя на проводах макета линии (18.03.2005)

Из рис. 5 следует, что при увеличении длины и толщины снегового слоя амплитуда отражённого импульса $U_{\text{гол.}}$ уменьшается. В нашем случае, это является вторым критерием обнаружения гололёда на проводах ЛЭП.

Итак, при появлении гололёда импульсы локационного зондирования, выбранные в качестве его индикаторов, будут запаздывать во

времени Δt и уменьшаться по амплитуде ΔU . Эти изменения могут быть обнаружены при сравнении путём вычитания из данной ($U_{\text{гол}}(l)$ – текущей) рефлектограммы предыдущей ($U_0(l)$ – эталонной), которая была снята при отсутствии гололёда на линии.

При отсутствии гололёда на разностной рефлектограмме $\Delta U(l) = U_{\text{гол}}(l) - U_0(l)$ будут видны только сигналы шумов и помех небольшой амплитуды, так как текущая и эталонная рефлектограммы идентичны при неизменности конфигурации ЛЭП и диэлектрических свойств её проводов.

Когда образуется гололёд, то на фоне шумовых и помеховых сигналов появляются разностные сигналы из-за различия анализируемых рефлектограмм. Разностные сигналы будут тем больше, чем больше масса гололёдных отложений на проводах электролиний. На основе этих данных можно принимать решение о начале плавки гололёда.

Была разработана методика распознавания рефлектограмм линии электропередачи при появлении на её проводах гололёдных образо-

ваний. На рис. 6, а представлена условная схема линии электропередачи между подстанциями «Бугульма-500» и «№ 14», где ВЧЗ – высокочастотный заградитель; ФП – фильтр при соединения; ВЧБ – высокочастотный блок.

На рис. 6, б, в приведены рефлектограммы, снятые без гололёда на ЛЭП и при его наличии соответственно. На разности этих рефлектограмм $\Delta U(l)$, показанной на рис. 6, г, в конце линии в точке Б на месте нахождения неоднородности в виде высокочастотного заградителя появился сигнал колебательного характера. Факт появления такого сигнала является чётким критерием образования на линии гололёдной муфты. При отсутствии гололёда подобный сигнал на разностной рефлектограмме отсутствует. Затухание сигнала из-за гололёда увеличилось на 9 дБ (перекрывается усилением РЕЙС-105Р, равным 60 дБ). Гололёдная муфта имела длину 2 км при толщине стенки 15 мм (нормативная толщина согласно «Правилам устройства электроустановок» 15 мм). Была осуществлена профилактическая плавка гололёда.

Таким образом, можно утверждать, что при появлении гололёда на линии вследствие изменения её диэлектрических свойств изменяются условия прохождения (задержка и затухание) по ней импульсных сигналов, отражённых от неоднородностей линии [6]. Это, в свою очередь, приводит к изменению вида текущей рефлектограммы, что достаточно чётко проявляется при её сравнении путём вычитания с исходной (эталонной) рефлектограммой, снятой при отсутствии гололёда.

Приведённый пример убедительно характеризует возможности обнаружения гололёдных отложений на проводах ЛЭП локационным методом и подтверждает его высокую чувствительность, обеспечивающую раннее обнаружение гололёда. Локационный метод позволяет надёжно следить за динамикой обледенения проводов и чётко определять начало необходимой плавки гололёдных отложений. Метод позволяет следить за эффективностью плавки гололёда и даёт возможность определить момент его своевременного прекращения при исчезновении опасности разрушения линии и обрыва проводов. Оптимизация времени плавки гололёда будет способствовать энергосбережению и позволит сэкономить значительные финансовые средства, так как плавка гололёда требует больших энергетических затрат.

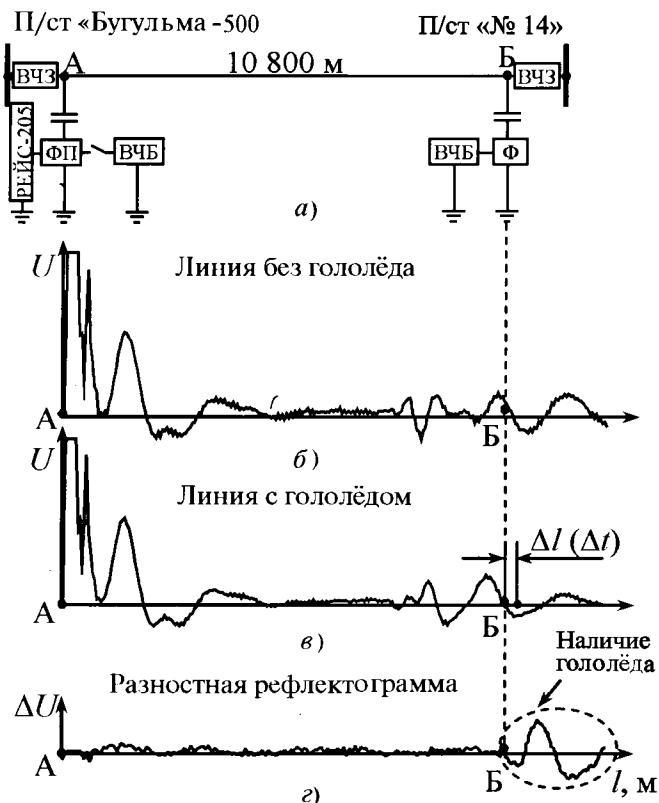


Рис. 6. Режим обнаружения гололёда на воздушной линии 110 кВ длиной 10 800 м между подстанциями «Бугульма-500» и «№ 14»: а – схема линии; б – рефлектограмма линии без гололёда; в – рефлектограмма линии с гололёдом; г – разность рефлектограмм б и в с колебаниями сигнала в точке Б, обусловленными наличием гололёдной муфты (18.12.2007)

В настоящее время метод локационного обнаружения гололёда, как показывает информационный поиск, нигде в мире не реализован, наши исследования и результаты являются пионерскими. Предлагаемый метод в сравнении с используемым сегодня методом обнаружения гололеда путём взвешивания проводов обладает следующими преимуществами:

1) отсутствует гололёдный датчик на проводах ЛЭП;

2) отсутствует телемеханический канал для передачи данных на диспетчерский пункт;

3) не требуется вмешательства в конструкцию ЛЭП;

4) осуществляется контроль всей линии, а не только одного пролёта;

5) меньший, более простой и дешёвый состав аппаратуры;

6) отсутствует угроза вандализма, так как локационное устройство располагается на подстанции;

7) под действием локационного зондирования не нарушается работа высокочастотных каналов ЛЭП, передающих технологическую информацию;

8) возможность периодического контроля с помощью коммутатора одним локационным устройством всех линий, отходящих с подстанции.

Кроме того, локационное устройство помимо обнаружения гололёда обеспечивает обнаружение повреждений линии в виде обрывов и коротких замыканий проводов, в виде однофазных замыканий на землю, причём почти мгновенно в течение нескольких миллисекунд прямым путём без всяких пересчётов, однозначно и достоверно.

Локационное зондирование может осуществляться на ЛЭП, находящихся под напряжением и на отключённых линиях, а также на грозотросах, т.е. на любых металлических проводниках (в том числе и на трубопроводах). Локационное зондирование можно проводить в условиях передачи сигналов телемеханики, релейной защиты и автоматики, телефонии, не создавая помех этим каналам. В то же время при определённой цифровой обработке рефлексограмм эти технологические сигналы перестают быть помехами сигналам локационного зондирования.

Устройство обнаружения гололёда может быть успешно и эффективно использовано для диагностики гололёда и мониторинга состоя-

ния ЛЭП, обслуживающих спортивные объекты Зимней олимпиады 2014 г. в г. Сочи.

Авторы выражают благодарность ректору КГЭУ Петрушенко Ю.Я., генеральному директору ОАО «Татэнерго» Фардиеву И.Ш. и специалистам Бугульминских электрических сетей ОАО «Татэнерго» за помощь в организации измерений.

Работа выполнена на средства НИОКР ОАО «Татэнерго» по договорам за 2001, 2004, 2005–2007 гг.

Список литературы

1. Хасанов И.Ф., Латыпов М.Ф., Вафин М.И. Классификация датчиков гололеда на воздушных линиях электропередач // Межвузовский научный сборник «Электротехнические комплексы и системы» Уфа: Уфим. гос. авиац. техн. ун-т, 2001. С. 202–205.
2. Левченко И.И., Аллилуев А.А., Лубенец А.В., Дьяков Ф.А. Система телеизмерения гололедных нагрузок на воздушных линиях электропередачи 6–35 кВ // Электрические станции. 1999. № 8. С. 43–47.
3. Левченко И.И. Система телеизмерения гололедных нагрузок на воздушных линиях электропередачи 330–500 кВ // Электрические станции. 1999. № 12. С. 39–43.
4. Левченко И.И., Засыпкин А.С., Аллилуев А.А., Сацук Е.И. Технические и программные средства по предотвращению и ликвидации гололедных аварий и опыт их внедрения в ОЭС северного Кавказа. Кибернетика электрических систем (Материалы 22-й сессии семинара «Диагностика энергооборудования») // Известия вузов. Электромеханика. 2000. № 4. С. 23–24.
5. Минуллин Р.Г., Фардиев И.Ш. Локационная диагностика воздушных линий электропередачи. Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2008.
6. Пат. 2287883/09(014325). Кл. H02 G7/16. Способ обнаружения появления гололеда на проводах линии электропередачи. / Р.Г.Минуллин, И.Ш.Фардиев, Ю.Я.Петрушенко и др. Приоритет с 15.04.05.
7. Минуллин Р.Г., Фардиев И.Ш., Губаев Д.Ф. Физические основы обнаружения гололеда на электрических проводах локационным методом // Третья Международная конференция «Фундаментальные проблемы физики». Тезисы. Казан. гос. университет, 2005. С. 81.
8. Минуллин Р.Г., Фардиев И.Ш., Петрушенко Ю.Я. и др. Способ обнаружения гололеда на проводах линии электропередачи // Энергетика Татарстана. Казань: ОАО «Татэнерго», 2006. С. 46–50.
9. Губаев Д.Ф., Минуллин Р.Г., Сухомяткин М.О. Обнаружение гололедных образований локационным методом // Сборник тезисов IX симпозиума «Электротехника-2030». М.: ВЭИ, 2007. С. 87–88.
10. Минуллин Р.Г., Фардиев И.Ш., Петрушенко Ю.Я. и др. Локационный способ обнаружения появления гололеда на проводах линии электропередачи // Электротехника. 2007. № 12. С. 17–23.
11. Минуллин Р.Г., Губаев Д.Ф. Критерии и индикаторы обнаружения гололеда на линиях электропередачи при локационном зондировании // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского ГПУ. Сер. «Информатика. Телекоммуникации. Управление». 2009. № 4 (82). С. 191–197.
12. Минуллин Р.Г., Губаев Д.Ф. Особенности локационной диагностики гололедных отложений на проводах линии электропередачи // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского ГПУ. Сер. «Информатика. Телекоммуникации. Управление». 2009. № 4 (82). С. 205–212.

3. Рефлектометр РЕЙС-105Р. Техническое описание. Брянск: ОАО «СТЭЛЛ», 2002.
14. Рефлектометр РЕЙС-205. Техническое описание. Брянск: ОАО «СТЭЛЛ», 2006.
15. Правила устройства электроустановок. С-Пб, 2005.

Минулин Ренат Гизатуллович – профессор кафедры релейной защиты и автоматизации электроэнергетических систем (РЗАЭС) Казанского ГЭУ (КГЭУ), доктор техн. наук. Окончил радиотехнический факультет Казанского авиационного института в 1959 г. Защитил докторскую диссертацию в ИЗМИР АН в 1989 г.

Губаев Дамир Фатыхович – начальник службы линий и подстанций ОАО «Сетевая компания». Окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1984 г.

Лукин Эдуард Ирикович – ассистент кафедры РЗАЭС КГЭУ. Окончил электроэнергетический факультет КГЭУ в 2007 г.

Сухомяткин Максим Олегович – инженер отдела технологических присоединений филиала ОАО «Сетевая компания» Бугульминские электрические сети. Окончил электроэнергетический факультет КГЭУ в 2005 г.

Измерение напряжения нулевой последовательности без гальванической связи с сетью

ШАЯКБЕРОВ Н.Ш., МИНГАЗОВ Ф.С.

Рассмотрена возможность бесконтактного выделения напряжения нулевой последовательности для устройств контроля и защиты от замыкания на землю путём использования явления электростатической индукции.

Ключевые слова: электрическая сеть, замыкание на землю, защита, напряжение нулевой последовательности.

Here is considered an opportunity of non-invasive probing of zero-sequence voltage by using effect of electrostatic induction for control and ground-fault protection devices.

Key words: electric network, ground short circuit, protection, zero-sequence voltage.

В релейной технике для выделения и использования напряжения нулевой последовательности (ННП) применяют в сетях с изолированной нейтралью напряжением до 1000 В датчики в виде асимметров из конденсаторов и резисторов, а в сетях 6–10 кВ – специальные измерительные трансформаторы, например типа НТМИ, в схемах контроля за замыканием на землю. Этим датчикам присущи большие недостатки: первые значительно снижают сопротивление изоляции сети относительно земли и тем самым увеличивают полный ток утечки сети на землю, вторые выходят из строя из-за перегрева, если в сети в течении 3–4 ч не устранено однофазное замыкание на землю [1,2]. Для исключения отмеченных недостатков предлагается заменить их бесконтактным датчиком, одетым на три провода участка цепи трёхфазной электрической сети. Рассмотрим пути реализации этого предложения.

Как известно, вокруг проводов линии, по которым передают электрическую энергию промышленной частоты, существует переменное электромагнитное поле. Длина электро-

магнитной волны в линии при частоте 50 Гц составляет 6000 км. На такой длине волны фаза напряжённости поля меняется на 360°. Если выделить на линии участок длиной около 50 мм, то вполне допустимо принять на этом участке в отдельные моменты времени фазу колебания напряжённости поля одинаковой во всех точках. Следовательно, переменное электрическое поле проводов линии практически можно считать как электростатическое.

Охватим все три провода трёхфазной сети цилиндрической проводящей поверхностью S (рис 1).

Согласно первой группы формул Maxwella [3] заряды проводов q_A , q_B , q_C и значения напряжений между проводами и землей (за землённым цилиндром S) связаны следующим образом:

$$\begin{aligned} U_{AS} &= \alpha_{AA} q_A + \alpha_{AB} q_B + \alpha_{AC} q_C; \\ U_{BS} &= \alpha_{BA} q_A + \alpha_{BB} q_B + \alpha_{BC} q_C; \\ U_{CS} &= \alpha_{CA} q_A + \alpha_{CB} q_B + \alpha_{CC} q_C, \end{aligned} \quad (1)$$

где коэффициенты α с одинаковыми индексами представляют собой собственные потенциальные

коэффициенты, а с разными индексами – взаимные потенциальные коэффициенты.

Для создания одинаковых условий для каждого провода A, B, C расположим их на вершинах вписанного в цилиндр S равностороннего треугольника (рис. 2). При симметричном расположении проводов, имеющих одинаковые диаметры, потенциальные коэффициенты будут соответственно равны между собой:

$$\alpha_{AA} = \alpha_{BB} = \alpha_{CC} = \alpha_0;$$

$$\alpha_{AB} = \alpha_{BA} = \alpha_{AC} = \alpha_{CA} = \alpha_{BC} = \alpha_{CB} = \alpha_m.$$

При синусоидальном режиме, симметричной системе напряжений и проводимостей изоляции сети относительно земли заряды проводов также образуют симметричную систему, т.е. $q_B = a^2 q_A$ и $q_C = a q_A$, где a – комплексный множитель,

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}; \quad a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}; \\ a^2 + a = -1.$$

В этом случае уравнения (1) могут быть записаны в форме

$$\begin{aligned} U_{AS} &= [\alpha_0 + (a^2 + a)\alpha_m] \underline{q}_A = (\alpha_0 - \alpha_m) \underline{q}_A; \\ U_{BS} &= (\alpha_0 - \alpha_m) \underline{q}_B; \\ U_{CS} &= (\alpha_0 - \alpha_m) \underline{q}_C. \end{aligned} \quad (2)$$

Потенциальные коэффициенты, стоящие в скобках представляют собой величины, обратные ёмкости проводов относительно цилиндра S . Следовательно, полную ёмкость, например, провода фазы A (рис. 2), относительно заzemлённого цилиндра S с достаточной для практики точностью можно принять [3]

$$C_A = \frac{\underline{q}_A}{U_{AS}} = \frac{1}{\alpha_0 - \alpha_m}. \quad (3)$$

Потенциальные коэффициенты находятся методом зеркальных изображений [2,3]:

$$\alpha_0 = \frac{1}{2\pi\epsilon l} \ln \frac{r_{AA'}}{r}, \quad (4)$$

$$\alpha_m = \frac{1}{2\pi\epsilon l} \ln \frac{r_{A'B}}{r_{AB}}, \quad (5)$$

где l – длина цилиндра S ; ϵ – абсолютная диэлектрическая проницаемость изоляции прово-

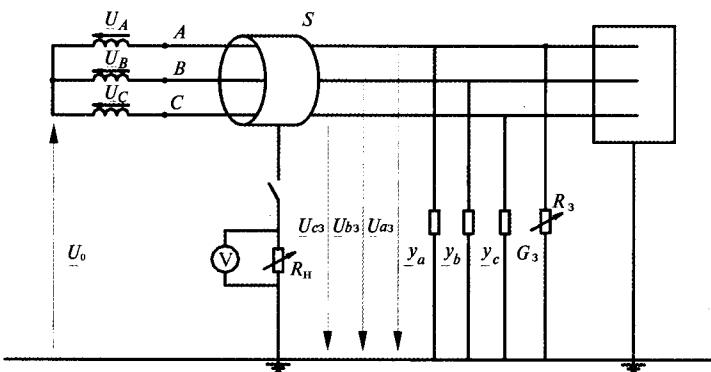


Рис. 1. Схема измерения напряжения цилиндра S относительно земли: y_a , y_b , y_c – полные проводимости изоляций линий фаз A , B , C относительно земли; $G_3 = 1/R_3$ – проводимость места замыкания на землю; R_h , R_3 – соответственно магазин сопротивлений нагрузки цилиндра S и места замыкания

дов; r – радиус провода; $r_{AA'}$ – расстояние между осями провода фазы A и зеркального изображения A' ; $r_{A'B}$ – расстояние между осями зеркального изображения провода A' и провода B ; r_{AB} – расстояние между осями проводов A и B .

Согласно правилу взаимного радиуса расстояние n от оси цилиндра S до оси зеркального изображения провода $C'(A',B')$ связано с внутренним радиусом R_1 цилиндра S (рис. 2) следующим отношением:

$$n = \frac{R_1^2}{R_2}, \quad (6)$$

где R_2 – расстояние между осью цилиндра S и осью провода.

Используя расчётную схему, рис. 2, находим

$$r_{AA'} = n - R_2; \quad (7)$$

$$r_{A'B} = \sqrt{n^2 - R_2^2 - 2nR_2 \cos \frac{2\pi}{3}}; \quad (8)$$

$$r_{AB} = \sqrt{3}R_2. \quad (9)$$

Заменив n в (7), (8) значением из (6), находим:

$$r_{AA'} = \frac{R_1^2 - R_2^2}{R_2}; \quad (10)$$

$$r_{A'B} = \frac{\sqrt{R_1^4 + R_1^2 R_2^2 + R_2^4}}{R_2}. \quad (11)$$

Подставляя (9)–(11) в (4) и (5) можно определить потенциальные коэффициенты:

$$\alpha_0 = \frac{1}{2\pi\epsilon l} \ln \frac{R_1^2 - R_2^2}{R_2}; \quad (12)$$

$$\alpha_m = \frac{1}{2\pi\epsilon l} \ln \frac{\sqrt{R_1^4 + R_1^2 R_2^2 + R_2^4}}{\sqrt{3}R_2}. \quad (13)$$

Полная ёмкость провода относительно цилиндра S согласно (3) с учётом (12) и (13)

$$C_A = \frac{2\pi\epsilon l}{\ln \left(\frac{\sqrt{3}R_2(R^2 - R_2^2)}{r\sqrt{R_1^4 + R_1^2 R_2^2 + R_2^4}} \right)}. \quad (14)$$

Частичная ёмкость между отдельным проводом и цилиндром S согласно (4) и (12)

$$C_0 = \frac{1}{\alpha_0} = \frac{2\pi\epsilon l}{\ln \frac{(R_1^2 - R_2^2)}{rR_2}}. \quad (15)$$

Взаимная частичная ёмкость между проводами с учётом (5) и (13)

$$C_m = \frac{1}{\alpha_m} = \frac{2\pi\epsilon l}{\ln \frac{\sqrt{R_1^4 + R_1^2 R_2^2 + R_2^4}}{\sqrt{3}R_2^2}}. \quad (16)$$

Используя третью группу формул Максвелла выразим мгновенный заряд каждого провода через частичные ёмкости и разность напряжений между ним и соседними проводами, в том числе и землёй, приняв потенциал земли равным нулю [3],

$$\begin{aligned} q_A &= C_0(\underline{U}_A - 0) + C_m(\underline{U}_A - \underline{U}_B) + C_m(\underline{U}_A - \underline{U}_C); \\ q_B &= C_m(\underline{U}_B - \underline{U}_A) + C_0(\underline{U}_B - 0) + C_m(\underline{U}_B - \underline{U}_C); \\ q_C &= C_m(\underline{U}_C - \underline{U}_A) + C_m(\underline{U}_C - \underline{U}_B) + C_0(\underline{U}_C - 0). \end{aligned} \quad (17)$$

Преобразуя (17), получаем:

$$\begin{aligned} q_A &= C_0\underline{U}_{AS} - C_m(2\underline{U}_A - \underline{U}_B - \underline{U}_C); \\ q_B &= C_0\underline{U}_{BS} - C_m(2\underline{U}_B - \underline{U}_A - \underline{U}_C); \\ q_C &= C_0\underline{U}_{CS} - C_m(2\underline{U}_C - \underline{U}_A - \underline{U}_B), \end{aligned} \quad (18)$$

где $\underline{U}_{AS} = \underline{U}_A - 0$; $\underline{U}_{BS} = \underline{U}_B - 0$; $\underline{U}_{CS} = \underline{U}_C - 0$ – соответственно напряжения проводов A , B , C относительно заземлённого цилиндра S .

Отключим цилиндр S от земли и найдём заряд на его поверхности и напряжение относительно земли.

Заряд на поверхности цилиндра определяется путём суммирования уравнений (18)

$$q_S = q_A + q_B + q_C = C_0(\underline{U}_{AS} + \underline{U}_{BS} + \underline{U}_{CS}). \quad (19)$$

Напряжения \underline{U}_{AS} , \underline{U}_{BS} , \underline{U}_{CS} в (19) равны фазным напряжениям сети \underline{U}_A , \underline{U}_B , \underline{U}_C , т.е. образуют симметричную систему, когда проводимости изоляции отдельных фаз сети относительно земли равны между собой ($y_A = y_B = y_C = y_\Phi$) и отличаются от них при возникновении замыкания на землю, например через проводимость G_3 (рис. 1). В этом случае согласно методу симметричных составляющих их сумма становится равной утроенному значению напряжения нулевой последовательности \underline{U}_0 , т.е.

$$\underline{U}_{AS} + \underline{U}_{BS} + \underline{U}_{CS} = 3\underline{U}_0. \quad (20)$$

Подставляя (20) в (19), получим выражение для заряда на поверхности цилиндра S :

$$q_S = 3C_0\underline{U}_0. \quad (21)$$

Рассматривая цилиндрическую поверхность S как заряженную металлическую трубку над поверхностью земли, приближённо считаем, что поле плоскопараллельно, напряжение трубки относительно земли может быть записано как [3] $\underline{U}_{S3} = \alpha'_0 q_S$, где α'_0 – потенциальный коэффициент, являющийся величиной, обратной ёмкости проводящей поверхности S по отношению к земле, определяемый зеркальным изображением в поверхности земли (рис. 2),

$$\alpha'_0 = \frac{1}{2\pi\epsilon l} \ln \frac{n + R_2}{R_1}. \quad (22)$$

Отсюда напряжение трубки S относительно земли с учётом (6), (21) и (22)

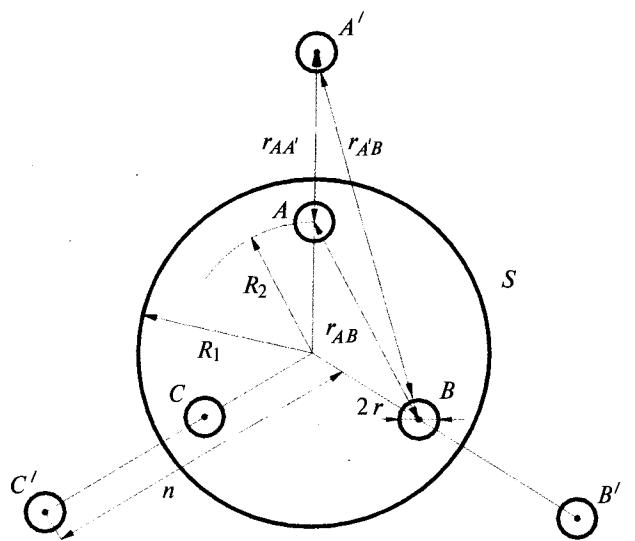


Рис. 2. Расчётная схема для определения частичных ёмкостей проводов в цилиндре S

$$\underline{U}_{C_3} = \frac{3U_0C_0}{2\pi\epsilon l} \ln \frac{R_1^2 + R_2^2}{R_1 R_2} = 3\underline{U}_0 K_1, \quad (23)$$

где $K_1 = \frac{C_0}{2\pi\epsilon l} \ln \frac{R_1^2 + R_2^2}{R_1 R_2}$ – коэффициент пропорциональности, определяемый геометрическими параметрами трубы S и проводов, пропускаемых через неё.

Следовательно с помощью тонкой металлической трубы, которую в дальнейшем будем называть преобразователем напряжения нулевой последовательности (ПННП), одетой на три провода участка цепи электрической сети с изолированной нейтралью, можно измерять напряжение нулевой последовательности.

Для экспериментального подтверждения аналитических расчётов была собрана лабораторная установка (рис. 1). В качестве ПННП (цилиндр S) была использована медная трубка диаметром 20 мм, толщиной 1 мм, длиной 20 мм. Через трубку были пропущены три медных провода, имеющих полихлорвиниловую изоляцию с относительной диэлектрической проницаемостью 4. Трубка была подключена к «земле» через нагрузочный резистор – магазин сопротивлений $R_H = \infty; 10 \text{ МОм} \div 5 \text{ кОм}$.

Ёмкости и активные сопротивления проводов фаз A, B, C относительно «земли», имитирующих проводимости изоляции y_a, y_b, y_c принимались соответственно от 0 до 10 мКФ и от 590 до 30 кОм на фазу. Однофазное замыкание на землю создавалось магазином активных сопротивлений $R_3 = 100 \div 0 \text{ кОм}$.

На рис. 3 приведены зависимости падения напряжения $U_{\text{пп.н}}$ на выходе ПННП для различных значений R_H при изменении напряжения нулевой последовательности U_0 от 0 до 220 В при разных токах замыкания на землю.

Для использования ПННП, например, в схеме селективного бесконтактного реле утечки (СБРУ) [4] он должен обеспечивать необходимый коэффициент передачи $K_{\text{пп}}$, т.е. на нагрузке R_H ПННП должно возникать падение напряжения $U_{\text{пп.нmin}}$ при токе замыкания на землю I_3 равном току уставки срабатывания реле I_y , которое способно привести в действие входной дифференциальный усилитель реле, подключённый к выводам нагрузки R_H ПННП.

Для современных операционных усилителей сигнал $U_{\text{вх}} = U_{\text{пп.нmin}} = 10 \cdot 10^{-3}$ В является достаточным для отпирания входного усилителя.

Отсюда минимально необходимый коэффициент передачи ПННП

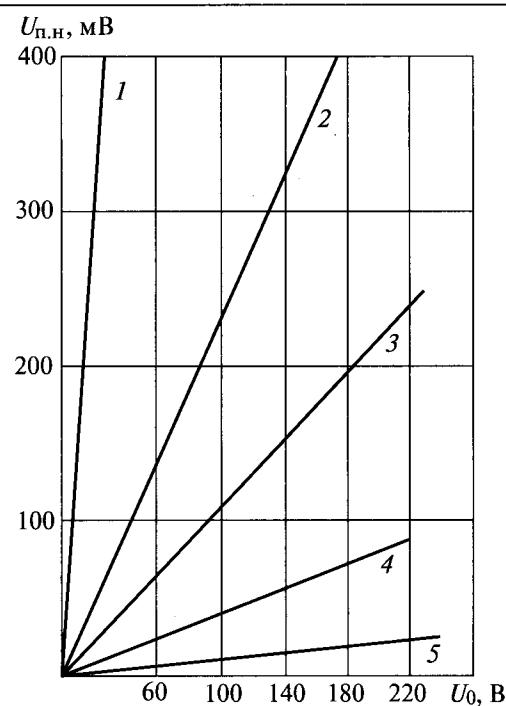


Рис. 3. Зависимость падения напряжения $U_{\text{пп.н}}$ на нагрузочном резисторе R_H ПННП от напряжения нулевой последовательности U_0 при R_H : 1 – ∞ ; 2 – 3,3 МОм; 3 – 1,8 МОм; 4 – 510 кОм; 5 – 120 кОм

$$K_{\text{пп}} = \frac{U_{\text{пп.нmin}}}{U_0} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{U_0}.$$

Выразив напряжение нулевой последовательности U_0 через модуль комплекса тока замыкания на землю I_3 и приравняв последний к току уставки срабатывания I_y , получим:

$$U_0 = \frac{I_3}{y} = \frac{I_y}{y},$$

где $y = y_a + y_b + y_c$ – полная проводимость изоляции сети относительно земли.

Тогда

$$K_{\text{пп}} = \frac{10 \cdot 10^{-3} y}{I_y \cdot 10^{-3}}.$$

Как видим, требуемый коэффициент передачи ПННП зависит от двух переменных: тока уставки срабатывания и полной проводимости изоляции всей сети относительно земли.

Расчёт минимально необходимого коэффициента передачи ПННП в зависимости от полной проводимости изоляции всей сети у при различных $I_y = I_3$ приведён в таблице (прочерк в некоторых клетках таблицы означает, что при данной проводимости изоляции сети ток замыкания, равный току уставки, существовать не может, т.е. ток замыкания при $R_3 = 0$ меньше тока уставки).

$y \cdot 10^{-3}$, см	0,01	0,03	0,05	0,07	0,1	0,2	0,5	0,7	1	2	5	10	12,576
$I_y = 5 \text{ mA}$													
$K_n \cdot 10^{-3}$	—	0,06	0,1	0,14	0,2	0,4	1	1,4	2	4	10	20	25
$I_y = 8 \text{ mA}$													
$K_n \cdot 10^{-3}$	—	—	0,06	0,09	0,125	0,25	0,625	0,875	1,25	2,5	6,25	12,5	15,72
$I_y = 10 \text{ mA}$													
$K_n \cdot 10^{-3}$	—	—	0,05	0,07	0,1	0,2	0,5	0,7	1	2	5	10	12,5
$I_y = 15 \text{ mA}$													
$K_n \cdot 10^{-3}$	—	—	—	0,05	0,07	0,13	0,33	0,46	0,67	1,33	3,33	6,7	8,4
$I_y = 20 \text{ mA}$													
$K_n \cdot 10^{-3}$	—	—	—	—	0,05	0,1	0,25	0,35	0,5	1	2,5	5	6,3
$I_y = 25 \text{ mA}$													
$K_n \cdot 10^{-3}$	—	—	—	—	—	0,08	0,2	0,28	0,4	0,8	2	4	5
$I_y = 30 \text{ mA}$													
$K_n \cdot 10^{-3}$	—	—	—	—	—	0,067	0,17	0,23	0,33	0,66	1,7	3,3	4,2
$I_y = 50 \text{ mA}$													
$K_n \cdot 10^{-3}$	—	—	—	—	—	—	0,1	0,14	0,2	0,4	1	2	2,5
$I_y = 70 \text{ mA}$													
$K_n \cdot 10^{-3}$	—	—	—	—	—	—	0,07	0,1	0,14	0,23	0,7	1,4	1,8
$I_y = 100 \text{ mA}$													
$K_n \cdot 10^{-3}$	—	—	—	—	—	—	0,05	0,07	0,1	0,2	0,5	1	1,25

Рассмотренные решения были использованы в селективном бесконтактном реле утечки, разработанном под руководством автора для Волгоградского завода «Баррикады». СБРУ построена на сравнении напряжения нулевой последовательности (ННП) и тока нулевой последовательности (ТНП) по амплитуде и фазе для сетей с изолированной нейтралью. В качестве датчика ННП был использован рассмотренный ПННП, для выделения ТНП применён дифференциальный трансформатор тока (иначе кабельный трансформатор ТНП).

Испытания показали, что СБРУ действует селективно (т.е. не срабатывает при внешних однофазных замыканиях на землю) в трёхфазных трёх- и четырёхпроводных сетях с изолированной нейтралью при симметричных параметрах изоляции фаз относительно земли, когда ёмкости фазы и нейтрального провода $C_{\phi e}$ вне защищаемой зоны сети и на защищаемом участке сети $C_{\phi i}$ принимают соответственно значения:

$$C_{\phi e} = 0 \div 10 \text{ мкФ} \text{ при } C_{\phi i} = 0 \div 0,01 \text{ мкФ};$$

$$C_{\phi e} = 0 \div 8,5 \text{ мкФ} \text{ при } C_{\phi i} = 0 \div 1,5 \text{ мкФ};$$

$$C_{\phi e} = 0 \div 0,5 \text{ мкФ} \text{ при } C_{\phi i} = 0 \div 4 \text{ мкФ}.$$

При этом активные сопротивления изоляции фаз как в зоне защиты, так и вне зоны защиты могут изменяться в широких пределах,

например от 590 до 40 кОм на фазу. Ток срабатывания для указанных параметров изоляции находится в интервале 15–100 мА.

Допустимая несимметрия ёмкости проводов вне защищаемой зоны, при которых реле продолжает действовать селективно, изменяется в широких пределах, например, для указанных значений ёмкость $C_{\phi e}$ в одной из фаз может быть равна нулю, а в других фазах и нейтральном проводе – максимальному значению.

Допустимая для селективного действия реле несимметрия ёмкости проводов, расположенных в защищаемой зоне, зависит от абсолютного значения ёмкости сети и распределения ёмкости в защищаемой и не защищаемой зонах и колеблется в интервале 50–20%.

Колебания напряжения сети в интервале 170–250 В приводят к отклонению тока срабатывания реле в пределах до 24%.

Таким образом, выделение из сети ННП без гальванической связи с сетью и его использование является новым эффективным решением в релейной технике. Оно позволяет исключить снижение уровня изоляции относительно земли в низковольтных сетях при применении средств контроля и защиты и уменьшить аварийность в сетях выше 1000 В, происходящих из-за выхода из строя трансформаторов напряжения при замыканиях на землю.

Список литературы

1. Андреев В.А. Релейная защита и автоматика систем электроснабжения. М.: Высшая школа, 1991.
2. Цапенко Е.Ф., Сычев Л.И., Кулешов П.Н. Шахтные кабели и электробезопасность сетей. М.: Недра, 1988.
3. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Л.: Энергоиздат, 1981.
4. А.с. №758351 Устройство для направленной защиты от замыкания на землю/Н.Ш. Шаякберов, Ш.Ш. Шаякберов. Опубл. 23. 08. 80. Бюл. №33.

Шаякберов Нияз Шакирович – доцент кафедры «Электротехника и электроника» Камской государствен-

ной инженерно-экономической академии (г. Набережные Челны), канд. техн. наук. Окончил Среднеазиатский политехнический институт (г. Ташкент) в 1952 г. Защитил диссертацию по теме «Исследование и разработка селективных устройств защиты от утечек тока в подземных сетях шахт напряжением до 1000 В» в Московском горном институте в 1967 г.

Мингазов Фарит Садитович – старший преподаватель кафедры «Электрооборудование» КГТУ им. Туполева (г. Казань). Окончил Таджикский политехнический институт в 1976 г.

ТАГОВОЕ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ

Преобразовательный агрегат ёмкостного накопителя энергии для системы тягового электроснабжения метрополитена

ГРЕЧИШНИКОВ В.А., ПОДАРУЕВ А.И., ШЕВЛЮГИН М.В.

Рассмотрены пути экономии электроэнергии на метрополитене с помощью ёмкостных накопителей энергии. Описана схема преобразовательного агрегата для ёмкостного накопителя энергии. Представлены результаты моделирования работы преобразователя в различных вариантах. На основе экспериментальных замеров показателей работы электроподвижного состава в режиме рекуперации и имитационного моделирования работы преобразователя показана надёжность новой техники с точки зрения функционирования систем обеспечения безопасности движения поездов АРС и СЦБ.

Ключевые слова: ёмкостной накопитель энергии, преобразовательный агрегат, рекуперация энергии торможения, система тягового электроснабжения метрополитена.

В последнее время уделяется большое внимание энергосбережению на железнодорожном транспорте и в Московском метрополитене. Наибольший эффект даст использование на электроподвижном составе (ЭПС) режимов рекуперативного торможения. За последние 2 года специалистами Московского метрополитена, МИИТ и ВНИИЖТ проведены масштабные имитационные исследования, а также ряд системных экспериментальных и натурных замеров показателей работы систем тягового

Ways of economy of the electric power on Moscow metro by means of capacitor stores of energy are considered. The scheme of the converting unit for the capacitor store of energy is described. Results of modeling of work of the converter in various variants are presented. On the basis of experimental gaugings of indicators of work of an electrorolling stock in a recuperation mode and imitating modeling of work of the converter reliability of new technics, from the point of view of functioning of systems of safety of rolling stock movement ASR and SCB is shown.

Key words: capacitor the energy store, the converting unit, recuperation of energy of braking, metro power supply system.

электроснабжения (СТЭ) с целью определения возможного потенциала рекуперативного торможения и обеспечения при этом надёжности функционирования систем безопасности движения. На основании полученных результатов были введены в режим рекуперации ЭПС на Филёвской, Арбатско-Покровской и Бутовской линиях. Это уже сейчас позволило получить экономию свыше 10% энергии, идущей на тягу поездов [2,3]. Однако реализовать потенциальную стопроцентную отдачу энергии

рекуперации от ЭПС в тяговую сеть только за счёт межпоездного обмена невозможно, так как в момент торможения поблизости не всегда могут оказаться поезда, идущие в режиме тяги и способные принять энергию торможения. Одним из наиболее эффективных технических решений данной проблемы является использование в СТЭ ёмкостных накопителей энергии (ЕНЭ) в качестве буфера для избыточной энергии рекуперации [1,2].

На данный момент устанавливать ЕНЭ целесообразнее на тяговых подстанциях (ТП) или в тяговой сети (ТС) в середине фидерных зон. При этом появляется гарантированный приёмник избыточной энергии рекуперации, обеспечивается повторное её использование, снижается установленная мощность ТП, уменьшаются потери энергии в ТС, улучшаются климатические условия в подземной части метрополитена. ЕНЭ может быть двух типов – управляемый и неуправляемый. В случае неуправляемого ЕНЭ батарея конденсаторов через соответствующую коммутационную аппаратуру и систему защиты подключается непосредственно к шинам ТП и работает в качестве сглаживающего конденсатора огромной ёмкости. В случае же ЕНЭ управляемого типа батарея конденсаторов подключается к шинам ТП через преобразователь постоянного напряжения, который, в зависимости от условий в тяговой сети, с помощью микропроцессорного блока управления, выбирает режим работы (заряд, режим хранения, разряд) и регулирует мощность ЕНЭ. В зависимости от линии метро и условий эксплуатации может быть применён и тот, и другой тип ЕНЭ. Настоящая статья посвящена ЕНЭ управляемого типа.

Основными элементами ЕНЭ управляемого типа (рис. 1.) [1] являются:

- Батарея молекулярных конденсаторов (БК).

2. Преобразователь постоянного напряжения (П) для подключения БК к шинам ТП или тяговой сети.

3. Система датчиков контроля тока (ДТ1, ДТ2) и напряжения (ДН1 и ДН2) совместно с системой регулирования (СР), формирующей команды на управление работой ЕНЭ.

4. Быстродействующий выключатель (БВ) для физического подключения всей НЭ и защиты его оборудования от токов КЗ в виде стандартной системы подключения через ячейки РУ-825В.

При установке ЕНЭ на ТП преобразователь П осуществляет автоматический приём энергии рекуперации в БК от рекуперирующего(их) поезда(ов) при достижении уровня напряжения на входе ЕНЭ (на шинах 825 В ТП) несколько более высокого, чем максимальное значение напряжения выпрямительных агрегатов ТП. При достижении напряжением батареи максимально допустимого уровня СР запирает преобразователь П и, тем самым, прерывает приём энергии рекуперации. Если при этом на линии отсутствуют поезда, способные принять оставшуюся энергию рекуперации, то силовая схема рекуперирующего поезда автоматически мгновенно переведёт приём энергии рекуперации на собственные тормозные реостаты вагонов поезда (режим следящего рекуперативно-реостатного торможения).

Возврат энергии, запасённой в БК ЕНЭ, происходит при снижении напряжения на шинах ТП ниже определённого уровня, что говорит о начале пусковых или тяговых режимов работы поезда(ов), разгружая, тем самым, данную и смежные подстанции.

Преобразователь П в ЕНЭ осуществляет передачу энергии рекуперации из тяговой сети

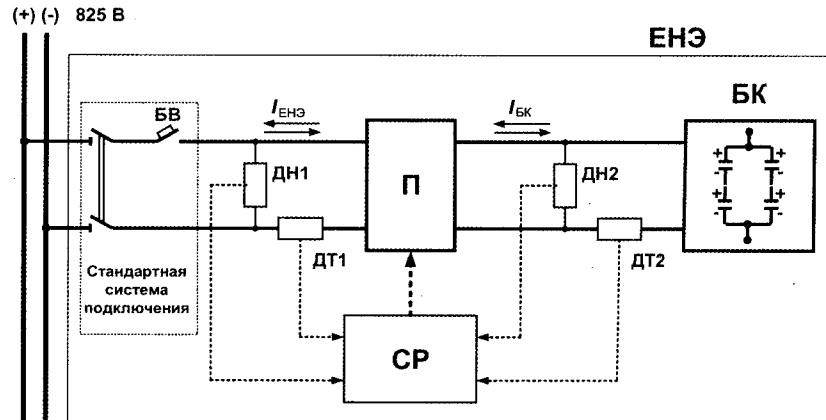


Рис. 1. Принципиальная схема ЕНЭ управляемого типа на ТП [1]

в БК и обратно и регулирует, в зависимости от режима работы и состояния СТЭ, значение мощности. Номинальная мощность преобразователя предварительно определена на уровне порядка 3 МВт. Преобразователь выполняет несколько функций: в преобразователе предусмотрен промежуточный индуктивный накопитель, который позволяет увеличить КПД заряда свыше 85%; на выходе преобразователь стабилизирует необходимый уровень напряжения с регулированием отдаваемой мощности; для повышения коэффициента использования энергоёмкости ЕНЭ преобразователь позволяет разряжать БК с регулируемой мощностью до задаваемого уровня напряжения, что снижает мёртвый объём накопителя до 25%; преобразователь в сочетании с собственной системой управления способен выполнять функции защиты оборудования ЕНЭ.

На рис. 2. показана схема модели преобразователя с системой управления, реализованная в среде Matlab/Simulink. Работа преобразователя основывается на предварительном

накапливании энергии от источника U_{tc} в индуктивных реакторах (L_{d1} и L_{d2}) и поочередном сбрасывании её в накопительную ёмкость C_n (упрощённая модель БК). Необходимые частота и значение тока индуктивных реакторов с помощью блока управления обеспечиваются силовыми IGBT модулями 12–17 класса S_1, S_3 – при заряде и S_2, S_4 – при разряде.

Работа преобразователя моделировалась в среде MATLAB2010 с помощью системы Simulink. Для реализации данной модели рассматривались следующие численные методы расчёта дифференциальных уравнений:

- интегрированный метод Рунге–Кутта (Runge–Kutta) в модификации Дорманда–Принца (Dormand–Prince) 4–5 порядка;
- собственная реализация метода Рунге–Кутта (Runge–Kutta) в модификации Фехелберга 4–5 порядка;
- интегрированный неявный метод Эйлера в сочетании с методом трапеций 2–3 порядка;
- интегрированный модифицированный метод Гира (Gear);

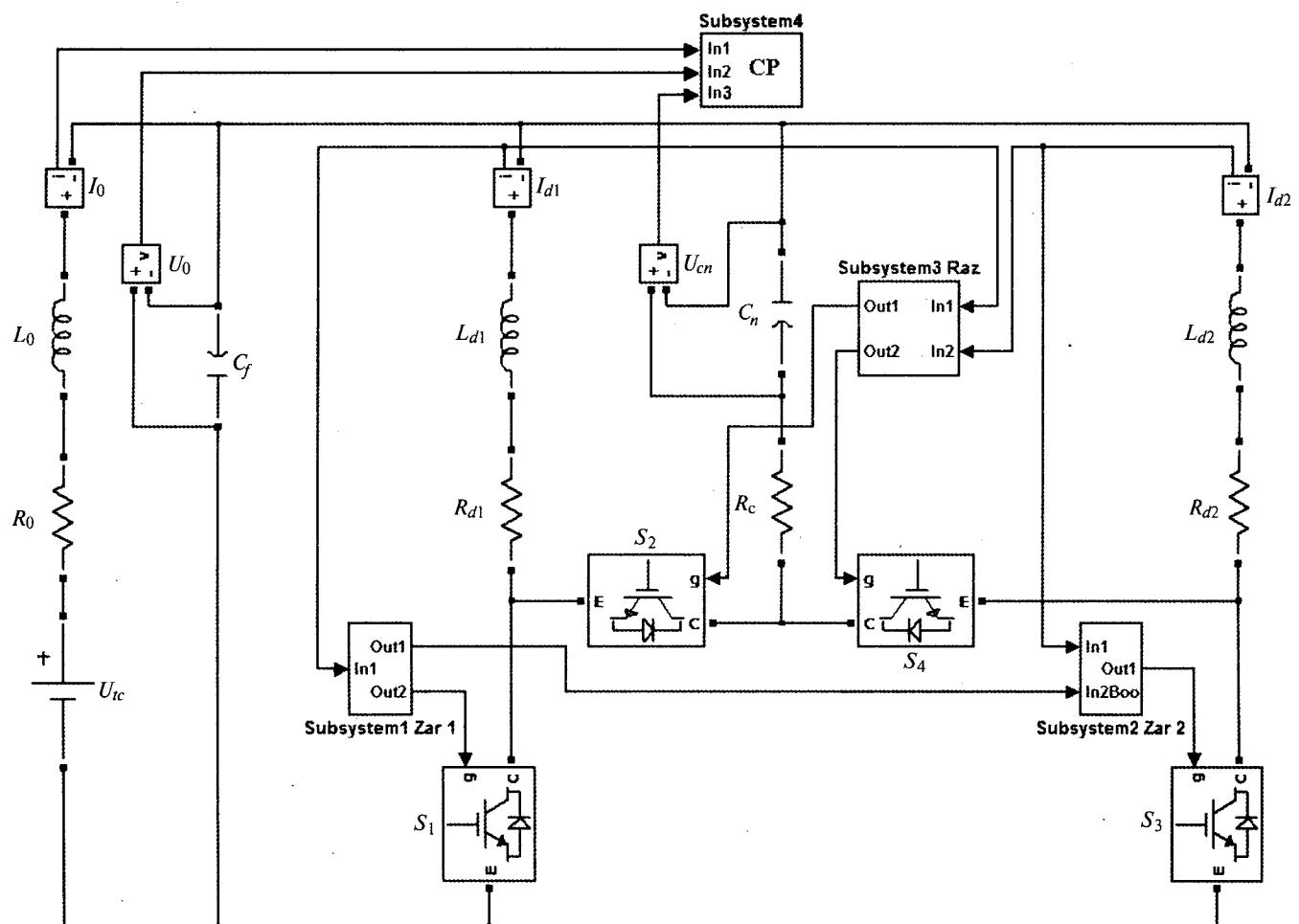


Рис. 2. Схема преобразователя с системой управления

- интегрированный модифицированный метод Розенброка (Rosenbrock) второго порядка.

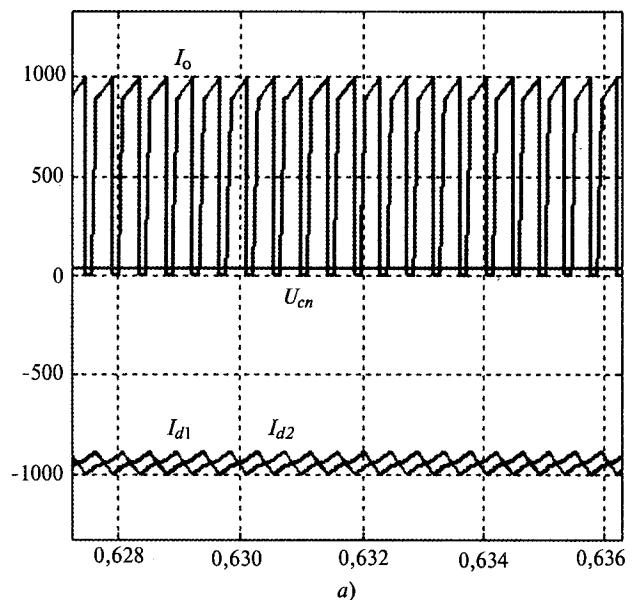
При анализе представленных методов был выбран неявный метод Эйлера в сочетании с методом трапеций 2–3 порядка в связи с тем, что наличие IGBT модулей делает схему решения жёсткой и применение такой численной схемы позволяет проводить расчёт за приемлемое время с приемлемой точностью расчётов. Для проверки точности расчётов результаты сравнивались с решениями, полученными другими методами при исключении моментов коммутации IGBT модулей.

На рис. 3, 4 представлены результаты моделирования работы преобразователя в режиме заряда БК в двух вариантах:

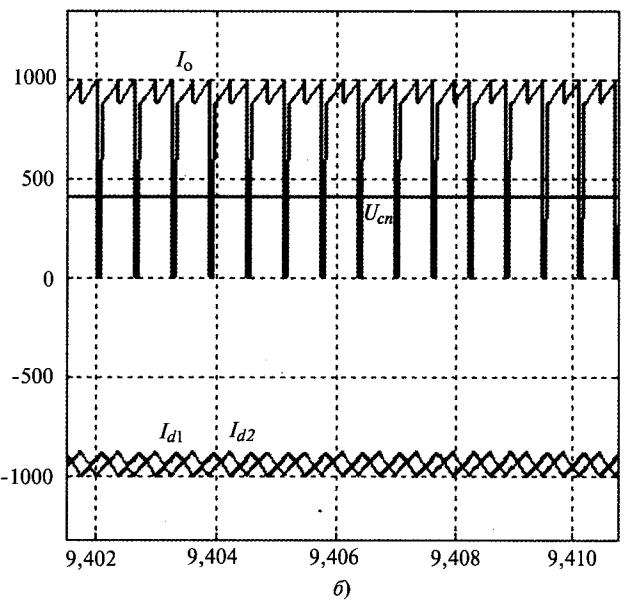
- без ёмкостного фильтра (рис. 3);
- с использованием ёмкостного фильтра (рис. 4).

На рис. 3, а. показан общий ток на выходе преобразователя (I_o) и токи индуктивных реакторов (I_{d1} и I_{d2}) в функции времени без ёмкостного фильтра в начальный момент заряда накопительной ёмкости (при напряжении порядка 40 В). На рис. 3, б. показаны те же токи, но через 9 с, с напряжением на накопительной ёмкости порядка 450 В.

Как видно из осциллографов, с увеличением заряда, т.е. с повышением напряжения на накопительной ёмкости C_n , форма токов существенно меняется. Ток на выходе ЕНЭ с повышением напряжения на БК перестаёт иметь явно импульсный характер. Однако на всём периоде заряда ЕНЭ является источником высокочастотных гармонических составляющих, которые могут повлиять на систему безопасности, автоматического регулирования скорости (АРС) и сигнализации, централизации, блокировок (СЦБ). Критерием оценки степени мешающего влияния электрооборудования на устройства АРС и СЦБ согласно типовой методики оценки электромагнитной совместимости, утверждённой на Московском метрополитене, принято соотношение действующего значения гармонической составляющей тока на каждой из несущих частот, генерируемой как помеха в рельсовые цепи, и установленного значения допустимой помехи. Для устранения высших гармонических составляющих необходимо использовать на выходе ЕНЭ ёмкостной фильтр (C_f на рис. 2). На рис. 4 показаны аналогичные осциллографы с использованием фильтра.



a)



б)

Рис. 3. Общий ток на выходе преобразователя (I_o) и токи индуктивных реакторов (I_{d1} и I_{d2}) в функции времени без ёмкостного фильтра в различные периоды заряда

Следует отметить, что специалистами Московского метрополитена, МИИТ и ВНИИЖТ уже проводились экспериментальные исследования по оценке мешающего влияния электрооборудования ЭПС в режиме рекуперативного торможения на устройства АРС и СЦБ [3]. На рис. 5 представлены результаты спектрального анализа общего тока четырёхвагонного ЭПС серии 81-740/741 в режиме полной загрузки (по данным ВНИИЖТ).

В процессе обработки результатов анализ составляющих сигнала на частотах заданного спектра производился с помощью прямого

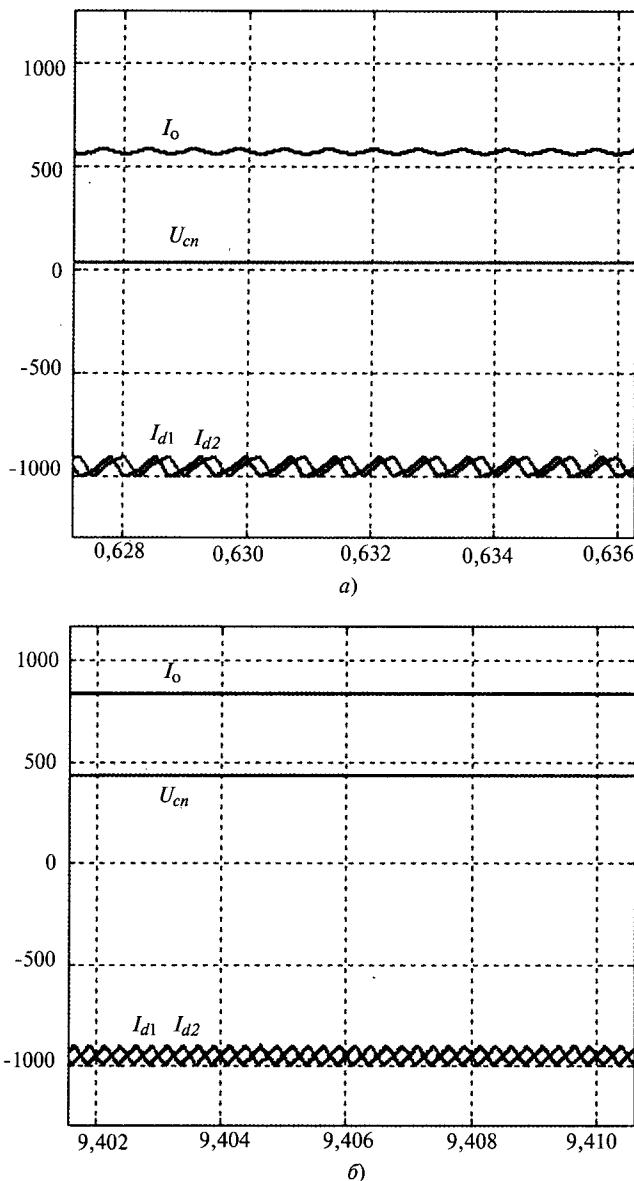


Рис. 4. Общий ток на выходе преобразователя (I_o) и токи индуктивных реакторов (I_{d1} и I_{d2}) в функции времени с ёмкостным фильтром в различные периоды заряда

спектрального и гармонического анализа. Определение максимумов действующих значений гармонических составляющих на частотах АРС и СЦБ проводилось с помощью дискретного преобразования Фурье. При этом принималось допущение, что функция переменной составляющей анализируемого сигнала является периодической в заданном интервале времени. Сформированное окно перемещалось по исследуемому сигналу с шагом, составляющим 30% ширины окна, в режиме «удержание пика». Для уменьшения утечек спектра использовалось взвешивание сигнала с помощью финитной функции (окно Хэннинга). Для определения длительности превышения норми-

руемого уровня импульсными возмущениями общего тока использовался линейный БИХ-фильтр – полосовой фильтр Бесселя 7-го порядка с полосой пропускания 8 Гц. Данные, полученные в результате спектрального анализа, сравнивались с нормативными значениями, принятыми для устройств АРС и СЦБ, для оценки степени мешающего влияния токов рекуперации на эти устройства. На рис. 6 представлены результаты спектрального анализа тока рекуперирующего ЭПС. Исследование показали, что токи высших гармоник по каждой несущей частоте не превышают норму, хотя ток на 50 Гц приблизился к критическому значению.

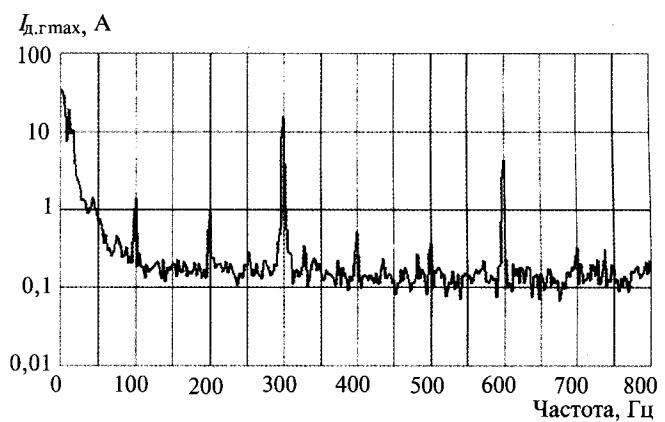


Рис. 5. Спектральный анализ общего тока четырёхвагонного ЭПС серии 81-740/741 в режиме полной загрузки ($I_{d,\text{гmax}}$ – максимум действующего значения гармонических составляющих тока)

На рис. 7. приведены результаты спектрального анализа тока ЕНЭ с использованием ёмкостного фильтра. Хорошо видно, что ток ЕНЭ практически полностью избавлен от гармонических составляющих на несущих частотах АРС и СЦБ.

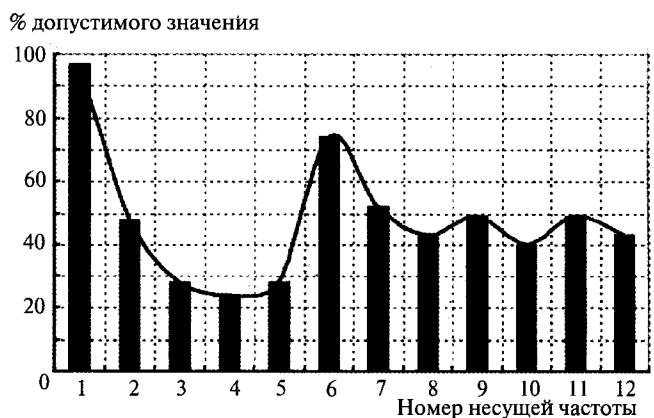


Рис. 6. Спектральный анализ составляющих тока рекуперирующего ЭПС

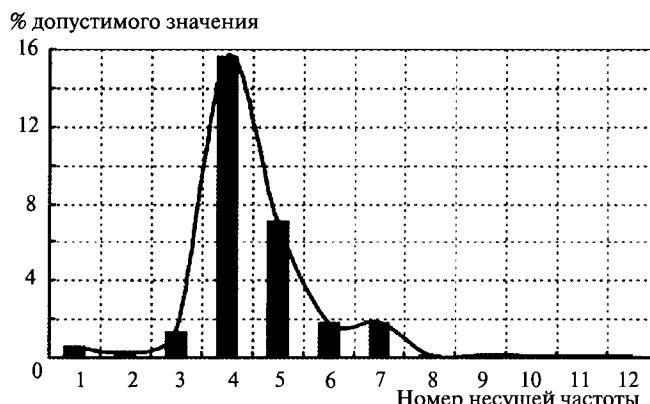


Рис. 7. Спектральный анализ составляющих тока ЕНЭ с ёмкостным фильтром

Выводы

Преобразователь постоянного напряжения снижает мёртвый объём БК до 25% (в случае с неуправляемым ЕНЭ мёртвый объём занимает порядка 90%). В некоторых случаях определяющим фактором в пользу использования преобразователя в ЕНЭ будет являться свободная площадь на действующих ТП. В случае достаточных для ЕНЭ площадей или новых, специально проектируемых для этого ТП, наиболее целесообразно будет использовать ЕНЭ неуправляемого типа, особенно при массовом производстве конденсаторов, когда общая стоимость ЕНЭ будет значительно ниже. Однако практически все действующие ТП Московского метрополитена испытывают дефицит свободного места. Использование преобразователя может снизить общую площадь ЕНЭ до

1,5 раз. При этом не будет никакого мешающего влияния для средств связи и систем безопасности.

Список литературы

1. Нупынин В.Н., Шевлюгин М.В., Бродский Ю.А., Подаруев А.И. Стационарная система аккумулирования энергии рекуперации электроподвижного состава метрополитена на базе ёмкостных накопителей энергии // Электротехника. 2008. №7.
2. Баранов Л.А., Бродский Ю.А., Гречишников В.А. и др. Оценка эффективности использования стационарных ёмкостных накопителей энергии в метрополитене на основе экспериментальных замеров показателей работы системы тягового электроснабжения // Электротехника. 2010. №1.
3. Гаев Д.В., Ершов А.В., Баранов Л.А. и др. Внедрение и оценка эффективности рекуперативного торможения на Филевской линии Московского метрополитена // Мир транспорта. 2010. №3.

Гречишников Виктор Александрович – доцент кафедры «Энергоснабжение электрических железных дорог» МГУ ПС (МИИТ), канд. техн. наук. Окончил Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ) в 1996 г. Защитил диссертацию по теме «Разработка микропроцессорной защиты фидеров тяговой сети постоянного тока 3,3 кВ методами моделирования и натурного эксперимента» в 2000 г.

Подаруев Аркадий Иванович – заместитель генерального директора по науке ООО «Электропривод-Контакт», чл.-кор. АЭН, доктор электротехники. Окончил Всесоюзный заочный политехнический институт в 1960 г.

Шевлюгин Максим Валерьевич – доцент кафедры «Энергоснабжение электрических железных дорог» МГУ ПС (МИИТ), канд. техн. наук. Окончил Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ) в 1996 г. Защитил диссертацию по теме «Проблемы использования накопителей энергии в системах тягового электроснабжения» в 2000 г.

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и вузов!

Журнал «Электротехника» может опубликовать на договорных условиях:
Рекламу изделий отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики.
Объявления о научных конференциях, симпозиумах, семинарах и т.д.
Информацию, соответствующую тематике журнала.

Справки по тел.: (495) 361 95 96

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Расчёт индуктивности рассеяния сложных обмоток трансформаторов методом средних геометрических расстояний

КАНТОР В.В.

Указанны причины появления ошибок в ранее применявшейся методике расчёта индуктивности рассеяния обмоток трансформаторов с использованием метода средних геометрических расстояний (с.г.р.). Выведены новые формулы расчёта, также основанные на методе с.г.р., для обмоток с произвольными размерами и произвольным взаимным расположением на магнитопроводе, в том числе и для обмоток с неравномерным распределением намагничивающих сил по высоте.

Ключевые слова: трансформатор, индуктивность рассеяния, расчёт.

Как известно, ещё в 30-е годы прошлого столетия профессор Г.Н. Петров предложил использовать метод средних геометрических расстояний (с.г.р.) для расчёта индуктивности рассеяния сложных обмоток трансформаторов [1–3]. Методика Г.Н. Петрова в своё время была реализована в программах для ЭВМ на ведущих трансформаторных заводах. Но вскоре выяснилось, что из-за некорректного использования понятия средней длины витка двух обмоток в результатах расчётов появлялись ошибки, поэтому данная методика при расчёте трансформаторов практически перестала применяться. Тем не менее, высокая точность собственно метода с.г.р. явилась поводом для повторного обращения к указанной теме.

Методика Г.Н. Петрова основана на аналогии рабочего режима обмоток трансформатора и двухпроводной линии с прямым и обратным проводами. Если пренебречь намагничивающим током трансформатора, приведённые токи его обмоток можно считать одинаковыми по значению и противоположными по направлению, аналогично токам в двухпроводной линии. При этом с обмотками трансформатора, как и с проводами двухпроводной линии, сцеплен только поток рассеяния. Эта аналогия определила расчётную модель методики Г.Н. Петрова.

Две обмотки, произвольно расположенные на стержне магнитопровода (рис. 1), мысленно разрезаются по осевой образующей и выпрям-

Exact and simple enough formulas are offered for definition of the area of the resulted channel of leakage for concentric windings of equal height of transformers instead of existing formulas in which at calculation of leakage inductance of windings the approximated values of average length of a coil are used. The example of calculation of inductance of windings with use of the new formulas is resulted.

Key words: transformer, leakage inductance, calculation.

ляются в прямолинейные параллельные друг другу шины. Поперечные сечения шин имеют такие же размеры, как и продольные сечения обмоток, длина обеих шин принимается одинаковой, равной средней длине витка двух обмоток.

В качестве исходной принятая формула индуктивности рассеяния на единицу длины бесконечно длинной двухпроводной линии с прямолинейными параллельными проводами произвольного сечения 1 и 2, по которым проходят противоположно направленные токи [4]:

$$L_0 = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{g_{12}^2}{g_1 g_2}, \quad (1)$$

где g_{12} – с.г.р. между площадями поперечных сечений проводов; g_1, g_2 – с.г.р. поперечных сечений проводов от самих себя.

Влияние магнитной системы учитывается зеркальными изображениями обмоток относительно поверхности стержня, развёрнутой в бесконечную плоскость с магнитной проницаемостью $\mu_0 = \infty$ (рис. 1). Длина зеркальных изображений обмоток условно принимается такой же, как и развёрнутая средняя длина витка самих обмоток. Поле рассеяния в осевом сечении развёрнутых обмоток является плоскопараллельным.

Индуктивность обмоток представлена как сумма двух составляющих: основной $L_{\text{осн}}$, соответствующей расположению обмоток вне

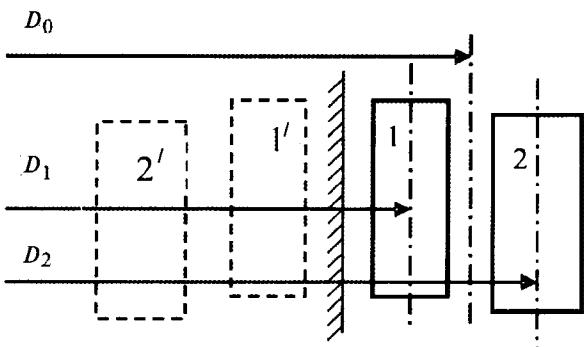


Рис. 1. Осевое строение обмоток: 1, 2 – обмотки; 1', 2' – зеркальные изображения обмоток; D_1 , D_2 , D_0 – средние диаметры обмоток 1 и 2 и канала между ними

магнитной системы, и дополнительной $L_{\text{доп}}$, обусловленной влиянием магнитопровода.

Формулы составляющих индуктивности рассеяния на единицу средней длины витка двух равномерных обмоток трансформатора, приведённые к числу витков w одной из обмоток, аналогичны формуле (1):

$$L_{0\text{осн}} = \frac{\mu_0}{2\pi} w^2 \ln \frac{g_{12}^2}{g_1 g_2}; \quad (2)$$

$$L_{0\text{доп}} = \frac{\mu_0}{2\pi} w^2 \ln \frac{g_{12'}^2}{g_{11'} g_{22'}}, \quad (3)$$

где g_{12} – с.г.р. между площадями продольных сечений обмоток; g_1 , g_2 – с.г.р. продольных сечений обмоток от самих себя; g_{12} , $g_{11'}$, $g_{22'}$ – с.г.р. между площадями продольных сечений обмоток и их зеркальных изображений относительно развернутой поверхности стержня (в соответствии с индексами).

Полные значения составляющих индуктивности рассеяния

$$L_{\text{осн}} = k\pi D_{\text{ср}} \ln \frac{g_{12}^2}{g_1 g_2}; \quad (4)$$

$$L_{\text{доп}} = k\pi D_{\text{ср}} \ln \frac{g_{12'}^2}{g_{11'} g_{22'}}, \quad (5)$$

где $k = \frac{\mu_0}{2\pi} w^2$; $D_{\text{ср}}$ – средняя длина витка двух обмоток.

Формулы определения с.г.р. для прямолинейных отрезков и прямоугольных сечений приведены в [4].

Средняя длина витка двух обмоток теоретически определена как электромагнитное понятие только для равномерных равновысотных обмоток, расположенных по высоте на одном

уровне [5]. Для обмоток с произвольными размерами и произвольным расположением на магнитопроводе это понятие не имеет определения, поэтому средний диаметр витка двух обмоток обычно принимался равным полусумме их средних диаметров. При большой разнице в размерах обмоток выбор средней длины витка по одному и тому же шаблону нередко приводил к появлению ошибок в расчётах. Этот недостаток методики отмечен и в литературе, например в [6].

Ошибки были возможны даже при равенстве радиальных размеров обмоток. Например, если две концентрические обмотки с одинаковыми радиальными размерами и разной высотой поменять местами, значение основной составляющей индуктивности должно измениться. Но расчётом эту разницу обнаружить нельзя, так как в обоих случаях надо подставить в (4) одни и те же данные. Следовательно, в формуле расчёта индуктивности, кроме данных, связывающих обе обмотки, должны быть отражены и собственные данные каждой обмотки в отдельности.

Это учтено при выводе новых формул расчёта индуктивности обмоток. Для вывода формул была использована расчётная модель методики Г.Н. Петрова, но из заданных величин была исключена средняя длина витка двух обмоток, так как в начале расчёта она неизвестна.

За основу принято утверждение, которое представляется очевидным: для расчёта индуктивности рассеяния двух равномерных соленоидов одинаковой высоты, произвольно расположенных на стержне магнитопровода, безусловно можно использовать (4) и (5). Средним диаметром витка указанных соленоидов является полусума их диаметров. Используя это утверждение, выведем формулу расчёта индуктивности двух равномерных соленоидов неодинаковой высоты.

Пусть диаметры соленоидов 1 и 2 равны D_1 и D_2 , высоты l_1 и l_2 ($l_1 \neq l_2$). Осевыми «сечениями» соленоидов являются прямые 1 и 2 (рис. 2).

Разделим данные прямые на равные отрезки (зоны) так, чтобы на каждой из прямых один и тот же произвольный отрезок $\Delta l_1 = \Delta l_2 = \Delta l$ уложился целое число раз (m отрезков на прямой 1 и n отрезков – на прямой 2). Теоретически это возможно, так как прямые 1 и 2 параллельны и длина отрезка Δl может быть принята как угодно малой.

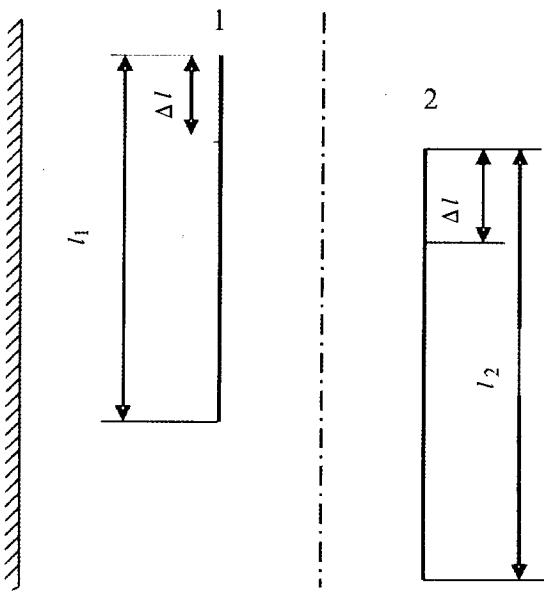


Рис. 2. К выводу формулы расчёта индуктивности соленоидов

Основную составляющую индуктивности рассеяния соленоидов 1 и 2 определим как сумму основных составляющих индуктивности для всех парных сочетаний зон с номерами i и j (4), причём зоны могут принадлежать как одному и тому же, так и разным соленоидам:

$$L_{\text{осн}} = -k\pi \sum_{i=1}^{m+n-1} \sum_{j=i+1}^{m+n} w_i w_j \frac{D_i + D_j}{2} \ln \frac{g_{ij}^2}{g_i g_j},$$

где w_i , w_j — относительные числа витков в элементах соленоидов ($l/m = \Delta l_1/l_1$ для соленоида 1 и $l/n = \Delta l_2/l_2$ для соленоида 2).

Представим последнюю формулу в развернутом виде:

$$L_{\text{осн}} = k\pi \left[\frac{D_1 + D_2}{2} \frac{1}{l_1 l_2} \sum_{i=1}^m \sum_{j=m+1}^{m+n} \ln g_{ij}^2 \Delta l_1 \Delta l_2 - \right. \\ \left. - D_1 \frac{1}{l_1^2} \sum_{i=1}^{m-1} \sum_{j=i+1}^m \ln g_{ij} (\Delta l_1)^2 - D_2 \frac{1}{l_2^2} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i+1}^n \ln g_{ij} (\Delta l_2)^2 \right]$$

(слагаемые, содержащие $\ln(g_i g_j)$, в общей сумме взаимно уничтожаются).

Бесконечно увеличивая число отрезков Δl каждой из прямых 1 и 2 (с одновременным уменьшением длины отрезков), выполним предельный переход от двойных сумм к соответствующим двойным интегралам. Если не учитывать диаметров, то полученные двойные интегралы, по определению, будут представлять собой соответственно с.г.р. между прямыми 1 и 2, а также с.г.р. каждой из этих прямых от самой себя [4].

После выполнения указанных действий получим следующую формулу для основной составляющей индуктивности рассеяния двух соленоидов:

$$L_{\text{осн}} = k\pi \left(\frac{D_1 + D_2}{2} \ln g_{12}^2 - D_1 \ln g_1 - D_2 \ln g_2 \right). \quad (6)$$

Принципиальное отличие формулы (6) от формулы (4) состоит в том, что на значение среднего диаметра витка двух соленоидов умножается только «взаимный» параметр ($\ln g_{12}$), а «собственные» параметры ($\ln g_1$ и $\ln g_2$) умножаются на диаметры «своих» соленоидов.

Строение поля рассеяния обмоток и их зеркальных изображений принимается одинаковым для любого произвольно взятого осевого сечения, поэтому отношение $L_{\text{доп}}/L_{\text{осн}}$ считаем постоянной величиной.

Таким образом, для определения индуктивности рассеяния двух соленоидов в общем случае следует найти:

- 1) основную составляющую индуктивности $L_{\text{осн}}$ (6);
- 2) составляющие индуктивности на единицу расчётной длины витка — основную $L_{\text{осн}}$ (2) и дополнительную $L_{\text{доп}}$ (3);
- 3) коэффициент влияния магнитопровода на индуктивность рассеяния:

$$k_{\text{доп}} = L_{\text{доп}}/L_{\text{осн}}. \quad (7)$$

Полное значение индуктивности рассеяния

$$L = (1 + k_{\text{доп}}) L_{\text{осн}}. \quad (8)$$

Интегрируя (6) в пределах радиальных размеров обмоток, получим формулу расчёта основной составляющей индуктивности для двух равномерных обмоток, не содержащих параллельных ветвей, с произвольными размерами и произвольным расположением на магнитопроводе (рис. 3):

$$L_{\text{осн}} = \frac{k\pi}{B_m B_n} \int_{x_i=D_m}^{D_m+B_m} \int_{x_j=D_n}^{D_n+B_n} [(D_i + D_j) \ln g_{ij} - D_i \ln g_i - D_j \ln g_j] dx_i dx_j - \frac{k\pi}{B_m^2} \int_{x_i=D_m}^{D_m+B_m} \int_{x_j=D_m}^{x_i} [(D_i + D_j) \ln g_{ij} - D_i \ln g_i - D_j \ln g_j] dx_i dx_j - \frac{k\pi}{B_n^2} \int_{x_i=D_m}^{D_n+B_n} \int_{x_j=D_n}^{x_i} [(D_i + D_j) \ln g_{ij} - D_i \ln g_i - D_j \ln g_j] dx_i dx_j, \quad (9)$$

где B_m , B_n – радиальные размеры обмоток m и n ; Δ_m , Δ_n – расстояния от стержня магнитопровода до внутренних диаметров соответствующих обмоток; D_i , D_j – диаметры произвольно взятых соленоидов с номерами i и j , причём соленоиды могут принадлежать как одной и той же, так и разным обмоткам.

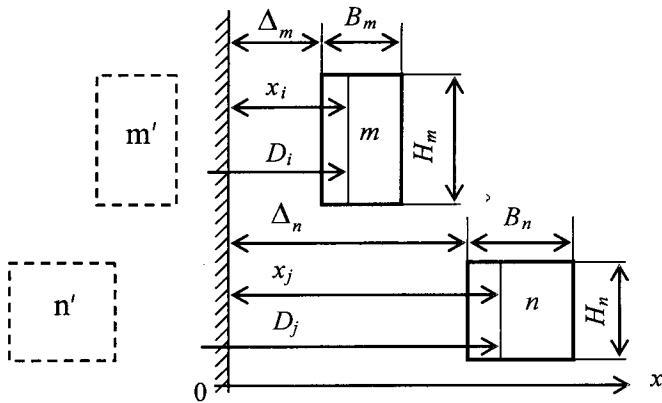


Рис. 3. К выводу формулы расчёта индуктивности обмоток с конечными радиальными размерами

Диаметры соленоидов выражаются с помощью координат x_i и x_j (рис. 3):

$$\begin{aligned} D_i &= D + 2x_i; \quad D_j = D + 2x_j; \\ D_{ij} &= 0,5(D_i + D_j) = D + x_i + x_j, \end{aligned}$$

где D – диаметр стержня магнитопровода; i и j – номера произвольно взятых соленоидов, причём соленоиды могут принадлежать как одной и той же, так и разным обмоткам.

При интегрировании использована точная формула $\ln g$ для прямоугольного сечения со сторонами b и h [4] (здесь эта формула приведена к более удобному виду):

$$\begin{aligned} \ln g_{b,h} &= \ln \sqrt{b^2 + h^2} - \frac{1}{12}[\alpha^2 \ln(1+\beta^2) + \beta^2 \ln(1+\alpha^2)] + \\ &+ \frac{2}{3}(\alpha \operatorname{arctg} \beta + \beta \operatorname{arctg} \alpha) - \frac{25}{12}, \end{aligned}$$

где $\alpha = h/b$, $\beta = b/h$.

Прежде, чем привести результаты интегрирования, отметим следующее. Для расчёта индуктивности обмоток, как и в методике Г.Н. Петрова, используется метод расчётных сечений [2, 6, 7], при котором действительные продольные сечения обмоток дополняются до удобной для расчёта конфигурации фиктивными сечениями с такой же плотностью НС, как и в действительных сечениях обмоток. При этом образуются в общем случае четыре пары равновысоких сечений: AB , CD , EF , GH

(рис. 4), для которых можно определить с.г.р. по формулам [4].

Как известно, для двух плоских фигур m и n с взаимно перпендикулярными сторонами (в данном случае – продольных сечений обмоток) функция $F(m \times n)$ выражается совокупностью величин вида $F(k) = s_k^2 \ln g_k$, т.е. через параметры ряда прямоугольных сечений [4]. Такое представление функции $F(m \times n)$ может быть использовано для определения индуктивности рассеяния только на единицу расчётной длины витка двух обмоток. Результатом же интегрирования формулы (9) является «объёмная» функция, так как каждое выражение вида $F(k) = s_k^2 \ln g_k$ умножается на среднюю длину витка для соответствующего прямоугольного сечения: $\pi D_k s_k^2 \ln g_k$.

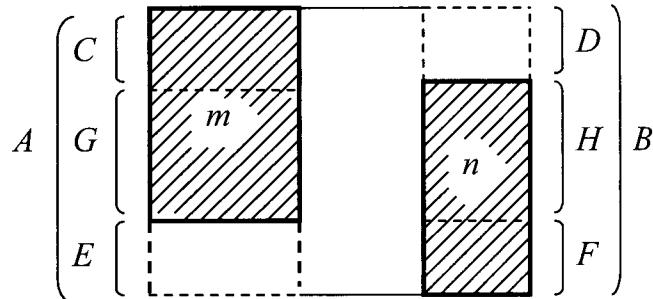


Рис. 4. Расчётные продольные сечения обмоток

Для компактной записи полученной формулы представляется целесообразным выражение $D_k s_k^2 \ln g_k$ обозначать $F_d(k)$ и, соответственно, результат интегрирования функции $F(m \times n)$ записывать как $F_d(m \times n)$.

Например, для простейшего случая, представленного на рис. 5,

$$\begin{aligned} F_d(1 \times 3) &= \frac{1}{2}[D_{1,2,3} F(1,2,3) - D_{1,2} F(1,2) - \\ &- D_{2,3} F(2,3) + D_2 F(2)], \end{aligned} \quad (10)$$

где $D_{1,2,3}$ – средний диаметр прямоугольного сечения (1,2,3); $F(1,2,3) = s_{1,2,3}^2 \ln g_{1,2,3}$; $s_{1,2,3}$ – площадь прямоугольного сечения (1,2,3); $g_{1,2,3}$ – с.г.р. площади прямоугольника (1,2,3) от самой себя.

Опуская процесс интегрирования, сразу приведём его результат (с учётом предложенной формы записи) – формулу расчёта основной составляющей индуктивности рассеяния

двух равномерных обмоток с произвольными размерами и произвольным расположением на магнитопроводе:

$$L_{\text{осн}} = k\pi \left[\frac{1}{S_m S_n} F(A \times B) - F_d(C \times D) - F_d(E \times F) + F_d(G \times H) - D_m \ln g_m - D_n \ln g_n \right], \quad (11)$$

где S_m, S_n – площади продольных сечений обмоток m и n ; D_m, D_n – средние диаметры указанных обмоток.

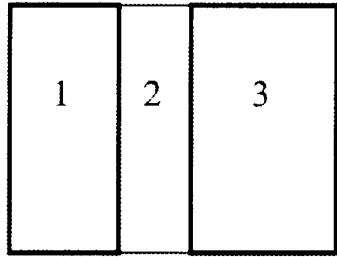


Рис. 5. К расчёту индуктивности равновысоких обмоток

Представим итоговую формулу методики Г.Н. Петрова для сечений обмоток m и n в виде, аналогичном (11):

$$L_{\text{осн}} = k\pi D_{\text{ср}} \left[\frac{1}{S_m S_n} F(A \times B) - F(C \times D) - F(E \times F) + F(G \times H) - \ln g_m - \ln g_n \right], \quad (12)$$

где $F(A \times B) = S_A S_B \ln g_{AB}$ и т.д. [7].

Принципиальная особенность формулы (11) состоит в том, что каждое слагаемое вида $F_d(A \times B)$ (внутри квадратных скобок) после его раскрытия представляет собой сумму выражений вида $D_k F(k) = D_k s_k^2 \ln g_k$, каждое из которых умножается на средний диаметр «своего» расчётного сечения, выражения $\ln g_m$ и $\ln g_n$ умножаются на средний диаметр «своей» обмотки, и лишь после этого все составляющие формулы алгебраически суммируются. При этом отражается «вклад» каждой обмотки в результат расчёта.

В аналогичной формуле (12) методики Г.Н. Петрова диаметр $D_{\text{ср}}$ является общим для всех составляющих формулы, что усредняет «вклад» каждой обмотки в результат расчёта и может привести к его искажению, тем более, что диаметр $D_{\text{ср}}$ принимается произвольно.

Развёрнутая запись составляющих вида $F_d(A \times B)$, использованных в (11), зависит от взаимного расположения обмоток (или их

зон), для которых определяется индуктивность. Формулы определения используемой при этом функции $F(i \times j)$ для основных вариантов взаимного расположения обмоток трансформаторов [6] приведены в приложении. Использовать их следует по аналогии с (10).

Полное значение индуктивности рассеяния для равномерных обмоток определяется в той же последовательности, что и для соленоидов, только основная составляющая индуктивности $L_{\text{осн}}$ определяется по формуле (11).

Новые формулы расчёта индуктивности рассеяния сложных обмоток по методу с.г.р. выведены в качестве точных формул в рамках общепринятых допущений и не содержат средней длины витка двух обмоток. Можно считать, что в этом отношении данная статья созвучна с [8], где для получения более удобной и в то же время точной формулы расчёта индуктивности двух равномерных равновысоких обмоток предложено несколько изменить запись формулы В. Роговского, также исключив из неё среднюю длину витка из-за сложности её точного определения.

Для обмоток с неравномерным распределением витков, разделённых по высоте на равномерные зоны (для повышения точности расчёта), индуктивность рассеяния определяется как сумма индуктивностей всех парных сочетаний зон с учётом относительного числа витков каждой зоны [9]:

$$L = - \sum_{i=1}^{m+m-1} \sum_{j=i+1}^{m+n} w_{i*} w_{j*} L_{ij}, \quad (13)$$

где m и n – количество зон в разных обмотках; L_{ij} – индуктивность рассеяния для зон с номерами i и j ; w_{i*}, w_{j*} – относительные значения витков зон обмоток с номерами i и j (отношение числа витков соответствующей зоны к полному числу витков «своей» обмотки; для обмоток с регулировочными ответвлениями учитываются только работающие витки).

Знаки величин w_{i*} и w_{j*} для разных обмоток противоположны.

При расчёте индуктивности зоны обмоток условно считаются самостоятельными обмотками, поэтому для каждого парного сочетания зон формулой (13) предусмотрено использование «своей» средней длины витка. Это означает, что для зон одной и той же обмотки средним диаметром витка должен считаться средний диаметр данной обмотки.

Таким образом, расчёт индуктивности рассеяния для двух обмоток с неравномерным распределением витков по высоте, не имеющих параллельных ветвей, выполним в следующей последовательности:

1) разделим обе обмотки соответственно на m и n равномерных зон;

2) определим для каждой зоны относительное число витков $w_{1*}, w_{2*}, w_{3*}, \dots, w_{(m-1)*}, w_{m*}, w_{(m+1)*}, \dots, w_{(m+n-1)*}, w_{(m+n)*}$;

3) рассматривая зоны как отдельные обмотки, найдём основную составляющую индуктивности $L_{\text{осн}ij}$ для каждого сочетания зон (11); определим:

4) основную составляющую индуктивности для обмоток в целом $L_{\text{осн}}$ (13);

5) индуктивность на единицу средней длины витка для каждого сочетания зон: основную $L_{0\text{осн}ij}$ (2) и дополнительную $L_{0\text{доп}ij}$ (3);

6) индуктивность на единицу длины витка для обмотки в целом: основную $L_{0\text{осн}}$ и дополнительную $L_{0\text{доп}}$, подставляя при этом в (13) значения индуктивности на единицу средней длины витка для всех сочетаний зон;

7) коэффициент влияния магнитопровода на индуктивность рассеяния (7);

8) полное значение индуктивности рассеяния обмоток (8).

Важным условием деления обмоток на зоны является независимость результатов расчёта индуктивности от деления их на зоны.

В методике Г.Н. Петрова для всех сочетаний зон, расположенных в двух концентрах, рекомендовалось использовать одну и ту же среднюю длину витка [10]. Независимость результатов расчёта от деления обмоток на зоны обеспечивалась свойством сохранения «собственных» и «взаимных» величин одной или двух плоских прямоугольных фигур с взаимно перпендикулярными сторонами (осевых сечений обмоток) при делении на ряд прямоугольных участков (зон) [4]. Как показали расчёты,

использование в методике Г.Н. Петрова формулы (13), допускающей разные значения средней длины витка для разных сочетаний зон, приводит к неодинаковым результатам при делении одних и тех же обмоток на разное число зон.

Для предлагаемой методики, в которой могут быть использованы разные средние диаметры витка для разных сочетаний зон, независимость результатов расчёта от деления обмоток на зоны не является очевидной, но подтверждается расчётами с использованием формулы (13).

Приведём простейший пример расчёта. Для обмоток, изображённых на рис. 6, а, $L_{\text{осн}} = 2,271 \cdot 10^{-7}$ Гн по (11) (индуктивность рассеяния приведена к числу витков $w=1$). Разделим наружную обмотку на две равные части (рис. 6, б), для которых

$$L_{\text{осн}12} = L_{\text{осн}13} = 5,201 \cdot 10^{-7} \text{ Гн по (11);}$$

$$L_{\text{осн}23} = 11,72 \cdot 10^{-7} \text{ Гн по (4).}$$

Основная составляющая индуктивности по (13)

$$L_{\text{осн}} = (0,5 \cdot 5,201 \cdot 2 - 0,5^2 \cdot 11,72) \cdot 10^{-7} = 2,271 \cdot 10^{-7} \text{ Гн.}$$

Аналогично при делении на две части внутренней обмотки (рис. 6, в)

$$L_{\text{осн}13} = L_{\text{осн}23} = 4,481 \cdot 10^{-7} \text{ Гн;}$$

$$L_{\text{осн}12} = 8,842 \cdot 10^{-7} \text{ Гн;}$$

$$L_{\text{осн}} = (0,5 \cdot 4,481 \cdot 2 - 0,5^2 \cdot 8,842) \cdot 10^{-7} = 2,271 \cdot 10^{-7} \text{ Гн.}$$

Таким образом, в рассмотренных случаях деления равномерных обмоток на зоны получен один и тот же результат – индуктивность неразделённой обмотки $2,271 \cdot 10^{-7}$ Гн.

Расчёты показали, что и при учёте влияния магнитопровода результат также не зависит от деления обмоток на зоны.

Для расчёта индуктивности рассеяния обмоток, содержащих параллельные ветви, следует:

1) определить индуктивности рассеяния для всех сочетаний параллельных ветвей, как для самостоятельных обмоток;

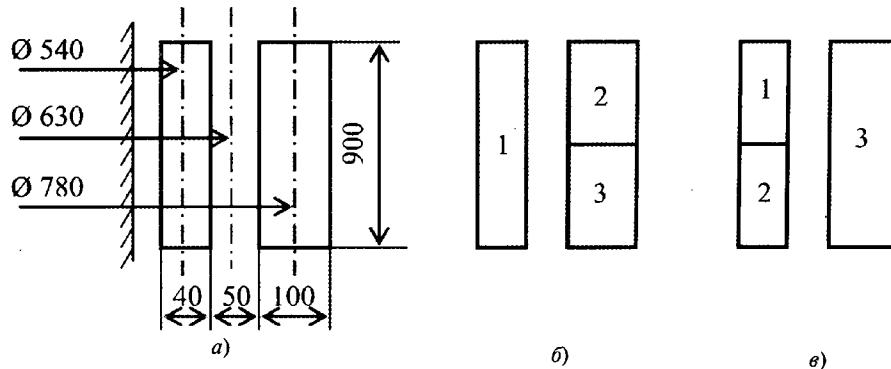


Рис. 6. Размеры и расположение обмоток и их зон в примере расчёта

2) по соответствующему алгоритму, например, по алгоритму, приведённому в [3], найти распределение тока между всеми ветвями;

3) определить относительные значения НС в каждой ветви;

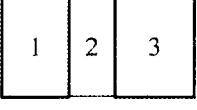
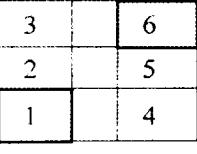
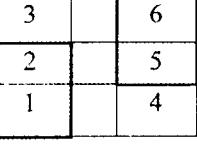
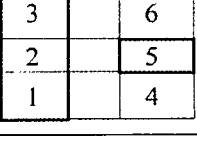
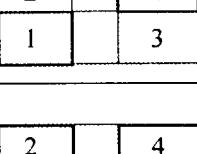
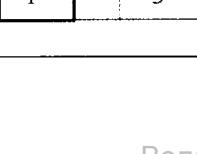
4) определить индуктивность рассеяния обмоток в целом, подставляя в (13) $iw_i * iw_j *$ вместо $w_i * w_j *$.

Расчёты средний диаметр витка двух обмоток во всех случаях может быть определён в качестве справочного значения по формуле

$$D_{\text{расч}} = \frac{1}{\pi} \frac{L_{\text{осн}}}{L_{0\text{осн}}}.$$
 (14)

В связи с тем, что определение с.г.р. связано с выполнением большого объёма громоздких расчётов, для практической реализации изложенной методики необходима соответствующая компьютерная программа.

Приложение

Номер схемы	Схема обмоток (зон обмоток)	Вид формулы $F(i \times j)$
1		$F(1 \times 3) = \frac{1}{2} [F(1,2,3) + F(2) - F(1,2) - F(2,3)]$
2		$F(1 \times 6) = \frac{1}{2} [F(1,2,3,4,5,6) + F(2 \times 5) - F(1,2 \times 4,5) - F(2,3 \times 5,6)]$
3		$F(1,2 \times 5,6) = \frac{1}{2} [F(1,2,3 \times 4,5,6) + F(2 \times 5) - F(1 \times 4) - F(3 \times 6)]$
4		$F(1,2,3 \times 5) = \frac{1}{2} [F(1,2 \times 4,5) + F(2,3 \times 5,6) - F(1 \times 4) - F(3 \times 6)]$
5		$F(1 \times 4) = \frac{1}{2} [F(1,2 \times 3,4) - F(1,3) - F(2 \times 4)]$
6		$F(1,2 \times 4) = \frac{1}{2} [F(1,2 \times 3,4) + F(2 \times 4) - F(1 \times 3)]$

Выводы

1. Получены новые формулы расчёта индуктивности рассеяния обмоток трансформаторов, основанные на методе с.г.р.

2. Использована рабочая модель методики Г.Н. Петрова, при этом из исходных данных исключена средняя длина витка двух обмоток, так как до начала расчёта она неизвестна.

3. Вывод новых формул выполнен как теоретический и основан на очевидных утверждениях, что позволяет считать полученные формулы точными в рамках общепринятых для данной методики допущений. Для вывода использовалась точная формула с.г.р. для прямоугольных сечений [4].

4. Для новых формул предложена компактная и удобная форма записи.

5. Фактическая точность новых формул, как и во всех подобных случаях, может быть оценена только сопоставлением результатов расчёта с опытными данными. Для этого необходимо, чтобы предлагаемая методика определения индуктивности рассеяния обмоток была реализована соответствующей компьютерной программой.

Список литературы

- Петров Г.Н. К расчёту рассеяния трансформатора // Электричество. 1935. № 15.
- Петров Г.Н. К теории расчёта индуктивности рассеяния трансформатора // Электричество. 1948. № 3.
- Петров Г.Н. Трансформаторы. М.-Л.: Энергоиздат, 1934.
- Калантаров П.А., Цейтлин Л.А. Расчёт индуктивностей. Л.: Энергоатомиздат, 1986.
- Рихтер Р. Электрические машины. Т.3. М.-Л.: Главная редакция энергетической литературы, 1935.
- Лейтес Л.В., Пинцов А.М. Схемы замещения многообмоточных трансформаторов. М.: Энергия, 1974.
- Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчёта трансформаторов. Л.: Энергия, 1970.
- Кантор В.В. К расчёту индуктивности рассеяния обмоток трансформаторов // Электротехника. 2009. № 4.
- Горбач А.Л. Электромагнитный расчёт обмоток трансформаторов и реакторов. Киев: Техника, 1968.
- Лейтес Л.В. Электромагнитные расчёты трансформаторов и реакторов. М.: Энергия, 1981.

Кантор Владимир Вениаминович – инженер. Окончил энергетический факультет Самарского политехнического института по специальности «Электрические сети и системы» в 1956 г. С 1956 по 2001 гг. работал инженером на предприятиях по ремонту электрооборудования электрических станций и подстанций в г. Екатеринбурге и в г. Ростове-на-Дону, занимался ремонтом и расчёто-конструкторскими работами по модернизации трансформаторов.

Моделирование явнополюсного тормоза с полым немагнитным ротором

ПОТАПОВ Л.А., БАБАК С.Ю.

Получены аналитические выражения для электромагнитного момента явнополюсного тормоза с полым немагнитным ротором. Проведено сравнение механических характеристик, полученных на основе МКЭ и аналитических зависимостей. Исследовано влияние конструктивных факторов на значение момента и форму механических характеристик.

Ключевые слова: явнополюсный тормоз, полый немагнитный ротор, электромагнитный момент, механическая характеристика.

При испытаниях электродвигателей малой мощности применяют в качестве нагрузочно-измерительного устройства электромагнитный тормоз-моментомер с полым цилиндрическим или дисковым немагнитным ротором. Этот ротор закрепляют на валу испытуемого двигателя и при испытаниях вводят в рабочий зазор тормоза. Конструктивно тормоз обычно выполнен в виде нескольких электромагнитов, закреплённых балансирно с маятниковым измерителем момента [1].

Применение ферромагнитного ротора из-за возникновения сил притяжения требует закрепления этого ротора на подшипниках внутри тормоза, а испытуемый двигатель должен быть соченён с ротором тормоза с помощью муфты. Это усложняет конструкцию нагрузочного устройства и приводит к возникновению пульсаций тормозного момента из-за возникающей несоосности испытуемого двигателя и ротора тормоза.

На рис. 1,а представлен схематично один из вариантов расположения полого ротора в рабочем зазоре электромагнита. Магнитный поток каждого электромагнита-индуктора локализован, в основном, в рабочем зазоре и не связан с магнитными потоками соседних электромагнитов. Это позволяет считать распределение магнитной индукции вдоль окружности ротора в виде прямоугольных импульсов (рис. 1,б.).

Analytical expressions for the electromagnetic torque salient-pole brake with a drug-cup inmagnetic rotor are received. Comparison of the torque-speed characteristics received on the basis of FEM and analytical dependences is spent. It is investigated influence of efficiency factors on size of the torque and the form of torque-speed characteristics.

Key words: salient-pole brake, drug-cup inmagnetic rotor, electromagnetic torque, torque-speed characteristic.

Исследованию неявнополюсных тормозов, выполненных, например, на базе статора асинхронного двигателя, посвящено много работ [2, 3 и др.], а явнополюсный электромагнитный тормоз исследован недостаточно.

Рассмотрим сначала упрощённую модель явнополюсного тормоза, не учитывающую вылетов ротора за пределы полюсов электромагнита-индуктора. Для этого развернём ротор на плоскости и представим его в виде бесконечной полосы, движущейся в знакопеременном магнитном поле. При определении тормозной силы из этой полосы вырежем отрезок длиной, равной длине ротора, и шириной, равной длине окружности ротора. Умножая эту силу на радиус ротора можно определить тормозной момент.

Из-за малой толщины полого ротора и, соответственно, движущейся полосы можно считать, что плотность тока ротора не изменяется

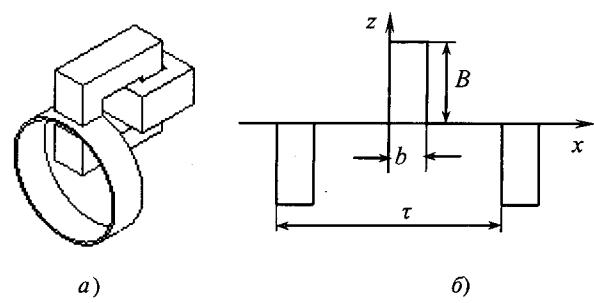


Рис. 1. Схема расположения полого ротора в рабочем зазоре электромагнита (а), распределение магнитной индукции вдоль окружности ротора в виде прямоугольных импульсов (б)

по толщине и имеет только y -составляющую, а магнитная индукция — только z -составляющую.

Несинусоидальное распределение магнитной индукции заменим суммой синусоид (ряд Фурье):

$$B_1(x) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4B}{\pi k} \sin \frac{kab}{2} \cos kax = \sum_{k=1}^{\infty} B_{mk} \cos kax, \quad (1)$$

где $k = 2n_* - 1$; $n_* = 1, 2, 3, 4, \dots$; $B_{mk} = \frac{4B}{\pi k} \sin \frac{kab}{2}$; $\alpha = \frac{p}{r}$;

r — радиус ротора; p — число пар полюсов.

При движении токопроводящей полосы в магнитном поле, определяемой k -й гармоникой магнитной индукции

$$B_k = B_{mk} \sin kax,$$

в ней наводится ток плотностью

$$\bar{J}_k = \gamma \bar{E}_k = \gamma(-\text{grad}\varphi + [\bar{v} + \bar{B}_k])$$

и создаётся вторичное магнитное поле, напряжённость которого связана с плотностью тока уравнением

$$\text{rot} \bar{H}_{2k} = \bar{J}_k.$$

Вторичное магнитное поле накладывается на первичное, искажая его. Чтобы исключить влияние $\text{grad}\varphi$, определим

$$\text{rot} \text{rot} \bar{H}_{2k} = \text{rot} \bar{J}_k = \gamma \text{rot} [\bar{v} + \bar{B}_k] \text{ или}$$

$$-\frac{\partial^2 H_{2k}}{\partial x^2} = -\gamma v \frac{(B_{1x} + \mu_0 H_{2k})}{\partial x}.$$

Заменяя синусоидальные величины их комплексными изображениями, получаем:

$$B_{1k} = B_{mk} \sin kax \rightarrow \dot{B}_{1k} e^{jakx};$$

$$-k^2 \alpha^2 \dot{H}_{2k} = \gamma v (jak \dot{B}_{1k} + jka \mu_0 \dot{H}_{2k})$$

$$\text{или } \dot{H}_{2k} = \frac{-j\varepsilon_k \dot{B}_{1k}}{\mu_0(1+j\varepsilon_k)}, \text{ где } \varepsilon_k = \frac{\mu_0 \gamma v}{ka}.$$

$$\text{Поскольку } J_k = \text{rot} H_{2k} = -\frac{\partial H_{2k}}{\partial x} \text{ или}$$

$$j_k = -ja_k \dot{H}_{2k} = -\frac{\alpha_k \varepsilon_k \dot{B}_{1k}}{\mu_0(1+j\varepsilon_k)}, \text{ где } \alpha_k = ka, \text{ то силу}$$

торможения k -й гармоники определим, интегрируя произведение магнитной индукции и плотности тока по объёму, равному объёму ротора:

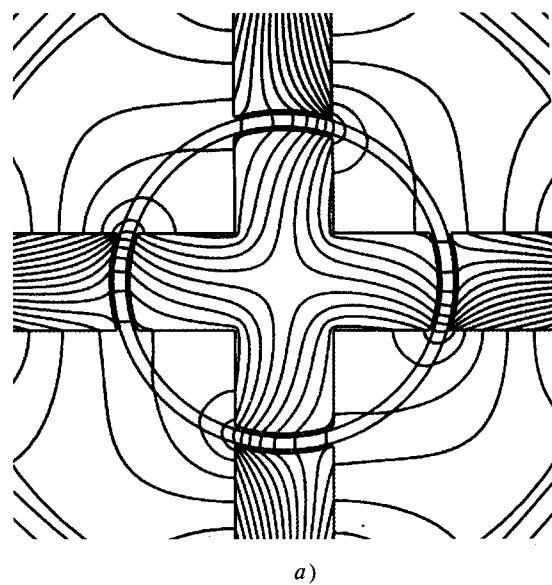
$$F_k = \int_0^{2\pi r} a l \text{Re}[\dot{B}_{1k} \dot{J}_k^*] = -2\pi al \frac{\alpha_k \varepsilon_k B_{1k}^2}{\mu_0(1+\varepsilon_k^2)}.$$

Знак «минус» в формуле показывает, что сила торможения направлена в сторону, противоположную частоте вращения. Электромагнитный момент тормоза определим, умножив F_k на радиус ротора r , и суммируя все гармоники.

$$M = r \sum_{n=1}^{\infty} F_k = -2\pi r^2 al \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\alpha_k \varepsilon_k B_{1k}}{\mu_0(1+\varepsilon_k^2)} \right]. \quad (2)$$

После подстановки значений ε_k и α_k получим:

$$M = -2\pi r^2 al \sum_{n=1}^{15} \left[\frac{\gamma r \Omega \left[\frac{4B}{\pi(2n-1)} \sin \left[\frac{pb}{2r}(2n-1) \right] \right]^2}{1 + \left[\frac{\mu_0 \gamma r^2 \Omega}{p(2n-1)} \right]} \right]. \quad (3)$$



a)

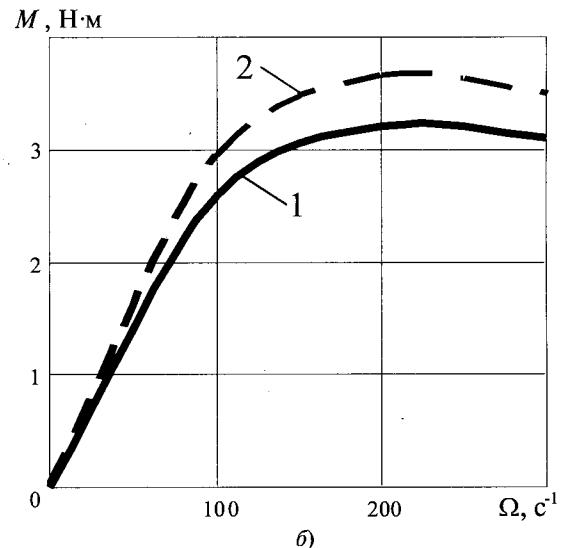


Рис. 2. 2D-модель электромагнитного тормоза (а) и его механические характеристики (б)

Следует отметить, что вместо бесконечного числа гармоник в формуле (2) достаточно взять 15 гармоник, так как дальнейшее их увеличение практически не сказывается на значении момента и форме механической характеристики.

Пользуясь формулой (3), можно получить механическую характеристику электромагнитного тормоза (рис. 2,б), например, имеющего следующие параметры: $r = 0,024$ м, $l = 0,1$ м, $a = 0,002$ м, $b = 0,015$ м, $\gamma = 2,6 \cdot 10^7$ См/м, $p = 2$, $B = 0,4$ Тл.

Формула (2) получена для упрощённой модели электромагнитного тормоза, не учитывая влияние вылетов ротора за пределы полюсов и индуктора (краевой эффект). Аналогичную модель тормоза (2D-модель) можно получить, используя современные пакеты программ для компьютера.

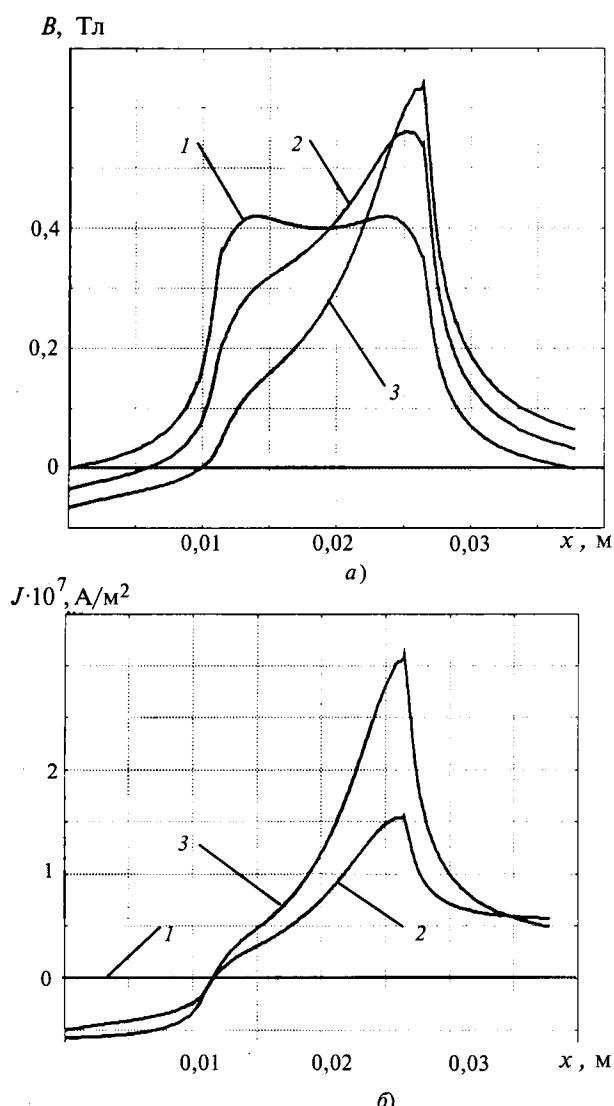


Рис. 3. Распределение магнитной индукции в зазоре тормоза (а) и плотности токов в роторе (б) при изменении частоты вращения ротора

С помощью программного комплекта COMSOL Multiphysics получена 2D-модель электромагнитного тормоза (рис. 2,а), имеющего указанные выше параметры. Эта модель позволяет увидеть распределение магнитных потоков в тормозе и плотности токов в роторе. С её помощью получена механическая характеристика тормоза (рис. 2,б, кривая 1), которая совпала по форме с механической характеристикой, полученной по формуле (3), но оказалась несколько ниже её. Это уменьшение момента можно объяснить тем, что распределение магнитной индукции под полюсом индуктора для неподвижного ротора ($n=0$ об/мин) имеет не прямоугольную форму (рис. 3,а).

Если уменьшить число гармоник до трёх ($n_* = 3$), то распределение магнитной индукции под полюсом индуктора тоже будет иметь не прямоугольную форму (углы скругляются), а механические характеристики при этом практически совпадут.

Полученная модель тормоза позволяет также увидеть процесс изменения магнитной индукции в зазоре и плотности токов в роторе при изменении частоты вращения ротора (рис. 3). На рис.3: 1— $n=500$ об/мин; 2— $n=1000$ об/мин; 3— $n=1500$ об/мин; 4— $n=2000$ об/мин; 0— $n=0$ об/мин.

Анализ графиков на рис. 3 показывает, что по мере приближения к критической частоте вращения наблюдается всё большая деформация кривых распределения тока и индукции. Вместо прямоугольных импульсов (рис. 1,б) получаются несимметричные импульсы, более широкие у основания, но заострённые у вершин.

Интересную особенность выявляет численное моделирование тормоза с полым ротором.

Сравнение графиков распределения тангенциальной составляющей напряжённости магнитного поля (рис. 4) показывает, что, несмотря на малую толщину ротора, значение и форма распределения тангенциальной составляющей напряжённости магнитного поля H_t на внутренней и на внешней поверхности полого ротора значительно отличаются, хотя нормальная составляющая магнитной индукции практически не изменяется. Это приводит к тому, что силы, действующие на эти поверхности различны. Поэтому при определении тормозных моментов с помощью тензора напряжения Максвелла необходимо суммировать моменты, вычисленные для внутренней и

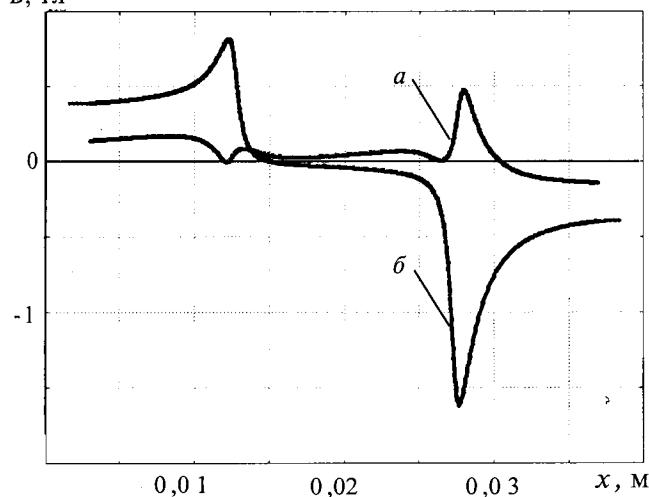
$H_t \cdot 10^5$, А/м B , Тл

Рис. 4. Распределения тангенциальной составляющей напряжённости магнитного поля на внутренней (а) и внешней (б) поверхности полого ротора

внешней поверхностей полого ротора. Сумма этих моментов оказывается равна тормозному моменту, определяемому через интеграл от произведения плотности тока ротора на магнитную индукцию по всему объёму полого ротора.

Для учёта влияния вылетов ротора за пределы полюсов индуктора можно использовать поправочный коэффициент $k_{k.e}$, учитывающий краевой эффект. В [2] получены формулы для определения $k_{k.e}$ при симметричных и несимметричных вылетах ротора и синусоидальном распределении магнитной индукции вдоль окружности ротора. Эти формулы могут быть применены для каждой гармоники в формуле тормозного момента (2) с учётом того, что в них вместо ϵ нужно поставить ϵ_k , вместо $\alpha - \alpha_k$, вместо $\lambda - \lambda_k = \sqrt{\alpha_k^2(1+j\epsilon_k)}$, т.е. для тормоза с симметричными вылетами ротора

$$k_{k.ek} = \operatorname{Re} \left\{ (1-j\epsilon_k) \left(1 - \frac{1}{\lambda_k h (\operatorname{cth} \lambda_k h + \frac{\lambda_k}{\alpha_k} \operatorname{th} \alpha_k (d-h))} \right) \right\}, \quad (4)$$

где $2d = l$ – длина ротора; $2h = l_p$ – длина полюса индуктора.

Тогда уравнение электромагнитного момента явнополюсного тормоза с учётом влияния вылетов ротора за пределы статора будет иметь следующий вид:

$$M = -2\pi r^2 al \sum_{n=1}^3 \frac{\gamma r \Omega k_{k.ek} \left[\frac{4B}{\pi(2n-1)} \sin \left[\frac{pb}{2r} (2n-1) \right] \right]^2}{1 + \left[\frac{\mu_0 \gamma r^2 \Omega}{p(2n-1)} \right]^2} \quad (5)$$

Исследуя влияние различных параметров на значение коэффициента $k_{k.ek}$ при симметричных вылетах ротора, можно упростить уравнение (4). При $l/\tau > 1$ (обычно это часто выполняется)

$$k_{k.ek} = 1 - 1,8r/p + 0,3 \frac{\epsilon_k}{p}.$$

Уравнения (2) и (5) позволяют анализировать влияние различных конструктивных факторов на значение электромагнитного момента и форму механической характеристики. Так, увеличение числа пар полюсов p и ширины полюсов b приводят к росту максимального момента и критической частоты вращения (при которой момент достигает максимального значения), а увеличение толщины и электропроводности материала ротора проводят к уменьшению критической частоты вращения, практически не изменяя значения M_{max} . Увеличение радиуса ротора вызывает увеличение максимального момента и смещение его в область меньших частот вращения. В отличие от неявнополюсных тормозов, у которых электромагнитный момент достигает максимального значения при $\epsilon_{kp} = 1 \div 1,3$, у явнополюсных тормозов критическое значение магнитного числа Рейнольдса $\epsilon_{kp} = 1,5 \div 4$. При этом, чем меньше отношение ширины полюса к полюсному делению b/τ , тем больше ϵ_{kp} .

Проведённое сравнение 2D-моделей тормозов, полученных на основе МКЭ, и аналитических зависимостей показало приемлемое совпадение их механических характеристик, несмотря на сложные зависимости от частоты вращения токов в роторе и магнитных индукций в зазоре. Полученные формулы (2), (3), (5) для определения электромагнитного момента явнополюсного тормоза имеют сравнительно простой вид и позволяют провести анализ влияния конструктивных параметров на значение электромагнитного момента и на форму механической характеристики. Это позволяет применить их при расчётах и проектировании различных нагрузочных устройств.

Список литературы

1. Потапов Л.А., Юферов Ф.М. Измерение вращающих моментов и скоростей вращения микроэлектродвигателей. М.: Энергия, 1974.
2. Потапов Л.А. Математические модели электромеханических устройств с полыми немагнитными роторами для установившихся и переходных режимов работы. // Изв. вузов. Электромеханика. 1987. №4. С.24–34.
3. Потапов Л.А., Симонов И.Л. Применение магнитного числа Рейнольдса для анализа механических характеристик нагрузочно-измерительных устройств с полыми немагнитными роторами // Электричество. 2007. №6. С. 41–44.

Потапов Леонид Алексеевич – заведующий кафедрой «Промышленная электроника и электротехника»

Брянского ГТУ, доктор техн. наук, проф., чл.-кор. РАЕН. Окончил механико-технологический факультет Брянского института транспортного машиностроения в 1961 г. Защитил кандидатскую диссертацию в Воронежском политехническом институте по теме «Исследование нагруженно-измерительных устройств для испытания микроэлектродвигателей» в 1970 г., докторскую – в МЭИ по теме «Разработка электромеханических устройств для испытания электродвигателей малой мощности» в 1989 г.

Бабак Сергей Юрьевич – старший преподаватель кафедры «Промышленная электроника и электротехника» Брянского ГТУ. Окончил факультет электроники и энергетики Ставропольского политехнического института в 1993 г.

Влияние геометрии и обмоточных данных на перенапряжения в асинхронных двигателях, работающих от ШИМ-преобразователей

БЕЛАССЕЛ МОХАНД-ТАХАР, БЕСПАЛОВ В.Я.

Проведено исследование влияния числа параллельных ветвей обмотки, толщины листов электротехнической стали в магнитной системе и воздушного зазора на перенапряжения в асинхронных двигателях, работающих от ШИМ-преобразователей. Представлена математическая модель и результаты моделирования волновых процессов в многовитковой всыпной обмотке асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, ШИМ-преобразователь, волновые процессы, перенапряжение, волновые параметры.

В настоящее время широко применяются частотно-регулируемые электроприводы на базе асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором и преобразователей частоты (ПЧ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) напряжения. Такое питание АД вызывает волновые явления и перенапряжения в их обмотках. Эти перенапряжения особенно опасны для системы изоляции всыпных обмоток АД. Кроме того, при быстром нарастании напряженности электрического поля на фронте волны в изоляциях машин возникают заметные диэлектрические потери. Эти явления приводят к снижению срока службы АД. Один из способов борьбы с этим – модификация конструкций АД. Поэтому цель данной работы

Influence of geometry and winding data on the overvoltages in induction motors fed by PWM frequency converters. The subject of this study is an influence of the winding parallel branches, core lamination thickness and air gap size on overvoltages in induction motors caused by PWM frequency converters impulses. Mathematical model and simulation results of surges in a cage induction motor winding coils are represented.

Key words: induction motor, PWM converter, overvoltages, surges parameters.

изучение влияния числа параллельных ветвей обмотки, толщины листов электротехнической стали δ_{ct} в магнитной системе и значения воздушного зазора δ_b на перенапряжения во всыпной обмотке АД, работающих от ШИМ-преобразователей.

Исследования проводились на двигателе, который выпускается фирмой «ELECTRO-INDUSTRIES», Azazga, Algerie (АЛЖИР), со следующими основными данными: номинальная мощность $P_2 = 3$ кВт; номинальное напряжение $U = 380/660$ В; число полюсов $2p = 4$; число фаз $m = 3$; число пазов статора $Z = 36$. Обмотка статора двигателя – однослойная концентрическая. Данная машина реализована с числом параллельных ветвей $a=1$, толщина

Таблица 1

Варианты машин			C_K , пФ	K_K , пФ	C_B , пФ	C_{BX} , пФ	C_{BX}/C_Φ , %
a	δ_{CT} , мм	δ_B , мм	Для параллельных ветвей				
Для листов стали в магнитной системе							
1	0,5	0,4	1085	10,44	6899	577,7	8,35
2	0,5	0,4	1085	5,173	689,9	573,3	8,35
Для воздушного зазора							
1	0,5	0,4	1085	10,44	6899	577,7	8,35
1	0,5	0,8	1085	10,44	6899	577,7	8,35
1	0,5	1,0	1085	10,44	6899	577,7	8,35

Таблица 2

Варианты машин			G_K , 1/Ом	R_K , Ом	L_K , мкГн
a	δ_{CT} , мм	δ_B , мм	Для параллельных ветвей		
Для листов стали в магнитной системе					
1	0,5	0,4	$3,25 \cdot 10^{-5}$	173,92	1250
2	0,5	0,4	$3,25 \cdot 10^{-5}$	347,616	2499
Для воздушного зазора					
1	0,5	0,8	$3,25 \cdot 10^{-5}$	118,38	1110
1	0,5	1,0	$3,25 \cdot 10^{-5}$	99,43	1040

листов магнитной системы $\delta_{CT} = 0,5$ мм, воздушный зазор $\delta = 0,4$ мм.

Расчёт волновых параметров [1–5]

Расчёт волновых параметров является первым этапом решения задачи. Он базируется на известной схеме замещения (рис. 1,*a*). Результаты расчёта ёмкостных параметров приведены в табл. 1, где: C_K – поперечная ёмкость катушки; K_K – продольная ёмкость катушки; C_Φ – ёмкость одной фазы обмотки статора относительно корпуса; C_{BX} – входная ёмкость фазы.

В табл. 2 представлены результаты расчёта активной проводимости катушки G_K , эквивалентной электрическим потерям в корпусной изоляции; индуктивности катушки L_K , соответствующей её полному потокосцеплению, и активного сопротивления катушки R_K , равного

сумме эквивалентного сопротивления, обусловленного магнитными потерями в машине, и активного сопротивления проводов обмотки с учётом поверхностного эффекта при частоте 200 кГц.

Расчёт перенапряжений [1–7]

Расчёт проводился для перенапряжений относительно корпуса (напряжения выводов катушки относительно земли) и межсекционных напряжений для АД с многовитковыми всыпными обмотками с использованием схемы рис. 1,*b*. Мы ограничимся рассмотрением криевых перенапряжений, построенных в функции номера секций, так как они представляют наибольший практический интерес.

Распределение напряжений в рассматриваемой схеме описывается уравнением в частных производных гиперболического типа [1–5]:

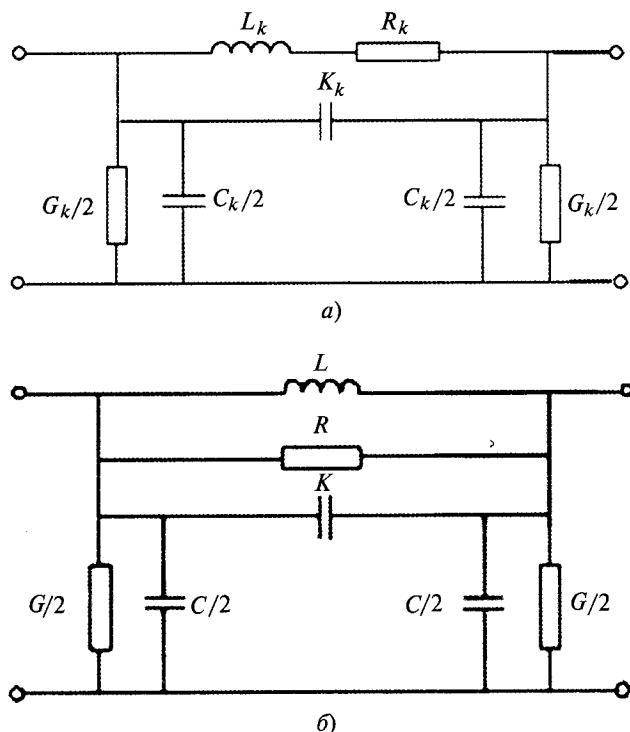


Рис. 1. Схема замещения одной катушки обмотки статора АД с включением L_k и R_k : а – последовательно; б – параллельно

$$K \frac{\partial^4 u(x,t)}{\partial x^2 \partial t^2} + \frac{1}{R} \frac{\partial^3 u(x,t)}{\partial x^2 \partial t} + \frac{1}{L} \frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial x^2} - C \frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial t^2} - G \frac{\partial u(x,t)}{\partial t} = 0. \quad (1)$$

В (1) координата x непрерывно изменяется в пределах $0 \leq x \leq l$, где l – длина проводников параллельной ветви фазы обмотки. Условно принимаем за положительное направление изменения координаты x , противоположное движению падающей волны, т. е. от конца обмотки ($x=0$) к её началу ($x=l$).

Все параметры, входящие в уравнение (1), даны для единицы длины обмоточного провода [1, 2].

Уравнение было решено методом Фурье с учётом зависимости параметров R , L и G от частоты. Для этого предварительно были заданы начальные и граничные условия: на обмотку падает волна напряжения, характеризуемая уравнением:

$$u_{\text{имп}}(t) = U(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \text{ при } t > 0, \quad (2)$$

где U – амплитуда импульса, равная 10 В; α и β – заданные постоянные, определяющие длительность фронта $e^{-\alpha t}$ и спада импульса $e^{-\beta t}$, для исследуемой машины $\alpha = 1,2 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$, $\beta = 2 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$.

Начальные условия считаются нулевыми, конец обмотки изолирован, граничные усло-

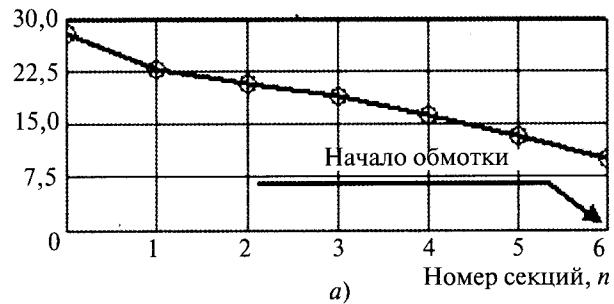
вия следующие: для начала обмотки $U(l,t) = u_{\text{имп}}(t)$; для конца обмотки ($x=0$)

$$\frac{\partial u(0,t)}{\partial x} = 0. \quad (3)$$

Результаты моделирования для исследуемой машины представлены на рис. 2–7. Они показали что напряжение относительно корпуса при $a=1$ на 7,7% больше, чем при $a=2$, а его среднее значение на секции при $a=1$ на 8,55% больше, чем при $a=2$ (рис. 2). Первый пик напряжение относительно корпуса для $\delta_{ct}=0,28$ мм на 10,8% превышает напряжение при $\delta_{ct}=1$ мм, а его среднее значение на секции не значительно больше (рис. 3). Как показывают расчёты, значения пиков напряжения возрастают при уменьшении толщины электротехнической стали. Воздушный зазор практически не оказывает влияния на напряжение относительно корпуса (рис. 4). Среднее значение положительных напряжений на секциях при $a=2$ на 7% превышает напряжение при $a=1$, а для отрицательных напряжений оно на 42% больше (рис. 5).

При переходе от $\delta_{ct}=0,28$ к $\delta_{ct}=1$ мм среднее значение положительных и отрицательных напряжений на секциях соответственно уменьшаются на 70 и 29% (рис. 6). При переходе от $\delta_b=0,4$ к $\delta_b=1$ мм средние значения положительных и отрицательных напряжений на секциях увеличиваются больше, чем на 5 и 10%, соответственно (рис. 7).

Напряжение, В



Напряжение, В

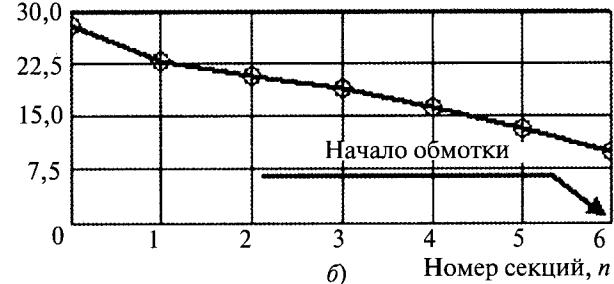


Рис. 2. Зависимость максимальных напряжений относительно корпуса от номера секций: а – при $a=1$ (базисная машина); б – при $a=2$

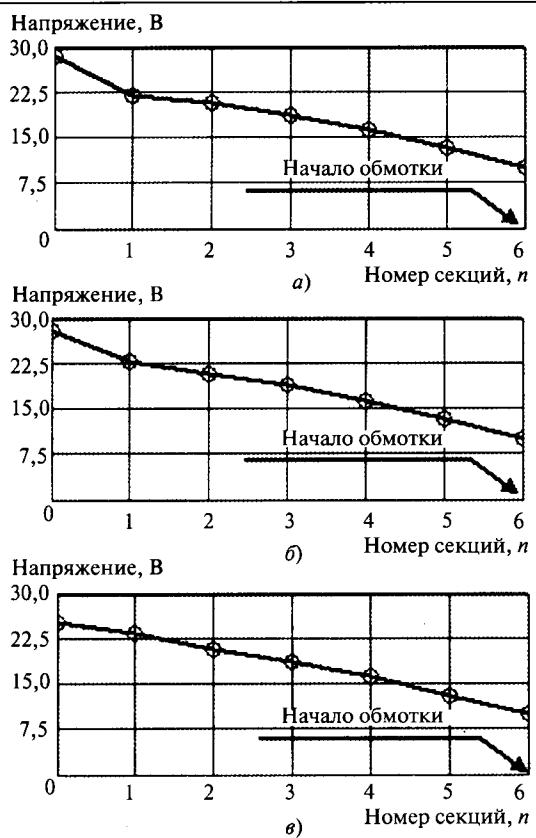


Рис. 3. Зависимость максимальных напряжений относительно корпуса от номера секций при: а – $\delta_{ct} = 0,28$ мм; б – $\delta_{ct} = 0,5$ мм (базисная машина); в – $\delta_{ct} = 1$ мм

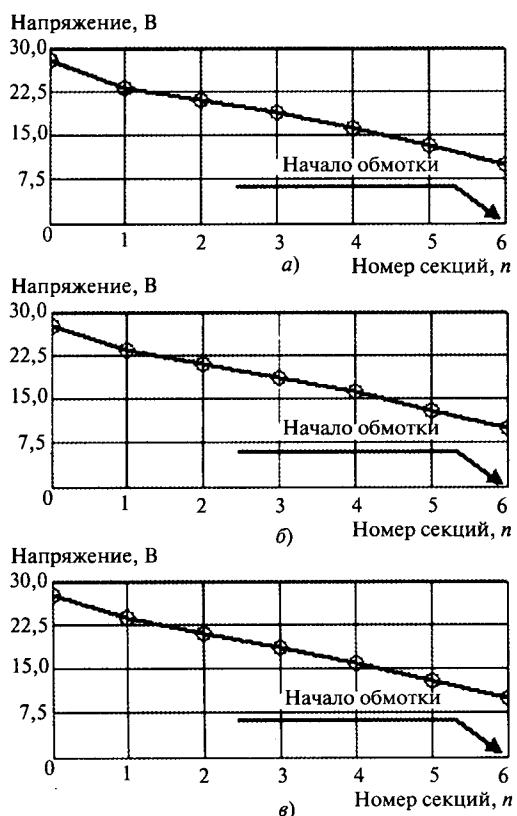


Рис. 4. Зависимость максимальных напряжений относительно корпуса от номера секций при: а – $\delta_b = 1$ мм; б – $\delta_b = 0,8$ мм; в – $\delta_b = 0,4$ мм (базисная машина)

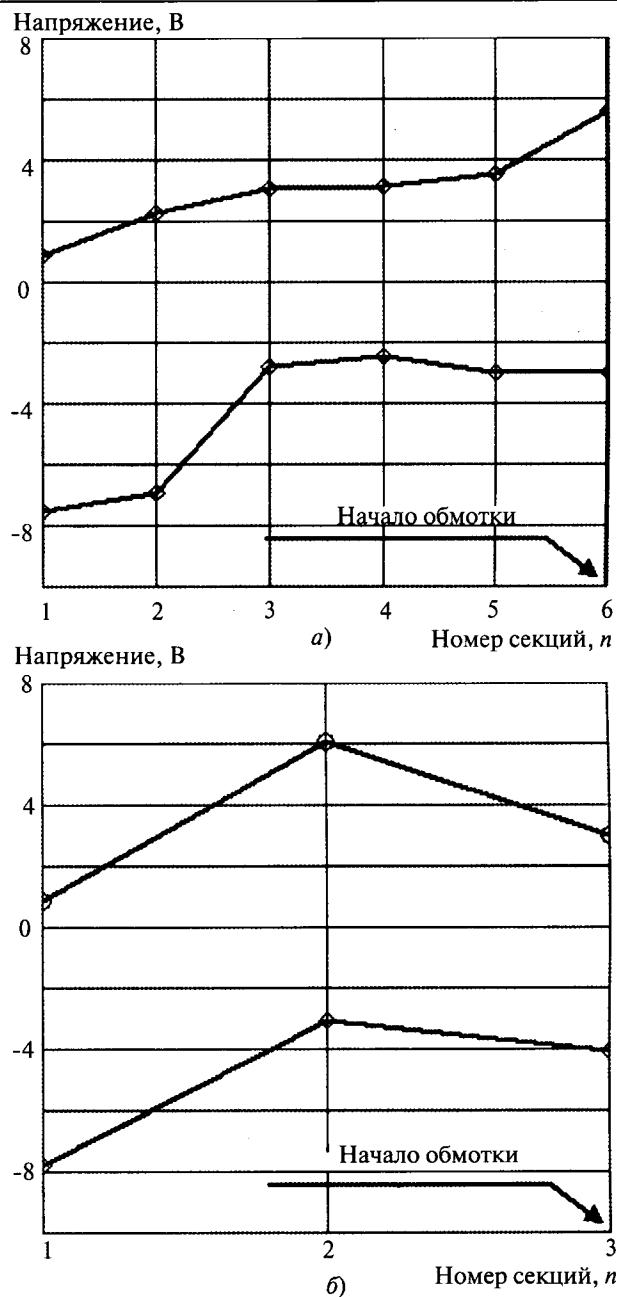


Рис. 5. Значения максимальных положительных и отрицательных напряжений на секциях обмотки при: а – $a = 1$ (базисная машина); б – $a = 2$

Выводы

1. Обмотки АД, питаемых от ШИМ-преобразователей, целесообразно выполнять с минимальным числом параллельных ветвей, так как в этом случае межвитковая изоляция будет работать в более благоприятных условиях.

2. Толщину листов электротехнической стали с точки зрения перенапряжений в обмотке можно взять больше обычно рекомендуемой, но следует иметь в виду, что это приведёт к некоторому увеличению потерь на вихревые токи.

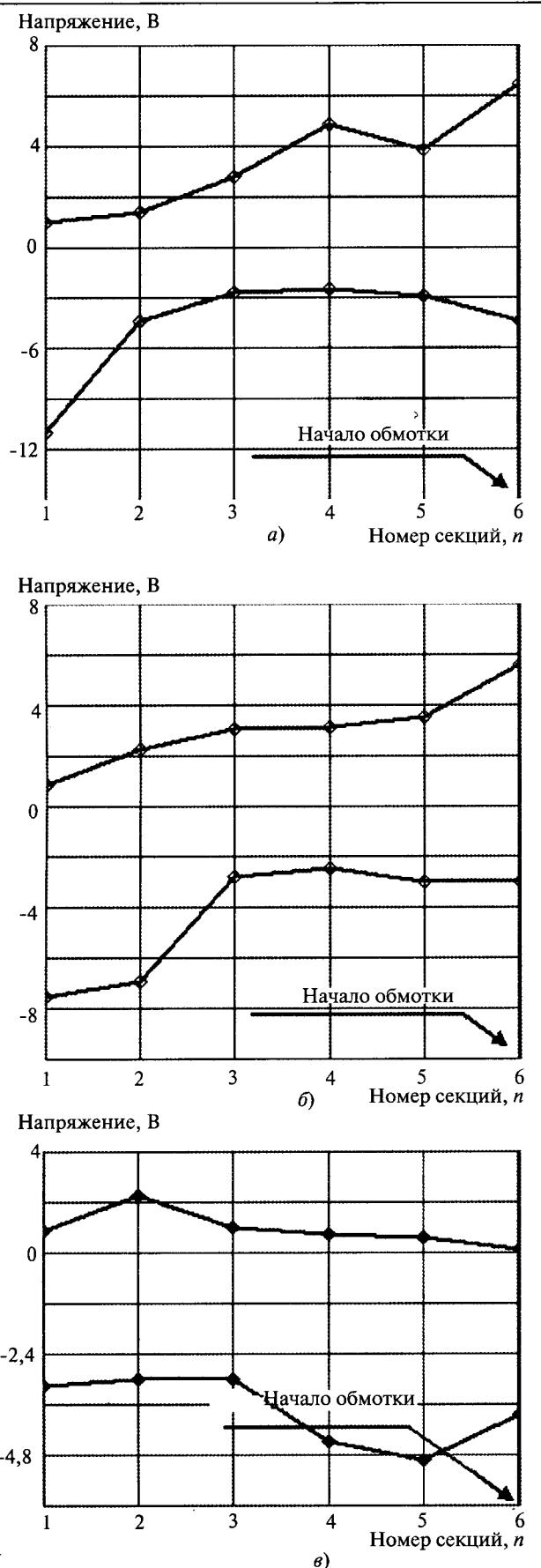


Рис. 6. Значения максимальных положительных и отрицательных напряжений на секциях обмотки при: а – $\delta_{ст} = 0,28$ мм; б – $\delta_{ст} = 0,5$ мм (базисная машина); в – $\delta_{ст} = 1$ мм

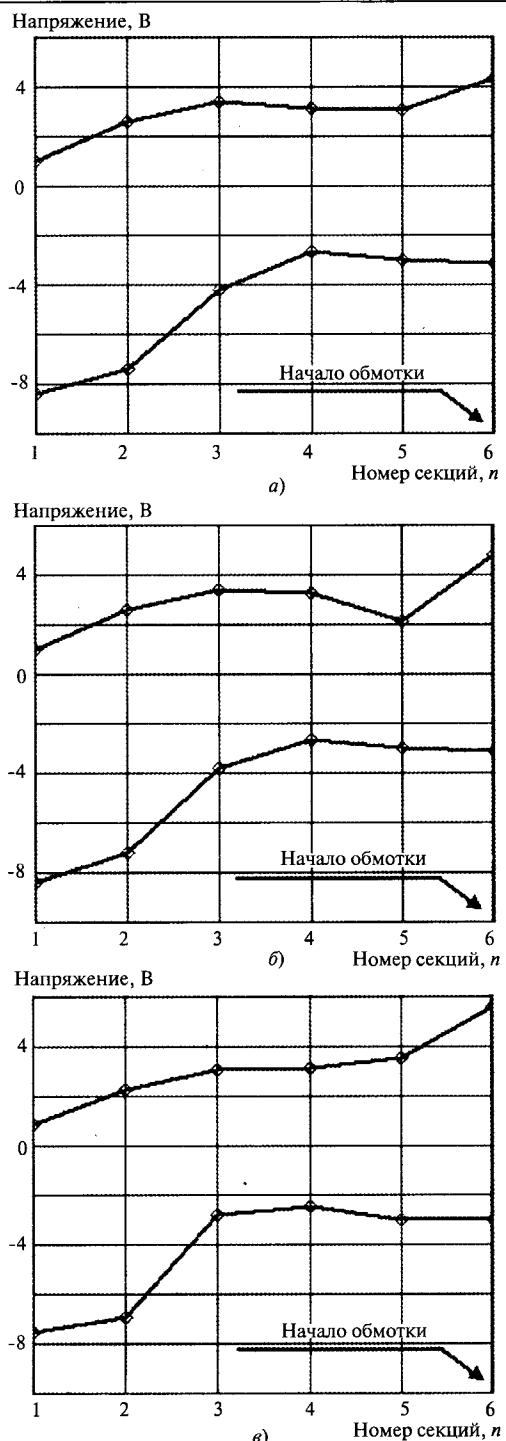


Рис. 7. Значения максимальных положительных и отрицательных напряжений на секциях обмотки при: а – $\delta_{в} = 1$ мм; б – $\delta_{в} = 0,8$ мм; в – $\delta_{в} = 0,4$ мм (базисная машина)

3. Главный воздушный зазор между статором и ротором АД следует выбирать минимально возможным.

Список литературы

- Белассел Моханд-Тахар, Беспалов В.Я. Волновые параметры и межвитковые перенапряжения в многовитковой вспыльной обмотке асинхронного двигателя, питаемого от ШИМ-преобразователя //Электротехника. 2008. № 7. С. 14.

2. Белассел Моханд-Тахар, Беспалов В.Я. Волновые параметры и перенапряжения в различных типах обмоток асинхронных двигателей, питаемых от ШИМ-преобразователей // Электротехника. 2006. № 3. С.56.

3. Белассел Моханд-Тахар, Беспалов В.Я., Бухемис Шетат. Ёмкостные параметры и перенапряжения в обмотке асинхронного двигателя, питаемого от ШИМ-преобразователя // Электротехника. 2005. № 1. С. 44.

4. Каганов З.Г. Волновые напряжения в электрических машинах. М.: Энергия, 1970. С.208.

5. Каганов З.Г. Электрические цепи с распределенными параметрами и цепные схемы. М.: Энергоатомиздат, 1990. С.248.

6. Ватаев А.С. Высокочастотные электромагнитные процессы и перенапряжения в частотно-регулируемых асинхронных электродвигателях с короткозамкнутым ротором. Автореф. дис... канд. техн. наук. Санкт-Петербургский гос. политехн. университет., 2009.

7. Воронцов А.Г., Доан Ань Тuan., Косякин Ю.Г., Пронин М.В. Высокочастотные электромагнитные процессы в электрических машинах при широтно-импульсной модуляции напряжения // Электротехника. 2008. № 3. С. 36.

Белассел Моханд-Тахар – сотрудник Департамента «Электротехника» Тициузувского Университета, АЛЖИР. В 2009 г. защитил университетскую аттестацию (Habilitation Universitaire) по инженерной электротехнике и получил ученую степень доктора техн. наук.

Беспалов Виктор Яковлевич – профессор кафедры электромеханики МЭИ (ТУ). Окончил в 1960 г. электромеханический факультет МЭИ (ТУ). В 1992 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Асинхронные машины для динамических режимов работы».

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

Обобщённые экспериментальные статические нагрузочные характеристики клапанных электромагнитов постоянного тока с круглыми полюсными наконечниками. Способ представления

АФАНАСЬЕВ В.В., ПРИКАЗЩИКОВ А.В., РУССОВА Н.В., СВИНЦОВ Г.П.

Методами теории подобия и активного эксперимента обобщены и описаны результаты экспериментальных исследований нагрузочных характеристик. Установлена граница линейности магнитной системы и получены описания характеристик таких систем для усреднённой магнитной индукции в основании сердечника до 1,95 Тл.

Ключевые слова: статические нагрузочные характеристики, клапанный электромагнит, магнитная индукция, электромагнитный момент.

Нагрузочными характеристиками электромагнитов (ЭМ) называются [1] зависимости электромагнитного момента $M_{\text{ЭМ}}$ (усилия $P_{\text{ЭМ}}$) от МДС (F) обмотки ЭМ для ряда фиксированных положений якоря. Статическая характеристика соответствует неизменной во времени F .

Из широкого разнообразия [1, 2 и др.] клапанных ЭМ здесь имеются в виду ЭМ, магнитная система (МС) которых состоит (рис.1) из гнутой Г-образной скобы (1), на которой закрепляется сердечник (2) круглого поперечного сечения с полюсным наконечником (3) и с насыженной на сердечник обмоткой (4). Условная ось вращения якоря (5) совмещена с внешней гранью призматического керна Г-образной скобы магнитопровода.

Methods of the theory of similarity and active experiment generalize and describe results of experimental researches of loading characteristics. The border of linearity of magnetic system is established and descriptions of characteristics for such systems for the average magnetic induction in the basis of the core up to 1,95 T are received.

Key words: static loading characteristics, valved electromagnet, magnetic induction, electromagnetic moment.

Несмотря на широкое применение [1–6 и др.] клапанных ЭМ, на сегодня отсутствует обобщённое математическое описание их статических нагрузочных характеристик в форме адаптированной (устанавливающей непосредственную связь названной характеристики с геометрическими размерами МС и магнитным состоянием её ферромагнитных элементов) для решения задач синтеза. Целью данной работы является получение экспериментальных расчётных выражений для статических нагрузочных характеристик нелинейных МС клапанных ЭМ постоянного тока, иллюстрация возможностей описания их в области линейности МС, получение расчётных выражений для диаметра полюсного наконечника, обеспе-

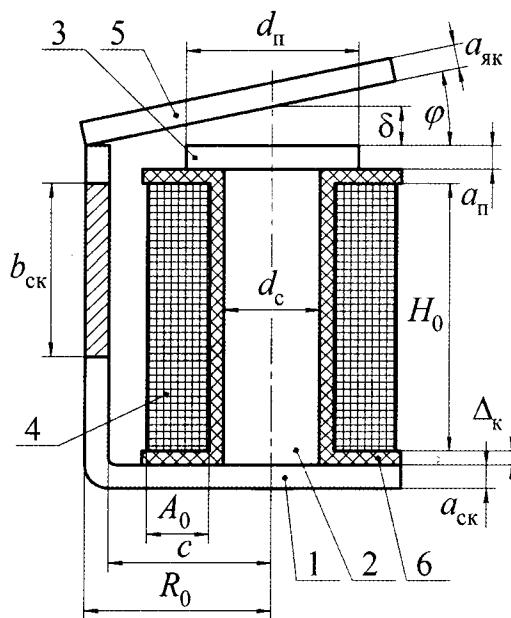


Рис. 1. Эскиз клапанного электромагнита постоянного тока: 1 – скоба; 2 – сердечник; 3 – полюсный наконечник; 4 – обмотка; 5 – якорь; 6 – каркас

чивающего максимальный электромагнитный момент при различных условиях функционирования ЭМ. МДС обмоток ЭМ, развивающие ими усилия и моменты изменяются в широких пределах, что затрудняет их математическое описание в традиционной форме представления нагрузочных характеристик при нелинейной МС.

Известны различные формы [7–9] представления безразмерных электромагнитной силы (P_*) и момента (M_*). Пеккером И.И. предложено выражение

$$P_* = \frac{P_{\text{эм}} \rho_t}{\delta^3 K_t K_3 \tau_{\text{доп}} \mu_0}, \quad (1)$$

где δ – рабочий воздушный зазор; K_t – коэффициент теплоотдачи; K_3 – коэффициент заполнения обмоточного окна МС; $\tau_{\text{доп}}$ – допустимое превышение температуры обмотки над температурой окружающей среды; ρ_t – удельное электрическое сопротивление материала обмоточного провода, соответствующее превышению $\tau_{\text{доп}}$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Коэффициент теплоотдачи зависит от $\tau_{\text{доп}}$ и эффективной площади [3] охлаждения ЭМ. Введение в (1) тепловых параметров ЭМ сужает рамки его применимости. Чаще оно использовалось при обобщении результатов проектирования, в том числе и оптимальных клапанных ЭМ, предназначенных для длительного режима работы [6 и др.]. Известны [10] по-

пытки распространить его использование для проектирования ЭМ, работающих в кратковременном режиме.

Более близкими для решения поставленной задачи являются методы [8, 9]. Метод, предложенный Шоффой В.Н. [8] и позже развитый в [11], применим при длительном режиме работы ЭМ с линейными МС:

$$P_* = 2 \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{F_{\min}} \sqrt{\frac{P_{\text{эм}}}{\mu_0}} = f(\delta_*), \quad (2)$$

где F_{\min} – МДС (А) обмотки, соответствующая минимальному напряжению источника питания, её сопротивлению постоянному току при установленном тепловом состоянии и максимальном напряжении источника питания; $\delta_* = \delta / d_n$ – относительное значение рабочего воздушного зазора; $P_{\text{эм}}$ – электромагнитная сила, Н.

Зависимость $f(\delta_*)$ получена [8] экспериментально для приводных клапанных ЭМ серийно выпускавшихся коммутационных аппаратов и представлена в виде кривых. Разброс безразмерных тяговых характеристик $f(\delta_*)$, например, при $\delta_* = 0,1$ составляет от 4,8 до 6,8, а при $\delta_* = 0,2$ – от 3,1 до 4,1. Это свидетельствует о заметном влиянии на силовые характеристики геометрических размеров в МС. Поэтому в [8, 11] для проектных расчётов рекомендована усреднённая безразмерная тяговая характеристика. Она соответствует диапазону превышения температуры в длительном режиме нагрева ЭМ от 55 до 90°C.

В обсуждаемой работе использован параметрический способ описания и представления статических электромагнитных характеристик ЭМ, апробированный ранее [12, 13] на П-образных двухкатушечных ЭМ. Суть его состоит в представлении электромагнитного момента (усилия) и МДС в соответствии с теорией подобия [9, 14] в безразмерной критериальной форме. Для параметрического представления нагрузочной характеристики в качестве параметра необходимо использование усреднённой по поперечному сечению магнитопровода максимальной магнитной индукции B_{\max} . Сечение магнитопровода [15], в котором индукция максимальна, зависит от размерностей МС, положения (φ) якоря и индукции (B_0) в основании сердечника.

Однако, как показывают результаты исследований [15], отличие B_{\max} от B_0 при $1^\circ < \varphi < 15^\circ$ не превышает 6% (при $B_0 = 0,85$ Тл это превышение не более 1%). Поэтому в работе в качестве характерного сечения принято

сечение сердечника, примыкающее к скобе магнитопровода.

Отметим, что B_0 входит в выражения базисного момента ($M_{баз} = \frac{\pi}{8\mu_0} B_0^2 d_c^3$) и МДС ($F_{баз} = \frac{B_0 d_c}{\mu_0}$).

Наличие постоянной 8 и числа π не является принципиальным [14], они позволяют лишь упростить математические выражения в алгоритмах синтеза [13].

Форма записи выражений для электромагнитного момента, МДС для линейных МС предложена Могилевским Г.В. и заимствована нами из [9]. Она отличается тем, что: для соблюдения размерностей в них введена постоянная μ_0 ; в качестве линейного базисного размера МС принят, как и в [5,8], диаметр (d_c) сердечника, существенно влияющего на характеристики ЭМ; в качестве одной из переменных в безразмерные функции M_* и F_* введена индукция B_0 . Такая форма представления нагрузочных характеристик позволяет упростить их описание для ЭМ, работающих в различных режимах, в том числе и форсированно управляемых.

Безразмерные функции M_* , F_* установлены экспериментально с использованием методов теории активного эксперимента [16]. В качестве факторов выбраны [15] определяющие [5,6,8,14] размеры МС (рис.1): $H_* = H_0 / d_c$; $d_* = d_{п} / d_c$; $c_* = c / d_c$; $A_* = A_0 / d_c$; и индукция B_0 . Остальные размерности были зафиксированы [15] на средних [5 и др.] для клапанных МС уровнях: $a_{п} / d_c = 0,2$; $\Delta_k / d_c = 0,1$; $a_{ck} / d_c = a_{як} / d_c = 0,25$; $b_{ck} / d_c = b_{як} / d_c = 3,15$; при этом $a_{ck} / b_{ck} = \pi d_c^2 / 4$; $R_0 = c + a_{ck}$. Элементы магнитопровода изготовлены из стали марки 10895, широко применяемой [1, 4 и др.] для этих целей, и не подвергались отжигу [15] (оценивается и описывается наиболее неблагоприятный вариант с точки зрения функционирования ЭМ):

$$M_* = M_{ЭМ} / M_{баз} = 10^{-6} C^6, \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} C = & c_0 - c_1 x_1 - c_2 x_2 - 0,123 x_1^2 - 0,237 x_2^2 - c_{33} x_3^2 - \\ & - 0,112 x_4^2 - 0,125 x_5^2; c_0 = 8,48 - 9,54\varphi; c_1 = 0,342 - 6,48\varphi + \\ & + 63,4\varphi^2 - 239\varphi^3 + 322\varphi^4; c_2 = 0,516 - 6,74\varphi + 54,5\varphi^2 - \end{aligned}$$

$$- 221\varphi^3 + 338\varphi^4; c_{33} = - 0,015 + 3,00\varphi - 25,2\varphi^2 + 121\varphi^3 - 226\varphi^4.$$

$$F_* = F / F_{баз} = 10^{-4} B^4, \quad (4)$$

$$\text{где } B = b_0 + b_1 x_1 - b_2 x_2 + b_5 x_5 + b_{55} x_5^2; b_0 = 4,15 + 7,04\varphi - 13,9\varphi^2; b_1 = 0,150 - 1,55\varphi + 4,39\varphi^2; b_2 = 0,096 + 0,783\varphi - 2,25\varphi^2; b_5 = 0,204 + 0,953\varphi + 2,34\varphi^2; b_{55} = 0,149 - 0,691\varphi + 1,59\varphi^2.$$

В (3) и (4) кодированные значения факторов (x_i) определяются [16] известным выражением и при принятых диапазонах изменения варьируемых величин записываются в виде:

$$\begin{aligned} x_1 &= 1,007 H_* - 2,769; x_2 = 3,195 d_* - 5,591; \\ x_3 &= 4,405 c_* - 7,753; x_4 = 6,667 A_* - 4; \\ x_5 &= 3,546 B_0 - 4,61, \text{ где } 1,77 \leq H_* \leq 4,34; \\ 1,25 \leq d_* &\leq 2,25; 1,40 \leq c_* \leq 2,12; 0,36 \leq A_* \leq 0,84; \\ 0,85T &\leq B_0 \leq 1,75T. \end{aligned}$$

Количество значащих цифр после запятой в граничных значениях соразмерностей в МС определяется заданием геометрических размеров в чертежах на изготовление их элементов с точностью до десятых долей миллиметра при $d_c = 20$ мм.

Заимствованные из [9] структуры выражений для $M_{баз}$, $F_{баз}$ позволяют параметрически в безразмерном виде описать нагрузочные характеристики ЭМ, легко реализуемы при исследовании и не противоречат положениям [14] теории подобия. Отметим, что при этом в определённой мере теряется наглядность осмыслиния влияния геометрии МС на нагрузочные характеристики, присущая традиционному их представлению. Однако это нивелируется возможностью получения обобщённых нагрузочных характеристик ЭМ, анализ которых может быть выполнен с применением современных вычислительных средств.

В перечень факторов, использованных в матрице ортогонального центрально-композиционного плана второго порядка (ОЦКП), не включён угол φ , определяющий положение (рис. 1) якоря, существенно влияющий на $M_{ЭМ}$ и F . Для наиболее точного учёта его влияния на (3) и (4) он фиксировался на 15 уровнях с шагом 1° в диапазоне $1-15^\circ$ и для каждого из них реализовывался ОЦКП для пяти факторов [16]. Подобный подход [12, 15], несмотря на значительное увеличение затрат на исследование, в полной мере оправдан с точки зрения обеспечения достоверности результатов исследования электромагнитных характеристик.

Электромагнитный момент рассчитывался по измеренному значению электромагнитной силы и известному плечу её действия. Измерение силы производилось серийным тензометрическим датчиком с использованием специально разработанной платформы [15]. Датчик предварительно был экспериментально отградуирован. Выходной сигнал датчика измерялся многопредельным цифровым вольтметром постоянного напряжения. Задание B_0 и определение МДС F описаны ранее [15]. Практически это достигалось за 3–6 операций реверса тока в обмотке ЭМ, который при последующих коммутациях (от 3 до 5) поддерживался постоянным. Наблюдалась высокая воспроизводимость (повторяемость) результатов измерения электромагнитного момента при одних и тех же значениях факторов. И формально каждый из коэффициентов полинома оказывается в этом случае значимым [16]. Практически в таких случаях целесообразно [16] рядом коэффициентов, мало влияющих на функцию цели, пренебречь.

Поэтому оценка точности аппроксимации выражением (3) экспериментальных значений производилась на основе относительных расхождений [16] (в процентах) экспериментальных и предсказанных полиномом значений во всех точках факторного пространства согласно матрице эксперимента для 15 фиксированных положений якоря. Максимальные расхождения составили около 25%, а в подавляющем большинстве случаев они в 3–4 раза меньше. Максимальные расхождения для функции (4) не превышают 15% и оценены ранее [15].

Граница линейности МС определялась следующим образом. Как известно, в линейной МС зависимость потокосцепления от тока (МДС) при фиксированном положении якоря описывается уравнением прямой, проходящей через начало координат (рис. 2).

Для измерения потокосцепления Ψ использованы [17] совместно намотанные обмотки возбуждения и измерительные с известным числом витков. Электрическая схема экспериментальной установки позволяет [15] задавать

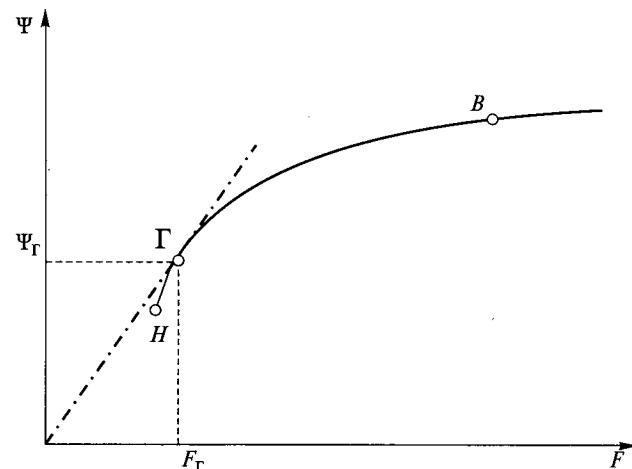


Рис. 2. К определению границы линейности магнитной системы

индукцию B_0 за счёт регулирования тока в обмотке возбуждения, фиксировать его, обеспечивать его реверс для исключения влияния остаточной индукции на показания миллиамперметра и замер активного сопротивления измерительной обмотки с целью исключения влияния её нагрева на определение Ψ .

Нижняя точка H на рис. 2 соответствует индукции $B_0 = 0,85$ Тл, верхняя точка B – $B_0 = 1,75$ Тл. Точка G определяет границу линейности МС (штрихпунктирная прямая является касательной к нелинейному участку кривой намагничивания МС (КНМС) и её наклон соответствует максимальной индуктивности МС). Следовательно, для точки G справедливо выражение

$$\frac{\partial \Psi}{\partial F} = \frac{\Psi}{F}. \quad (5)$$

Воспользуемся ранее полученными выражениями [15] для потокосцепления:

$$\Psi_* = \Psi / \Psi_{\text{баз}} = 10^{-2} A^2, \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} A &= a_0 + 0,12x_2 + a_{11}x_1^2 - a_{22}x_2^2 - a_{33}x_3^2 - a_{44}x_4^2; \\ a_0 &= 10,4 - 6,22\varphi + 14,5\varphi^2; \quad a_{11} = 0,01 - 2,23\varphi + 5,78\varphi^2; \\ a_{22} &= 0,28 - 1,55\varphi + 4,01\varphi^2; \quad a_{33} = 0,30 - 1,96\varphi + 5,75\varphi^2; \end{aligned}$$

Зависимость граничной индукции от положения якоря

φ , град	1	3	5	7	9	11	13	15
φ , рад	0,01745	0,05236	0,08727	0,1222	0,1571	0,1920	0,2269	0,2618
B_{0G} , Тл	1,113	1,113	1,113	1,113	1,111	1,108	1,104	1,099

$a_{44}=0,24-2,34\varphi+6,52\varphi^2$; $\Psi_{баз}=B_0 N \frac{\pi d_c^2}{4}$; N – число витков обмотки ЭМ.

Исследование функции Ψ_* проведено в том же факторном пространстве, что и M_* , F_* . При практическом использовании выражений (3), (4), (6) φ необходимо подставлять в радианах.

При раскрытии выражения (5) учтём, что КНМС задана здесь в параметрической форме и поэтому $\frac{d\Psi}{dF} = \frac{d\Psi/dB_0}{dF/dB_0}$, а выражения для Ψ и

F имеют вид: $\Psi=\Psi_*\Psi_{баз}$; $F=F_*F_{баз}$. Таким образом, выражение (5) с учётом (4) и (6) может быть записано в виде:

$$\begin{aligned} & \Psi_* \frac{\pi d_c^2}{4} N \\ &= \frac{B_0 d_c}{\mu_0} \cdot 10^{-4} \cdot 4 \cdot 3,546 B^3 (b_5 + 2b_{55}x_{5\Gamma}) + 10^{-4} B^4 \frac{d_c}{\mu_0} \\ &= \frac{\Psi_* \frac{\pi d_c^2}{4} N}{10^{-4} B^4 \frac{B_0 d_c}{\mu_0}}. \end{aligned}$$

Выполнив в последнем выражении очевидные преобразования, получим:

$$x_{5\Gamma} = \frac{b_5}{2b_{55}}. \quad (7)$$

Подставив в левую часть (7) выражение для кодированного значения пятого фактора, определим значение индукции в основании сердечника ($B_{0\Gamma}$), соответствующее граничной точке Γ (рис. 2):

$$B_{0\Gamma} = \frac{x_{5\Gamma} + 4,61}{3,546}. \quad (8)$$

Результаты расчётов по выражениям (7) и (8) сведены в таблицу.

Из (7) и (8) следует, что граничное значение индукции в основании сердечника клапанных МС постоянного тока с круглыми полюсными наконечниками не зависит от геометрических размеров МС, наблюдается лишь слабая зависимость от углового положения якоря. Отметим, что b_5 и b_{55} в выражении (4) характеризуют влияние [14,16] на нелинейную функцию МДС, а значит, и на КНМС индукции B_0 . Следовательно, граница ($B_{0\Gamma}$) линейности МС в данном случае определяется свой-

ствами (кривой намагничивания) стали, использованной для изготовления ферромагнитных элементов МС. Поскольку линейность МС предполагает постоянство магнитных сопротивлений её ферромагнитных элементов, следовательно, и относительной магнитной проницаемости (μ_r). μ_r в диапазоне изменения индукции в стали от нуля до $B_{0\Gamma}$ можно принять равной её максимальному значению. Для отожжённой низкоуглеродистой стали (10895) максимум μ_r находится [1] в диапазоне индукций от 0,8 до 1 Тл, для неотожжённой стали максимум μ_r , уменьшаясь смещается в область больших значений индукций. Большие значения $B_{0\Gamma}$ при меньших углах поворота якоря (таблица), по всей видимости, связаны с погрешностями экспериментального исследования. При инженерных расчётах граничное значение индукции ($B_{0\Gamma}$) может быть принято равным 1,11 Тл.

Известно [1, 4, 5, 8 и др.], что при линейной МС нагрузочные характеристики ЭМ в традиционной форме представления описываются (рис.3) квадратичной параболой. Поэтому при $B_0 \leq B_{0\Gamma}$ можно записать

$$M_{\text{ЭМ}} = M_{\text{ЭМ.Г}} \left(\frac{F}{F_\Gamma} \right)^2, \quad (9)$$

где $M_{\text{ЭМ.Г}} = M_*(B_{0\Gamma}) B_{0\Gamma}^2 \frac{\pi d_c^3}{8\mu_0}$; $F_\Gamma = F_*(B_{0\Gamma}) B_{0\Gamma} \frac{d_c}{\mu_0}$.

Параметрическая форма представления нагрузочной характеристики ЭМ при линейной его МС ($B_0 \leq B_{0\Gamma}$) имеет вид:

$$M_{\text{ЭМ}} = M_*(B_{0\Gamma}) B_0^2 \frac{\pi d_c^3}{8\mu_0}; \quad F = F_*(B_{0\Gamma}) B_0 \frac{d_c}{\mu_0}. \quad (10)$$

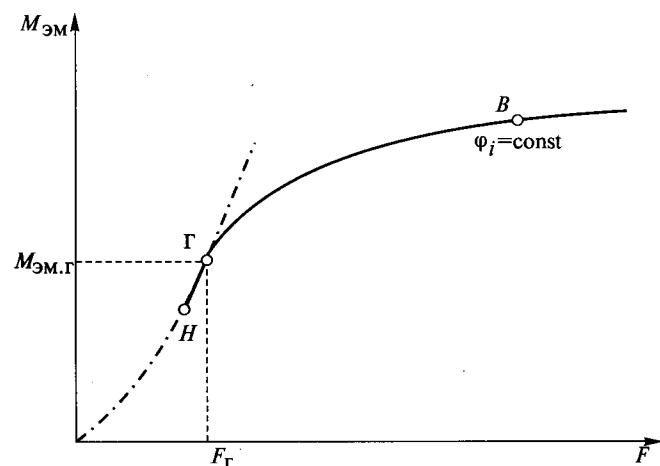


Рис. 3. К аппроксимации нагрузочной характеристики при линейной МС

Строго выражениями вида (3), (4), (6) можно пользоваться [16] в области факторного пространства, в которой $x_i \leq \pm 1$ (кодированные значения факторов находятся на отрезке от -1 до +1). Для решения вопроса о допустимости использования полиномов (3), (4), (6) в расширенной области ($x_i > \pm 1$) варьирования факторов необходимы дополнительные [16] расчётные исследования. Так, значению $x_5 = -1$ соответствует $B_0 = 1,020$ Тл, значению $x_5 = +1$ – $B_0 = 1,580$ Тл, значению $x_5 = +1,596$ (звёздное плечо) – $B_0 = 1,750$ Тл. Были проведены расчёты КНМС и нагрузочных характеристик ЭМ при различных размерах МС.

Ψ, Вб

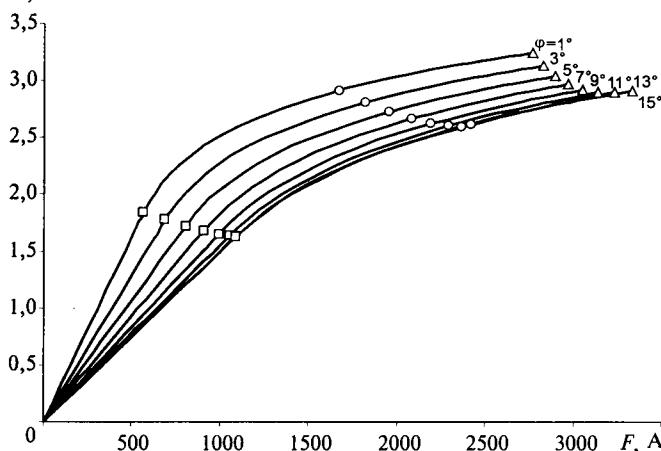


Рис. 4. Расчётные кривые намагничивания: □ – соответствуют B_0 ; ○ – соответствуют $B_0=1,75$ Тл; Δ – соответствуют $B_0=1,95$ Тл

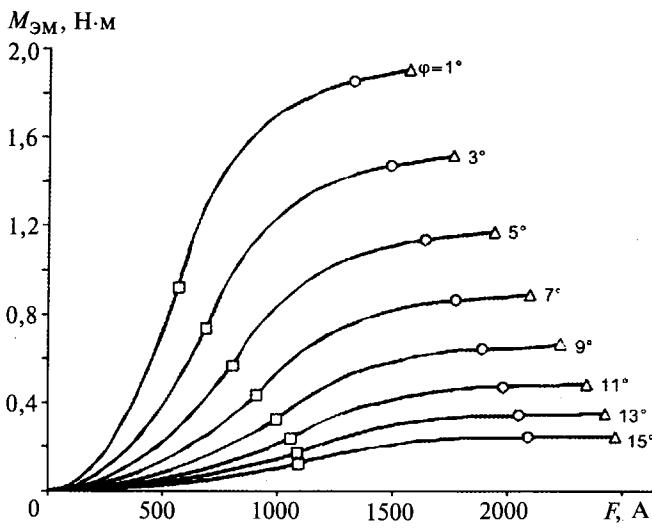


Рис. 5. Расчётные нагрузочные характеристики: □ – соответствуют B_0 ; ○ – соответствуют $B_0=1,65$ Тл; Δ – соответствуют $B_0=1,75$ Тл

На рис. 4 приведены результаты расчёта КНМС, а на рис. 5 – нагрузочных характеристик ЭМ для $d_c = 20 \cdot 10^{-3}$, $H_* = 3$, $d_* = 1,75$,

$c_* = 1,76$, $A_* = 0,60$, $N = 5000$ витков. Кривые намагничивания МС рассчитаны на основании выражений (4) и (6) в диапазоне варьирования B_0 от 1,11 до 1,95 Тл с нанесением точки (○), соответствующей $B_0 = 1,75$. Отметим, что при некоторых сочетаниях размеров МС при $1,75 \geq B_0 > 1,65$ Тл наблюдается уменьшение $M_{\text{эм}}$ с увеличением МДС (F), поэтому на рис. 5 при $B_0 > 1,65$ Тл кривые описаны уравнениями касательных, приведённых к экспериментально полученным зависимостям в точках с $B_0 = 1,65$ Тл. Видно, что при $B_0 < 1,95$ Тл КНМС и при $B_0 < 1,75$ Тл нагрузочные характеристики нарастают монотонно и предсказуемо и могут быть использованы для экстраполяции названных зависимостей при расширенной верхней границе по индукции B_0 при оговоренных значениях.

Выводы

1. Экспериментально полученные нагрузочные характеристики представлены в виде параметрически описанных безразмерных зависимостей электромагнитного момента и МДС электромагнита с нелинейной магнитной системой.

2. Показано, что предлагаемые нагрузочные характеристики позволяют описать их и на участке линейности магнитной системы. Для магнитных систем, ферромагнитные элементы которых выполнены из низкоуглеродистой электротехнической стали, граничное значение магнитной индукции в основании сердечника, определяющее их линейность, составляет 1,11 Тл.

3. Полученные расчётные обобщённые выражения нагрузочных характеристик рекомендуются к использованию при разработке методик проектного расчёта клапанного электромагнита, работающего в различных режимах, в том числе форсированно управляемого.

Список литературы

1. Гордон А.В., Сливинская А.Г. Электромагниты постоянного тока. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1960.
2. Бугаев Г.А., Пушкиарев Л.А. Экспериментальное сопоставление клапанных электромагнитов постоянного тока// Низковольтная аппаратура (разработка и исследование). М.: Информэлектро, 1968. Вып.1. С.56–68.
3. Кобленц М.Г. Выбор оптимальных соотношений меди и стали в аппаратах постоянного тока// Вестник электропромышленности. 1961. №11. С.46–50.
4. Витенберг М.И. Расчет электромагнитных реле для аппаратуры автоматики и связи. М.-Л.: Энергия, 1966.
5. Любчик М.А. Силовые электромагниты аппаратов и устройств автоматики постоянного тока (Расчет и элементы проектирования). М.: Энергия, 1968.

6. Никитенко А.Г. Проектирование оптимальных электромагнитных механизмов. М.: Энергия, 1974.
7. Пеккер И.И. Определение размеров броневого электромагнита по заданным начальным параметрам с помощью безразмерных характеристик// Изв. вузов. Электромеханика. 1959. №5. С. 44–52.
8. Шоффа В.Н. Проектный метод расчета электромагнитов постоянного тока клапанного типа// Электротехника. 1968. №5. С.41–45.
9. Могилевский Г.В. Применение теории подобия к проектированию электромагнитов// Вестник электропромышленности. 1959. №4. С.34–38.
10. Пеккер И.И. Безразмерные характеристики для расчета броневого электромагнита, работающего в кратковременном режиме// Изв. вузов. Электромеханика. 1959. №2. С. 45–47.
11. Шоффа В.Н. Методы расчета магнитных систем постоянного тока. М.: МЭИ, 1998.
12. Руссова Н.В., Свинцов Г.П. Экспериментальные обобщенные электромагнитные характеристики П-образных двухкатушечных электромагнитов постоянного тока с внешним прямомодовым якорем// Изв. вузов. Электромеханика. 1998. №5. С. 5–6.
13. Руссова Н.В. Синтез оптимальных симметричных П-образных двухкатушечных электромагнитов с цилиндрическими сердечниками// Изв. вузов. Электромеханика. 2002. №3. С. 30–34.
14. Веников В.А. Теория подобия и моделирования. М.: Высшая школа, 1976.
15. Кадыков В.К., Руссова Н.В., Свинцов Г.П., Сизов А.В. Обобщенные экспериментальные зависимости потокораспределения, потокосцепления и магнитодвижущей силы в клапанных электромагнитных системах постоянного тока с круглыми полюсными наконечниками// Электротехника. 2007. №4. С. 41–47.
16. Ивоботенко Б.А., Ильинский Н.Ф., Копылов И.П. Планирование эксперимента в электромеханике. М.: Энергия, 1975.
17. Любчик М.А., Клименко Б.В. Определение потокосцепления силовых электромагнитов// Электротехника. 1971. №9. С. 57–58.

Афанасьев Владимир Васильевич – проректор по научной инновационной работе, заведующий кафедрой теплоэнергетических установок Чувашского ГУ им. И.Н. Ульянова, профессор, докт. техн. наук. Защищил диссертацию по теме «Диагностика и управление устойчивостью горения электрическими полями и разрядами» в Казанском ГТУ им. А.Н. Туполева в 2004 г.

Приказчиков Александр Викторович – генеральный директор ООО «ВНИИР-Прогресс», аспирант кафедры электрических и электронных аппаратов Чувашского ГУ им. И.Н. Ульянова. Окончил кафедру электрических и электронных аппаратов ЧГУ в 2007 г. Магистр техники и технологий.

Руссова Наталия Валерьевна – начальник научно-исследовательской части, доцент кафедры электрических и электронных аппаратов Чувашского ГУ им. И.Н. Ульянова ЧГУ, канд. техн. наук. Окончила кафедру электрических и электронных аппаратов ЧГУ в 1994 г. Защищила диссертацию по теме «Моделирование и синтез симметричных двухкатушечных П-образных электромагнитов постоянного и выпрямленного напряжения» в МЭИ (ТУ) в 2005 г.

Свинцов Геннадий Петрович – профессор кафедры электрических и электронных аппаратов Чувашского госуниверситета им. И.Н. Ульянова, доктор техн. наук. Окончил кафедру электрических и электронных аппаратов ЧГУ в 1972 г. Защитил диссертацию по теме «Моделирование и оптимизация электромагнитных приводов электрических аппаратов» в МЭИ (ТУ) в 2002 г.

Журнал «Электротехника» переводится на английский язык и выходит в США в издательстве «ALLERTON PRESS, INC» в полном обёме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: (495) 697 33 35.

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Распределение остаточной магнитной индукции вдоль сплошного стержня круглого сечения, намагниченного в продольном постоянном однородном магнитном поле

МАТЮК В.Ф., ОСИПОВ А.А., СТРЕЛЮХИН А.В.

Дан анализ полученных экспериментально и численным расчётом данных по распределению усреднённой в поперечном сечении относительной остаточной магнитной индукции вдоль продольной оси сплошного стержня круглого сечения, намагниченного однородным постоянным полем. Предложена новая формула для расчёта, особенностью которой является учёт зависимости магнитных характеристик материала от значения намагничивающего поля. Проведено сравнение результатов расчёта и эксперимента для стержней с разной геометрией и различными магнитными характеристиками материала. Показана область применения формулы.

Ключевые слова: сплошной цилиндрический стержень, постоянное магнитное поле, остаточная магнитная индукция, расчёт.

Знание распределения остаточной магнитной индукции вдоль ферромагнитных сердечников в форме стержней круглого сечения является весьма актуальной задачей при расчёте и проектировании различных устройств радио- и электроизмерительной техники и неразрушающего контроля.

Характер распределения остаточной магнитной индукции вдоль ферромагнитного стержня определяется его размерами, магнитными свойствами материала, из которого стержень изготовлен, и значением внешнего поля, в котором он был намагнчен. В литературе отсутствуют систематизированные экспериментальные данные, характеризующие это распределение. В [1] распределение остаточной магнитной индукции вдоль ферромагнитного стержня относительно её значения в центральном поперечном сечении представлено в виде степенного ряда относительно координаты рассматриваемой точки. Коэффициент разложения этого ряда определяется по результатам измерения остаточной магнитной индукции в

Analysis of experimental and numerical data of cross-sectioned averaged relative magnitude's distribution of residual magnetic induction along the longitudinal axis of a hollow cylindrical rod, magnetized with an uniform still magnetic field, has been provided. A new formula taking into account dependence of the material's magnetic properties (characteristics) on the magnitude of external magnetic field has been proposed for the calculations. Comparison between the numerical calculations and the experimental data for the rods with different both geometries and material's magnetic properties has been provided. Field of application for the formula has been shown.

Key words: solid cylindrical core, constant magnetic field, residual magnetic induction, calculation.

центральном и торцевом сечениях стержня. Данная формула характеризуется низкой точностью вследствие использования только одного члена степенного ряда и необходимостью определять входящий в неё коэффициент для каждого образца в зависимости от магнитных свойств его материала. Кроме того, формула не учитывает зависимость этого коэффициента от значения намагничивающего поля.

В настоящей работе приводятся результаты экспериментальных исследований, дополненные для ряда случаев данными численного расчёта, распределения остаточной магнитной индукции вдоль поверхности сплошных стержней круглого сечения относительно её значения в их центральном поперечном сечении, намагниченных в однородном постоянном магнитном поле, направленном вдоль оси стержня. Предложена и экспериментально проверена новая формула для расчёта этого распределения, учитывающая размеры стержня и зависимость магнитных характеристик материала стержня от значения внешнего поля.

Экспериментальные исследования были проведены на образцах с относительной длиной $\lambda = L/R = 2 \div 20$, где L и R – длина и внешний радиус стержня. Коэрцитивная сила H_{cs} выбранных материалов составляла 150, 724 и 3120 А/м. Измерения магнитной индукции проводили на магнитоизмерительной установке УИМХ [2]. Намагничивание стержня проводили однородным магнитным полем фиксированного значения, напряжённость $H_{вш}$ которого выбиралась в диапазоне 500–40000 А/м, а направление совпадало с продольной осью стержня. Неоднородность поля вдоль оси намагничивающего соленоида в рабочей области объёмом $10 \times 20 \times 200$ мм³ не превышала 1%. Измерительная катушка имела длину 2 мм, число витков 80 и устанавливалась в выбранных точках вдоль стержня с точностью 0,5 мм.

Ввиду трудностей изготовления стержней с большей относительной длиной вместо выполнения экспериментальных измерений был проведён численный расчёт по методике [3]. Расчёт был выполнен для всех стержней с относительной длиной более 20, а также для стержней с $\lambda = 2 \div 20$ в тех случаях, когда отсутствовали экспериментальные данные.

На рис. 1–3 приведены наиболее характерные распределения относительного значения усреднённой в поперечном сечении остаточной магнитной индукции частных циклов вдоль сплошных стержней круглого сечения из материалов с разной коэрцитивной силой при разных значениях l и $H_{вш}$, измеренные экспериментально или определённые численным методом. Там же показано и распределение

магнитной индукции исследуемых стержней в приложенном поле.

Представленные на рис. 1–3 закономерности показывают, что распределение остаточной магнитной индукции B_r стержня существенно отличается от распределения его магнитной индукции B в приложенном магнитном поле. В большинстве случаев остаточная магнитная индукция в первом приближении уменьшается с расстоянием z от середины стержня к его краям примерно по квадратичному закону, в то время как магнитная индукция стержня в приложенном поле меняется от параболического к П-образному закону. Степень данного различия определяется размерами стержня, значением намагничивающего поля и свойствами материала, из которых стержень изготовлен.

Намагничающее поле $H_{вш}$ не только определяет намагченность M по длине стержня, но и напрямую вносит определённый вклад в значение магнитной индукции

$$B = \mu_0[M(1-N) + H_{вш}], \quad (1)$$

где μ_0 – магнитная постоянная; $M = f(H_{вш} - NM)$; N – коэффициент размагничивания.

С увеличением $H_{вш}$ намагченность $M \rightarrow M_s$ (M_s – намагченность насыщения материала), причём эта закономерность усиливается с ростом длины стержня. При этом N уменьшается в центральной части стержня и увеличивается по мере приближения точки наблюдения к его торцам. Поэтому при достаточно больших значениях $H_{вш}$ и λ распределение

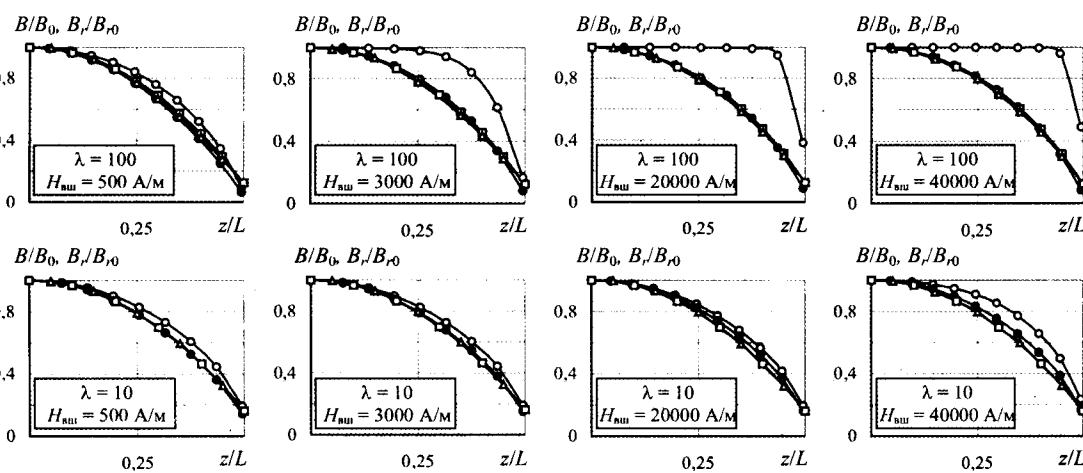


Рис. 1. Распределение магнитной индукции в приложенном магнитном поле (○) и остаточной магнитной индукции: ● – эксперимент/численный расчёт; □ – расчёт по (9) и (10); Δ – расчёт по (9) и (11)) сплошного стержня круглого сечения из материала с $H_{cs} = 150$ А/м

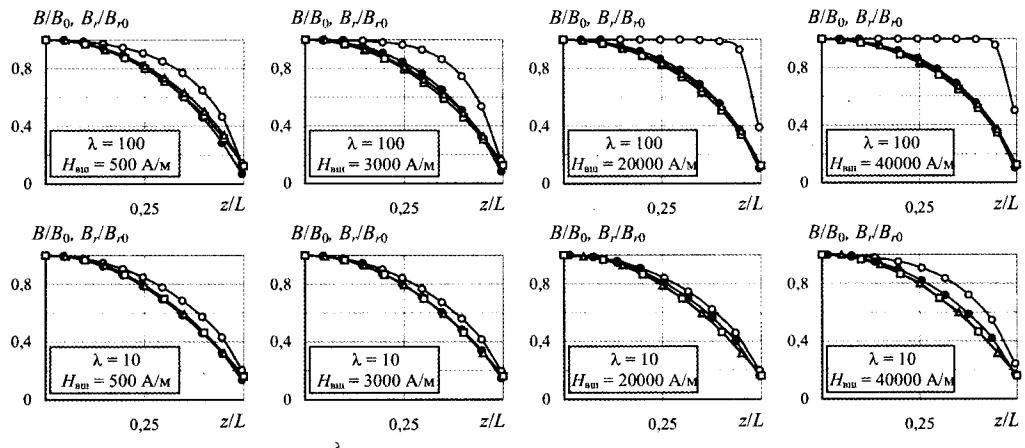


Рис. 2. Распределение магнитной индукции в приложенном магнитном поле (○) и остаточной магнитной индукции: ● – эксперимент/численный расчт; □ – расчт по (9) и (10); Δ – расчт по (9) и (11)) сплошного стержня круглого сечения из материала с $H_{cs} = 724 \text{ A/m}$

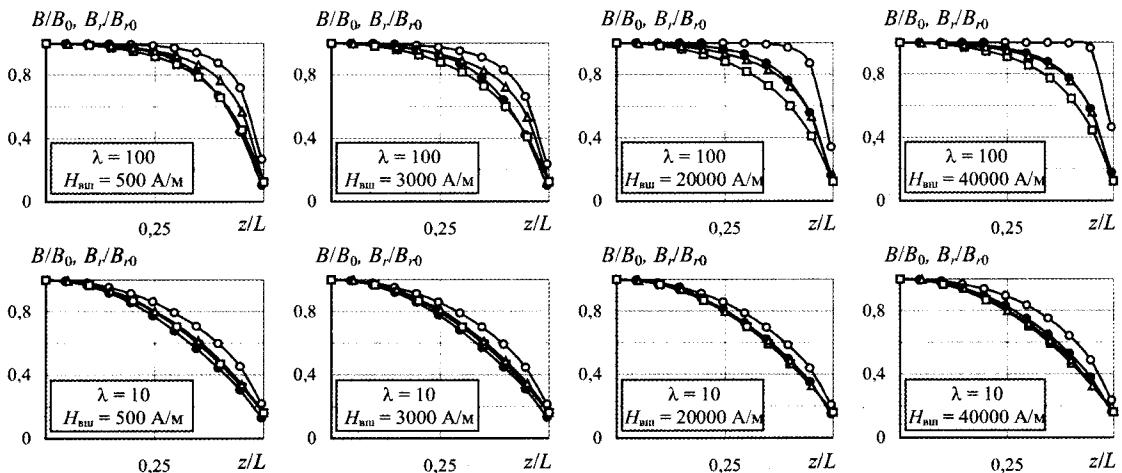


Рис. 3. Распределение магнитной индукции в приложенном магнитном поле (○) и остаточной магнитной индукции: ● – эксперимент/численный расчт; □ – расчт по (9) и (10); Δ – расчт по (9) и (11)) сплошного стержня круглого сечения из материала с $H_{cs} = 3120 \text{ A/m}$

ние магнитной индукции в приложенном поле имеет форму, близкую к прямоугольной.

После выключения внешнего магнитного поля остаточная магнитная индукция стержня

$$B_r = \mu_0 [M_{rm} (1 - N)]. \quad (2)$$

Она не может быть больше остаточной магнитной индукции $B_{rm} = \mu_0 M_{rm}$ намагниченного этим полем материала, из которого стержень изготовлен, так как получить остаточную индукцию, равную B_{rm} по всей длине стержня, не позволяет внутреннее размагничивающее поле. Существенное ослабление влияния внутреннего размагничивающего поля наблюдается для длинных стержней с достаточно большой коэрцитивной силой (рис. 3), для которых внутреннее размагничивающее поле

мало по сравнению с остаточной магнитной индукцией материала стержня и распределение остаточной магнитной индукции по форме становится близким к П-образному.

Экспериментальные данные показывают, что для коротких стержней ($\lambda=2$) распределение остаточной магнитной индукции имеет параболический характер и в исследуемом диапазоне намагничающих полей и свойств материала практически не зависит от их значений (рис. 4). Это связано с большим значением размагничивающего поля этого стержня (при $\lambda=2 N > 0,1$), которое существенно ослабляет его внутреннее поле. Так, для стержня с $\lambda=2$ и $H_{cs} = 3120 \text{ A/m}$ даже при $H_{BII} = 40\,000 \text{ A/m}$ внутреннее магнитное поле NM в центре стержня, рассчитанное по методике [3], составляет примерно 3000 A/m . Тогда остаточная

магнитная индукция B_{rM} материала стержня с $H_{cs} = 3120$ А/м после его намагничивания в замкнутой магнитной цепи полем 3000 А/м будет 0,065 Тл.

Для магнитомягкого материала ($H_{cs} = 150$ А/м) распределение остаточной магнитной индукции при $\lambda \geq 10$ становится независимым также и от относительной длины стержня (рис. 4, а), так как материал стержня начинает насыщаться в приложенном поле уже при $H_{вш} > 20000$ А/м, а влияние внутреннего размагничивающего поля значительно снижается по сравнению со случаем $\lambda = 10$.

Для стержней с $H_{cs} = 724$ А/м и $10 < \lambda < 200$ характер распределение остаточной магнитной индукции сохраняется. При $\lambda = 200$ становится заметным ослабление влияния внутреннего размагничивающего поля и распределение B_r приближается к П-образному (рис. 4, б).

Для магнитожёсткого материала ($H_{cs} = 3120$ А/м) отмеченная закономерность проявляется уже при $\lambda = 100$ (рис. 4, в).

Таким образом, распределение остаточной магнитной индукции стержня с $H_{cs} = 150 \div 724$ А/м спадает с расстоянием z от середины стержня к его краям примерно по квадратичному закону, слабо зависит от значения внешнего поля и в пределах изменения относительной длины $2 < \lambda < 200$ стержней с $H_{cs} = 150$ А/м и $2 < \lambda < 100$ стержней с $H_{cs} = 724$ А/м от длины стержня. При $\lambda = 200$ для стержней с $H_{cs} = 724$ А/м и при $\lambda \geq 100$ для стержней с $H_{cs} = 3120$ А/м распределение остаточной магнитной индукции приближается к П-образному. При $\lambda < 100$ для стержней с $H_{cs} = 3120$ А/м распределение остаточной магнитной индукции так-

же имеет примерно квадратичную зависимость.

Аналитическое описание распределения остаточной магнитной индукции вдоль сплошных стержней. В [1] для описания распределения остаточной магнитной индукции B_r , вдоль ферромагнитного стержня круглого сечения, намагниченного однородным постоянным магнитным полем в разомкнутой магнитной цепи, относительно её значения B_{r0} в центральном поперечном сечении стержня использовано выражение в виде степенного ряда, которое в [5] применялось для описания распределения магнитной индукции стержня в приложенном магнитном поле,

$$\frac{B_r}{B_{r0}} = 1 - C \frac{4z^2}{L^2}, \quad (3)$$

где C – постоянный параметр, $C = (B_{r0} - B_{r1}) / B_{r0}$ (B_{r1} – остаточная магнитная индукция в торцевом сечении стержня).

Однако данное выражение не отражает реального распределения остаточной магнитной индукции в широком диапазоне изменений размеров и свойств стержней, а также значения намагничающего поля. Это связано с квадратичным изменением распределения по (3) данного выражения и необходимостью определять параметр C распределения, который зависит в общем случае не только от относительной длины λ [1], но и от свойств материала стержня и значения внешнего намагничающего поля.

В [6] на основе представления Вюршмидтом распределения намагниченности стержня

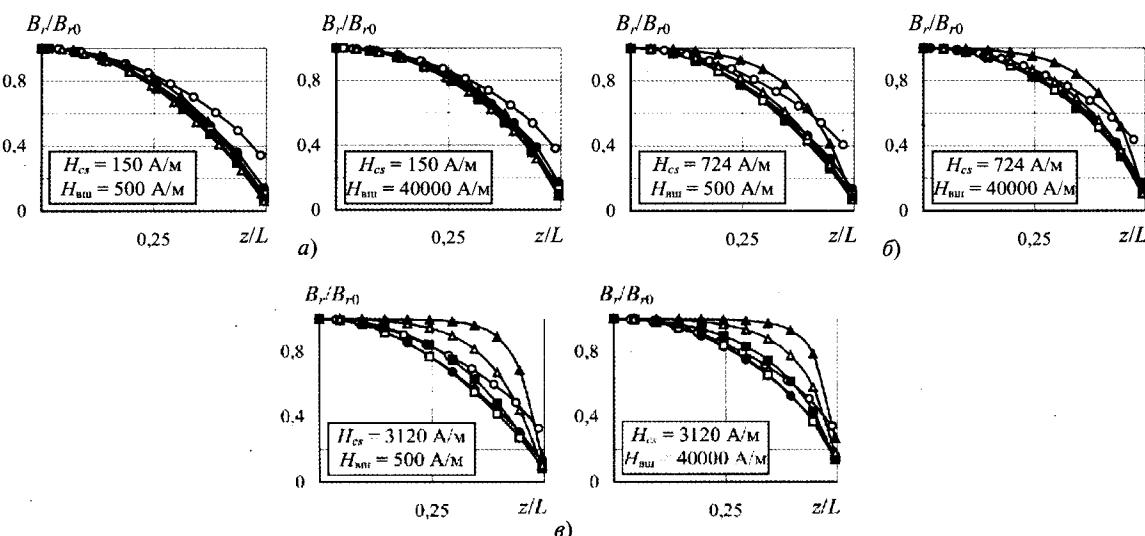


Рис. 4. Распределение остаточной магнитной индукции при разной длине стержней λ : ○ – 2; ● – 10; □ – 20; ■ – 50; Δ – 100; ▲ – 200

круглого сечения в виде степенного ряда и работ других авторов [1, 4, 7] получена и проверена экспериментально формула, которая отражает как квадратичный, так и П-образный характер распределения намагниченности вдоль стержня относительно её значения в центральном поперечном сечении стержня, находящегося в квазистатическом магнитном поле. Поэтому для построения формулы, описывающей распределение остаточной магнитной индукции стержня, возьмём её в качестве основы. Заменим в выражении [6] намагниченность на остаточную магнитную индукцию, тогда

$$\frac{B_r}{B_{r0}} = 1 - \frac{1}{1 + 1,7/\lambda} F(\lambda, B_M, H_{вш}, H_{cs}) \left(\frac{2z}{L} \right)^2; \quad (4)$$

$$\begin{aligned} F(\lambda, B_M, H_{вш}, H_{cs}) = \\ = 1 - & \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{4\lambda + 2,4 \cdot 10^{-5} \lambda^2 B_M / (\mu_0 H_{cs})} \left(\frac{B_M}{H_{вш}} \right) \right)^2} + \\ + & \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{4\lambda + 2,4 \cdot 10^{-5} \lambda^2 B_M / (\mu_0 H_{cs})} \left(\frac{B_M}{\mu_0 H_{вш}} \right) \right)^2} + \\ \rightarrow & \frac{\left(\frac{2z}{L} \right)^4}{+ 2\lambda \left(\frac{\mu_0 H_{вш}}{B_M} \right)} \end{aligned} \quad (5)$$

где B_M – магнитная индукция материала стержня в замкнутой магнитной цепи при поле, равном $H_{вш}$.

Значение B_M может быть измерено экспериментально или рассчитано по любой из известных аппроксимирующих формул для основной кривой намагничивания.

Непосредственное применение формулы (4) для описания распределения остаточной магнитной индукции представляется неправомерным, поскольку при $H_{вш} \rightarrow \infty$ распределение по (4) стремится к единице, что, как показали приведённые экспериментальные исследования, не характерно для распределения остаточной магнитной индукции. Поэтому необходимо корректировка данной формулы с учётом особенностей распределения остаточной магнитной индукции в сплошных цилиндрических стержнях круглого сечения.

Из (5) видно, что при $H_{вш} \rightarrow \infty$ третье слагаемое, учитывающее зависимость функции F

от расстояния z , стремится к нулю, что физически никак не обосновано для распределения остаточной индукции. Поэтому исключим отношение $(2\lambda\mu_0 H_{вш})/B_M$ из третьего слагаемого. Тогда выражение (5) упростится:

$$F(\lambda, B_M, H_{вш}, H_{cs}) = \\ = 1 - \frac{1 - \left(\frac{2z}{L} \right)^4}{1 + \left(\frac{1}{4\lambda + 2,4 \cdot 10^{-5} \lambda^2 B_M / (\mu_0 H_{cs})} \left(\frac{B_M}{\mu_0 H_{вш}} \right) \right)^2}. \quad (6)$$

Анализ выражения (6) показывает, что при $H_{вш} \rightarrow \infty$ функция $F(\lambda, B_M, H_{вш}, H_{cs}) \rightarrow (2z/L)^4$, а относительная индукция

$$\frac{B_r}{B_{r0}} \rightarrow 1 - \frac{1}{1 + 1,7/\lambda} \left(\frac{2z}{L} \right)^6, \quad (7)$$

что для остаточной магнитной индукции также не подтверждается экспериментально (рис. 1–3), поскольку распределение остаточной магнитной индукции в первом приближении падает в зависимости от z квадратично.

Отношение $B_M / (\mu_0 H_{вш})$ в (6) имеет смысл эффективной магнитной проницаемости материала, из которого изготовлен данный стержень, при описании распределения магнитной индукции в приложенном магнитном поле. При описании распределения остаточной магнитной индукции стержня в качестве эффективной магнитной проницаемости необходимо использовать её значение в области остаточной магнитной индукции. Поэтому представляется вполне естественной замена в (6) отношения $B_M / (\mu_0 H_{вш})$ на $B_r^M / (\mu_0 H_{cs})$. Кроме того, в этом выражении следует заменить отношение $B_M / (\mu_0 H_{cs})$ на $B_r^M / (\mu_0 H_{cs})$. Тогда (6) примет вид

$$F(\lambda, B_r^M, H_{вш}, H_{cs}) = \\ = 1 - \frac{1 - \left(\frac{2z}{L} \right)^4}{1 + \left(\frac{1}{4\lambda + 2,4 \cdot 10^{-5} \lambda^2 B_r^M / (\mu_0 H_{cs})} \left(\frac{B_r^M}{H_{cs}} \right) \right)^2}. \quad (8)$$

Значение B_r^M может быть определено в замкнутой магнитной цепи после уменьшения внешнего намагничивающего поля с $H_{вш}$ до 0,

а также по любой, например [8], из известных аппроксимирующих формул для петель гистерезиса при поле $H=0$: $B_r^M = B(H=0, H_{\text{вн}})$.

Предыдущие исследования показали, что отличающиеся от квадратичной зависимости распределения присущи в первую очередь образцам с коэрцитивной силой $H_{cs} = 3120 \text{ A/m}$. Поэтому рассмотрим процесс построения формулы для распределения остаточной магнитной индукции на примере стержней из этого материала.

Сравнение расчётов по (4) и (8) с экспериментальными данными и результатами численного расчёта при $H_{cs} = 3120 \text{ A/m}$ показало, что для сильных намагничивающих полей ($H_{\text{вн}} = 10000$ и 40000 A/m) и относительных длин λ стержня, уменьшающихся вплоть до 100, расчёты хорошо согласуются за исключением области, близкой к краю стержня. Однако при малых значениях намагничивающего поля ($H_{\text{вн}} = 500 \text{ A/m}$) между расчётом по формуле (4) с учётом (8) наблюдается существенное расхождение. Это связано с тем, что при слабых намагничивающих полях реальная эффективная магнитная проницаемость существенно выше, чем используемая нами оценка $B_r^M / (\mu_0 H_{cs})$.

Поэтому для увеличения эффективной магнитной проницаемости при уменьшении намагничивающего поля введём в (8) дополнительное слагаемое $4B_M / (\mu_0 H_{\text{вн}})$. Тогда выражение (8) перепишется в виде

$$F(\lambda, B_M, B_r^M, H_{\text{вн}}, H_{cs}) = \\ 1 - \frac{1 - \left(\frac{2z}{L} \right)^4}{1 + \left(\frac{1}{4\lambda + 2,4 \cdot 10^{-5} \lambda^2 B_r^M / (\mu_0 H_{cs})} \left(\frac{B_r^M}{\mu_0 H_{cs}} + \frac{4B_M}{\mu_0 H_{\text{вн}}} \right) \right)^2} \quad (9)$$

Это позволило при вычислении по (4) и (9) уменьшить отличие результатов расчёта от данных эксперимента и численного расчёта для стержней с малой ($\lambda=5$) и средней ($\lambda=15$) относительной длиной.

Как уже отмечалось, использование (4) с (8) или (9) даёт большую ошибку при вычислении распределения остаточной магнитной индукции в областях, близких к торцу стержня. Погрешность вычислений увеличивается при больших значениях относительной длины

стержня ($\lambda > 100$), причём быстрее для больших значений намагничивающего поля $H_{\text{вн}}$ (10000 и 40000 A/m). Наибольшая погрешность наблюдается на краю стержня, где магнитная индукция, согласно вычислениям, практически равна нулю, что физически неверно. Это связано с тем, что при значениях относительной длины стержня $\lambda > 100$ недостаточно точно учитывается резкое увеличение внутреннего размагничивающего поля на краю стержня.

Чтобы учесть это противоречие, нами предложено уточнить в выражении (4) коэффициент $1/(1+1,7/\lambda)$, влияние которого практически исчезает при увеличении относительной длины λ . Тогда выражение (4) примет вид

$$\frac{B_r}{B_{r0}} = 1 - \frac{1}{1 + 1,7/\lambda + 0,25/(1 + 100/\lambda)} \times \\ \times F(\lambda, B_M, B_r^M, H_{\text{вн}}, H_{cs}) \left(\frac{2z}{L} \right)^2. \quad (10)$$

Сравнение вычислений по (10) и (9) с экспериментальными данными и численным расчётом при $H_{cs} = 3120 \text{ A/m}$ показало, что погрешность вычислений на торце стержня существенно уменьшилась. Однако при $2z/L \approx 0,4$ наблюдается значительная погрешность вычислений. Это объясняется тем, что при больших значениях H_{cs} материала стержня и его относительной длины λ внутреннее размагничивающее поле недостаточно велико, чтобы существенно уменьшить относительную индукцию по всей длине стержня. Только на краю стержня внутреннее размагничивающее поле достаточно для этого и поэтому именно здесь наблюдается спад значения относительной остаточной индукции для стержней с $H_{cs} = 3120 \text{ A/m}$. Гораздо в меньшей степени это справедливо для стержней с $H_{cs} = 724 \text{ A/m}$, а для стержней с $H_{cs} = 160 \text{ A/m}$ необходимости в корректировке выражения (10) нет.

Для устранения погрешности вычислений по (10) и (9) в области $2z/L \approx 0,4$ введём в (10) дополнительную поправку, учитывающую относительную длину λ , коэрцитивную силу материала H_{cs} и относительное расстояние $2z/L$. Тогда

$$\frac{B_r}{B_{r0}} = 1 - \frac{F(\lambda, B_M, B_r^M, H_{\text{вн}}, H_{cs}) \left(\frac{2z}{L} \right)^2}{1 + 1,7/\lambda + 0,25/(1 + 100/\lambda) + 3,3 \cdot 10^{-6} \lambda H_{cs} \times} \\ \rightarrow \frac{}{\times [1 - (2z/L)^4]}. \quad (11)$$

Сравнение вычислений по (11) и (9) с экспериментальными данными и численным расчётом при $H_{cs} = 150, 724$ и 3120 А/м, показало (рис. 1–3), что предложенная формула хорошо описывает относительное распределение остаточной индукции во всём рассмотренном диапазоне изменения λ стержней и намагничивающего поля $H_{вщ}$. Наибольшая погрешность вычисления наблюдается на краю сплошных цилиндрических стержней, и несколько возрастает при увеличении коэрцитивной силы материала, из которого они изготовлены. Некоторое отличие наблюдается также и для стержней с $\lambda=2$ из разных материалов при $H_{вщ} = 500 \div 40000$ А/м.

Выводы

1. Остаточная магнитная индукция стержня с коэрцитивной силой материала от 150 до 724 А/м спадает с расстоянием z от середины стержня к его краям примерно по квадратичному закону, слабо зависит от значения внешнего поля и в пределах изменения $2 < \lambda < 200$ стержней с $H_{cs} = 150$ А/м и $2 < \lambda < 100$ стержней с $H_{cs} = 724$ А/м от длины стержня. При $\lambda < 100$ для стержней с $H_{cs} = 3120$ А/м характер распределения остаточной магнитной индукции также имеет примерно квадратичную зависимость.

2. При $\lambda = 200$ для стержней с $H_{cs} = 724$ А/м и при $\lambda \geq 100$ для стержней с $H_{cs} = 3120$ А/м распределение остаточной магнитной индукции приближается к П-образному.

3. Расчёт по предложенному выражению хорошо согласуется с экспериментальными данными во всём рассмотренном диапазоне изменения относительной длины λ стержней и намагничивающего поля $H_{вщ}$. Наибольшая погрешность вычисления имеет место на торцах сплошных цилиндрических стержней и несколько возрастает при увеличении коэрцитивной силы материала, из которого они изготовлены.

Список литературы

1. Мельгуй М.А., Сандомирский С.Г. Распределение остаточной индукции в продольно намагниченных стальных стержнях // Дефектоскопия. 1985. № 3. С. 25–30.

2. Матюк В.Ф., Осипов А.А. Установка УИМХ для измерения магнитных характеристик магнитомягких материалов и изделий // Дефектоскопия. 2007. № 3. С. 12–25.

3. Матюк В.Ф., Чурило В.Р., Стрелохин А.В. Численное моделирование магнитного состояния ферромагнетика в неоднородном постоянном магнитном поле методом пространственных интегральных уравнений. I. Описание методики расчета // Дефектоскопия. 2003. № 8. С. 71–84.

4. Матюк В.Ф., Осипов А.А. Центральный коэффициент размагничивания цилиндров // Доклады НАН Беларуси. 2006. Т. 50, № 1. С. 107–109.

5. Розенблат М.А. Коэффициенты размагничивания стержней высокой проницаемости // ЖТФ. 1954. Вып. 4. С. 637–661.

6. Матюк В.Ф., Осипов А.А., Стрелохин А.В. Распределение намагнченности вдоль цилиндрического стержня, находящегося в продольном постоянном однородном магнитном поле // Электротехника. 2009. № 8. С. 37–46.

7. Бурцев Г.А. Расчет коэффициента размагничивания цилиндрических стержней // Дефектоскопия. 1971. № 5. С. 20–30.

8. Мельгуй М.А. Формулы для описания нелинейных и гистерезисных свойств ферромагнетиков // Дефектоскопия. 1987. № 11. С. 3–10.

Матюк Владимир Федорович – заведующий лабораторией магнитных методов контроля Института прикладной физики Национальной академии наук Беларусь, доктор техн. наук, доцент. Окончил радиофизический факультет Белорусского ГУ в 1971 г. Защищил кандидатскую диссертацию по теме «Импульсный магнитный метод контроля механических свойств листового проката сталей в потоке производства» в 1985 г., докторскую диссертацию по теме «Локальное намагничивание ферромагнетиков неоднородным импульсным магнитным полем и создание методов и средств контроля их прочностных характеристик» в 1997 г. в Институте прикладной физики НАН Беларусь.

Осипов Александр Александрович – старший научный сотрудник лаборатории магнитных методов контроля Института прикладной физики Национальной академии наук Беларусь, канд. техн. наук. Окончил радиофизический факультет Белорусского ГУ в 1979 г. Защищил диссертацию по теме «Математические модели квазистатического перемагничивания и установка для измерения магнитных свойств материалов и изделий» в 2007 г. в Институте прикладной физики НАН Беларусь.

Стрелохин Александр Владиславович – ведущий научный сотрудник лаборатории магнитных методов контроля Института прикладной физики Национальной академии наук Беларусь, канд. техн. наук, доцент. Окончил физический факультет Белорусского ГУ в 1990 г. Защищил диссертацию по теме «Оптимизация намагничивающих систем импульсного магнитного метода контроля» в 1999 г. в Институте прикладной физики НАН Беларусь.

СТАНДАРТИЗАЦИЯ

О национальных и международных стандартах на выключатели высокого напряжения

ШЛЕЙФМАН И.Л., БЕЛОТЕЛОВ В.П.

В последнее время ведущие зарубежные фирмы принимают активное участие в конкурсах и тендерах на поставку коммутационных аппаратов высокого напряжения для объектов РФ. Большинство зарубежных аппаратов выпускается в соответствии со стандартами МЭК. В этих условиях особое значение имеет максимальное сближение требований национальных стандартов РФ и международных стандартов МЭК. Активно обсуждается возможность перехода к прямому применению стандартов МЭК на высоковольтное электрооборудование и на коммутационные аппараты, в частности. Многим представляется, что такие преобразования позволят отечественным предприятиям, изготавливающим высоковольтные выключатели, выйти на международный рынок.

При пересмотре национальных стандартов во все времена предпринимались активные усилия по сближению требований национальных и международных стандартов, но всегда возникали обстоятельства, исключающие возможность полного сближения. Это зависело от национальных особенностей, например, суровых климатических условий и особенностей национальных систем защиты. И несоответствия имеют разный характер, например структура национальных стандартов, отражённая в ГСС и устанавливающая как виды стандартов, так и их содержание и структуру, на наш взгляд, совершеннее международных, да и наши традиции исключать не всегда целесообразно.

Попробуем сделать попытку анализа несоответствий, имеющих место сегодня, и обсудить меры необходимого сближения и форму его реализации.

Объём стандартов. В РФ в настоящее время действует один стандарт, непосредственно относящийся к выключателям высокого напряжения (далее выключатели) – ГОСТ Р

52565-2006. Выключатели переменного тока на напряжение от 3 до 750 кВ. Общие технические условия. Объём стандарта: 86 с, 12 разделов, 16 рисунков (+2 рисунка в приложении), 8 приложений. Имеются также стандарты, устанавливающие требования ко всем видам высоковольтного электрооборудования, в том числе и к выключателям:

- ГОСТ 1516.3-96 (требования к электрической прочности изоляции);
- ГОСТ 8024-90 (требования по нагреву);
- ГОСТ 15150-69 (требования по климатическим воздействиям) и др.

Среди стандартов МЭК непосредственное отношение к выключателям имеют по крайней мере 4 стандарта:

– IEC 62271-100 edition 2.0, 2008-04 High-voltage switchgear and controlgear- Part 100: Alternating-current circuit-breakers. (Коммутационная аппаратура высокого напряжения и аппаратура управления. Ч. 100: Выключатели переменного тока. – С. 336, разделов 12, рисунков 56 (+29 рисунка в приложениях), приложений 16.

– IEC 62271-1 edition 1.0, 2007 High-voltage switchgear and controlgear- Part 1. Common specifications. (Коммутационная аппаратура высокого напряжения и аппаратура управления. Ч. 1. Общие требования.) – С. 123, разделов 12, рисунков 8 (+5 рисунков в приложениях), приложений 11.

– IEC 62271-101 edition 1.0, 2006 High-voltage switchgear and controlgear- Part 101. Synthetic testing. (Коммутационная аппаратура высокого напряжения и аппаратура управления. Ч. 101. Синтетические испытания.) – С. 140, разделов 12, рисунков 8 (+42 рисунка в приложении), приложений 13.

– IEC/TR 62271-310 edition 2.0, 2008-03 High-voltage switchgear and controlgear- Part 310. Electrical endurance testing for circuit-breakers above a rated voltage of 52 kV. (Технический доклад МЭК. Коммутационная

аппаратура высокого напряжения и аппаратура управления. Ч. 310. Испытания на коммутационный ресурс для выключателей на номинальные напряжения выше 52 кВ) – С. 21, разделов 4, рисунок 1 (в приложении), приложений 1.

Общий объём стандартов МЭК, имеющих непосредственное отношение к выключателям, существенно (почти в 10 раз) превышает объём стандартов РФ – С. 620, приложений 41, рисунков 149.

Переход к прямому применению стандартов МЭК потребует одновременного введения всех четырёх стандартов МЭК, т.е. выполнения большой и длительной работы по их переводу на русский язык, редактированию, адаптации к условиям работы энергетических объектов РФ и принятию.

Стандарты МЭК быстро и динамично изменяются, дополняются и переиздаются, что позволяет учесть в них результаты самых последних работ и исследований. Первое издание стандарта МЭК на выключатели 62271-100 вышло в 2001 г., в 2002 г. вышло исправленное издание этого стандарта, включившее ряд кардинальных изменений и дополнений. В 2003 г. вышло издание 1.1. В это издание включено приложение, нормирующее методы вычисления ПВН при неудалённых КЗ, и даны конкретные примеры вычислений.

В апреле 2008 г. вышло второе издание стандарта. В это издание были включены следующие изменения и дополнения по сравнению с предыдущими изданиями:

- гармонизированы требования к ПВН в стандартах МЭК и ANSI (США);
- для выключателей на напряжение ниже 100 кВ введена новая классификация, разделяющая выключатели на выключатели для сетей с воздушными линиями и выключатели для кабельных сетей, различия между этими классами выключателей определяются требованиями к восстанавливаемому напряжению при отключении коротких замыканий и в условиях рассогласования фаз;
- введены дополнительные требования к коммутации малых индуктивных токов (включая реакторы).

Очевидно, что в случае прямого применения стандартов МЭК потребуется создание рабочей группы специалистов, систематически следящих за изменениями стандартов МЭК, обеспечивающих контроль и быстрое внедрение в стандарты РФ изменений и дополнений, принимаемых МЭК.

Основополагающим стандартом МЭК для коммутационных аппаратов является стандарт IEC 62271-1 edition 1.0, 2007 High-voltage switchgear and controlgear- Part 1. Common specifications. (Коммутационная аппаратура и аппаратура управления высокого напряжения. Ч. 1. Общие требования.)

На этот стандарт имеется большое количество ссылок в стандартах на конкретные виды оборудования. Например, в стандарте IEC 62271-100 на выключатели высокого напряжения имеется около 150 ссылок на стандарт IEC 62271-1. В этих условиях целесообразно начать внедрение прямого применения стандартов МЭК на коммутационное оборудование со стандарта IEC 62271-1.

Кроме ссылок на IEC 62271-1, в стандартах МЭК на коммутационное оборудование имеется большое количество ссылок на другие стандарты МЭК. Эти ссылки требуют индивидуального решения в каждом конкретном случае. Ссылка на пункт или раздел стандарта МЭК может быть заменена ссылкой на пункт или раздел стандарта РФ в случае их идентичности или эквивалентности. В случае невозможности такой замены соответствующий текст МЭК должен быть переведён на русский язык и внесён в стандарт прямого применения.

Наиболее принципиальными различиями стандартов РФ и МЭК являются шкала номинальных напряжений и климатические исполнения. Эти различия не могут быть ликвидированы путём изменения или совершенствования требований или методик испытаний и видимо останутся в случае перехода к прямому применению МЭК.

Шкала напряжений. Шкала номинальных напряжений МЭК включает следующие значения, кВ: 3,6 – 7,2 – 12 – 24 – 36 – 52 – 72,5 – 100 – 123 – 145 – 170 – 245 – 300 – 362 – 420 – 550 – 800.

Поскольку номинальные напряжения по шкале МЭК соответствуют наибольшим рабочим напряжениям по шкале стандартов РФ, шкалу стандартов РФ (кВ) приводим для наибольших рабочих напряжений: 3,6 – 7,2 – 12 – 17,5 – 40,5 – 126 – 172 – 252 – 363 – 525 – 787.

Различие в шкале напряжений для выключателей имеет большее значение, чем для другого оборудования, так как оно влияет не только на изоляционные характеристики, но и на коммутационную способность. Параметры переходного восстанавливающегося напряжения (ПВН) для выключателей определяются

принятыми в международной и отечественной практике соотношениями, в которых важной составляющей является номинальное (МЭК) или наибольшее рабочее напряжение (ГОСТ).

Параметры ПВН в ГОСТ и в стандартах МЭК приводятся в виде таблиц для всех режимов отключения токов короткого замыкания и ёмкостных токов. При переходе к прямому применению стандарта МЭК IEC 62271-100 лучшая унификация требований стандартов может быть получена при сохранении соотношений и формул, по которым определяются параметры ПВН с применением шкалы наибольших рабочих напряжений РФ.

Требования к климатическим условиям. Отражая реальные климатические воздействия и требования основополагающих стандартов на эти воздействия, ГОСТ на выключатели нормирует более низкие минимальные температуры окружающего воздуха, чем стандарты МЭК.

Стандарт МЭК предусматривает минимальную температуру окружающего воздуха -40°C для выключателей наружной установки нормального исполнения и -50°C для выключателей, предназначенных для особо суровых условий работы. ГОСТ Р 52565-2006 предусматривает нормирование температуры окружающего воздуха для выключателей климатического исполнения УХЛ до -60°C в соответствии с ГОСТ 15150.

Выключатели для кабельных сетей. Отдельные требования для выключателей кабельных сетей, не предназначенных для применения в сетях с воздушными линиями электропередачи, отсутствуют как в отечественных стандартах, так и в ранее принятых стандартах МЭК. Они были впервые введены в последнем издании стандарта МЭК на выключатели и распространяются только на выключатели с номинальными напряжениями до 725 кВ включительно. Введены классы выключателей S1 и S2.

Выключатели класса S1 могут применяться только в кабельных системах. Выключатели класса S2 должны применяться в системах с воздушными линиями или в кабельных системах с прямым подсоединением выключателя к воздушной линии.

В РФ требования к выключателям класса S1 могут относиться к выключателям на номинальное напряжение от 15 до 35 кВ, т.е. в первую очередь к номинальным напряжениям 15, 20 и 35 кВ.

Различия между выключателями классов S1 и S2 и выключателями, соответствующими действующему стандарту ГОСТ Р 52565, относятся к параметрам ПВН.

Переходное восстановливающееся напряжение. Поскольку ПВН является одной из основных характеристик, определяющих коммутационную способность выключателя, сравним параметры ПВН, нормируемые действующим ГОСТ и МЭК, более подробно.

Для анализа изменений в параметрах ПВН в случае внедрения требований стандарта МЭК в отечественный стандарт в таблице даны основные параметры ПВН – максимальное напряжение u_c (кВ) и скорость восстановления напряжения $S = u_c/t_3$ (кВ/мкс) для основных классов напряжения выключателей в РФ при применении действующего ГОСТ Р 52565 и в случае внедрения требований стандарта МЭК. Значения параметров ПВН при прямом применении МЭК определялись по нормированным в стандарте МЭК 62271-100 выражениям для их определения и значениям наибольшего рабочего напряжения по ГОСТ Р 52565. Для выключателей 6 и 10 кВ МЭК предусматривает только класс S1, для выключателей 35 кВ оба класса напряжения S1 и S2. Как видно из таблицы, для выключателей 6 и 10 кВ нормированные МЭК параметры несущественно отличаются от требуемых ГОСТ Р 52565. Для выключателей 35 кВ класса S1 скорости ПВН также достаточно близки к требуемым ГОСТ Р 52565. При токе $I_{o.\text{ном}}$ скорости ПВН совпадают, при меньших токах отличаются несущественно: 4–9%. Однако для класса S2 скорости ПВН, определённые по выражениям, данным в стандарте МЭК, существенно превышают значения ГОСТ Р 52565: скорость ПВН увеличивается более чем в два раза при токах отключения, близких к номинальному току отключения. Очевидно, выключатели с номинальным напряжением 35 кВ окажутся наиболее чувствительными к введению стандарта МЭК в части требований к ПВН и возможно для них потребуются специальные ограничения на переходной период.

Для классов напряжения 110–750 кВ скорости переходного восстановления напряжения сохраняют свои значения, а амплитуда ПВН увеличивается при токе $0,1I_{o.\text{ном}}$ приблизительно на 15% в результате принятого МЭК увеличения коэффициента первого полюса для этого режима при данном токе. Это изменение, как правило, не потребуют изме-

Напряжение, $U_{\text{ном}}/U_{\text{н.р.}}$, кВ	Отключаемый ток	Параметры ПВН			
		По ГОСТ Р 52565-2006		По МЭК 62271-100	
		U_c , кВ	$S=u_c/t_3$, кВ/мкс	U_c , кВ	$S=u_c/t_3$, кВ/мкс
6/7,2, класс S1	$I_{\text{o.ном}}$	12,3	0,24	12,3	0,24
	$0,6I_{\text{o.ном}}$	13,0	0,60	13,2	0,60
	$0,3I_{\text{o.ном}}$	13,0	1,20	14,1	1,28
	$0,1I_{\text{o.ном}}$	13,0	1,20	15,0	1,36
10/12, класс S1	$I_{\text{o.ном}}$	20,6	0,34	20,6	0,34
	$0,6I_{\text{o.ном}}$	22,0	0,85	22,0	0,81
	$0,3I_{\text{o.ном}}$	22,0	1,70	23,5	1,81
	$0,1I_{\text{o.ном}}$	22,0	1,70	25,0	1,92
35/40,5, класс S2	$I_{\text{o.ном}}$	69,4	0,57	76,2	1,19
	$0,6I_{\text{o.ном}}$	74,0	1,44	81,7	1,91
	$0,3I_{\text{o.ном}}$	74,0	2,88	86,1	3,33
	$0,1I_{\text{o.ном}}$	74,0	2,88	89,1	3,45
35/40,5, класс S1	$I_{\text{o.ном}}$	69,4	0,57	69,4	0,57
	$0,6I_{\text{o.ном}}$	74,0	1,44	74,2	1,38
	$0,3I_{\text{o.ном}}$	74,0	2,88	79,2	2,94
	$0,1I_{\text{o.ном}}$	74,0	2,88	84,1	3,13
110/126	$I_{\text{o.ном}}$	187,0	2,00	187,0	2,00
	$0,6I_{\text{o.ном}}$	200,0	3,00	200,0	3,00
	$0,3I_{\text{o.ном}}$	206,0	5,00	206,0	5,00
	$0,1I_{\text{o.ном}}$	206,0	7,00	236,0	7,00
150/172	$I_{\text{o.ном}}$	255,0	2,00	253,0	2,00
	$0,6I_{\text{o.ном}}$	273,0	3,00	271,0	3,00
	$0,3I_{\text{o.ном}}$	281,0	5,00	278,0	5,00
	$0,1I_{\text{o.ном}}$	281,0	7,00	319,0	7,00
220/252	$I_{\text{o.ном}}$	374,0	2,00	373,0	2,00
	$0,6I_{\text{o.ном}}$	400,0	3,00	400,0	3,00
	$0,3I_{\text{o.ном}}$	411,0	5,00	411,0	5,00
	$0,1I_{\text{o.ном}}$	411,0	7,00	471,0	7,00
330/363	$I_{\text{o.ном}}$	538,0	2,00	538,0	2,00
	$0,6I_{\text{o.ном}}$	577,0	3,00	576,0	3,00
	$0,3I_{\text{o.ном}}$	592,0	5,00	592,0	5,00
	$0,1I_{\text{o.ном}}$	592,0	7,00	678,0	7,00
500/525	$I_{\text{o.ном}}$	779,0	2,00	779,0	2,00
	$0,6I_{\text{o.ном}}$	834,0	3,00	834,0	3,00
	$0,3I_{\text{o.ном}}$	857,0	5,00	857,0	5,00
	$0,1I_{\text{o.ном}}$	857,0	7,00	982,0	7,00
750/787	$I_{\text{o.ном}}$	1167,0	2,00	1167,0	2,00
	$0,6I_{\text{o.ном}}$	1251,0	3,00	1251,0	3,00
	$0,3I_{\text{o.ном}}$	1284,0	5,00	1284,0	5,00
	$0,1I_{\text{o.ном}}$	1284,0	7,00	1472,0	7,00

нения конструкции выключателей. Однако возможно будут необходимы дополнительные испытания на коммутационную способность небольшого объёма.

Коммутационная способность в условиях рас-согласования фаз. ГОСТ Р 52565 требует, что-

бы все выключатели на напряжение 110 кВ и выше были способны производить коммутацию линий в условиях рассогласования фаз при нормированном токе отключения, составляющем $0,25I_{\text{o.ном}}$, и возвращающемся напряжении $2,0U_{\text{н.р.}}/\sqrt{3}$. Это требование было иден-

тично соответствующему требованию стандарта МЭК. Однако в стандарте МЭК IEC 62271-100 это требование было изменено. Требование стало необязательным и распространено на все классы напряжения.

Вопрос о способности выключателя отключать ток в условиях рассогласования фаз решается изготовителем, но выключатели, предназначенные для коммутации тока в условиях рассогласования фаз, в части требований к этому режиму и испытаниям должны удовлетворять требованиям стандарта МЭК к этому режиму. Нормированный ток отключения составляет $0,25I_{o.\text{ном}}$, возвращающееся напряжение превышает $U_{n.p}$ в два раза для систем с заземлённой нейтралью и в 2,5 раза для систем с изолированной нейтралью.

Испытания на отключение неудалённого короткого замыкания. Согласно ГОСТ Р 52565 испытания на отключение неудалённого КЗ выполняются для выключателей, предназначенных для прямого присоединения к воздушным линиям с $U_{\text{ном}} \geq 110$ кВ и $I_{o.\text{ном}} > 12,5$ кА.

Стандарт МЭК IEC 62271-100 последней редакции нормирует испытания при неудалённом КЗ для выключателей класса S2, предназначенных для прямого присоединения воздушных линий, на $U_{\text{ном}} \geq 15$ кВ и с $I_{o.\text{ном}} > 12,5$ кА.

Испытания в режиме L90 при токе, составляющем 90% $I_{o.\text{ном}}$, должны проводиться для всех выключателей с $U_{\text{ном}} \geq 48,3$ кВ. Испытания в режиме L75 при токе, составляющем 75% $I_{o.\text{ном}}$, должны проводиться для всех выключателей класса S2 с $U_{\text{ном}} \geq 15$ кВ. Испытания в режиме L60 при токе, составляющем 60% $I_{o.\text{ном}}$, должны проводиться для всех выключателей с $U_{\text{ном}} \geq 48,3$ кВ, если минимальное время дуги, полученное в режиме L75, на четверть периода больше минимального времени дуги в режиме L90.

Волновое сопротивление линии для всех классов напряжения принято равным 450 Ом, коэффициент амплитуды для ПВН со стороны линии 1,6.

Переход к прямому применению МЭК приведёт к увеличению объёмов выполняемых испытаний в режиме неудалённого КЗ для выключателей с $U_{\text{ном}} < 35$ кВ.

Коммутационный ресурс. ГОСТ Р 52565 сохранил требования к допустимому числу отключений и включений токов КЗ, введённые в предыдущий ГОСТ на выключатели в 80-х годах XX в. Обоснованием для введения чрезвычайно высоких показателей коммутационного ресурса являлись данные ведущих зарубежных

фирм, которые принимались изготовителями при отсутствии чёткой методики испытаний и зачастую имели рекламный характер. Количество отключений и включений токов определено для токов $I_{o.\text{ном}}$ и $0,6 I_{o.\text{ном}}$. Например, элегазовый выключатель с $I_{o.\text{ном}} = 40$ кА должен без ремонта отключать ток 40 кА не менее 15 раз и ток 24 кА – не менее 26 раз.

В стандартах МЭК требования к коммутационному ресурсу имеют принципиально другой характер. По показателю коммутационного ресурса выключатели делятся на классы Е1 и Е2, которые определяются необходимостью их обслуживания в течение всего срока службы. Для выключателей класса Е2 не требуется обслуживание токоведущих частей главного токоведущего контура, а только минимальное обслуживание других частей. Минимальное обслуживание включает смазку, замену и пополнение газа, чистку наружных поверхностей. Выключатели, которые удовлетворяют требованиям МЭК к коммутационной способности, но не попадают в класс Е2, относятся к классу Е1.

Для выключателей класса Е2 с номинальным напряжением 52 кВ и ниже объём испытаний определяется стандартом МЭК 62271-100 на основании имеющегося опыта применения выключателей. Выключатели должны выдержать без выполнения ремонтных работ следующие операции и циклы:

при токе $0,1 I_{o.\text{ном}}$	84 отключения, 14 циклов О – 0,3 с – ВО, 6 циклов О – 0,3 с – ВО – t – ВО;
при токе $0,3 I_{o.\text{ном}}$	84 отключения, 14 циклов О – 0,3 с – ВО, 6 циклов О – 0,3 с – ВО – t – ВО;
при токе $0,6 I_{o.\text{ном}}$	2 отключения; 2 цикла О – 0,3 с – ВО – t – ВО;
при токе $I_{o.\text{ном}}$	2 цикла О – 0,3 с – ВО – t – ВО.

Для выключателей класса Е2 с номинальным напряжением 110 кВ и выше объём испытаний определяется документом МЭК – технический доклад TR62271-310. Принятые в нём допустимые числа операций обосновываются статистическими данными по работе выключателей на энергообъектах 13 стран (Бельгия, Нидерланды, Италия, Испания, Франция, Швейцария, Швеция, Германия, США, Канада, Бразилия, Япония, Индия).

Операции и циклы, которые должны выдерживать выключатели в процессе испытаний, делятся на износовые и контрольные. При износовых операциях обеспечивается требуемый уровень нагрузки на детали дугогаси-

тельного устройства и их износ. В контрольных операциях проверяется способность изношенного выключателя обеспечить коммутацию токов в отдельных характерных сложных режимах.

Для выключателей с $I_{o,nom} = 40$ кА выполняются износовые испытания:

при токе $0,6 I_{o,nom} = 24$ кА – 21 отключение,
при токе $0,1 I_{o,nom} = 4$ кА – 9 отключений;

и контрольные испытания:

при токе $0,6 I_{o,nom} = 24$ кА – 3 отключения,
при токе неудалённого КЗ $0,75 I_{o,nom} = 30$ кА – 3 отключения

при ёмкостном токе ненагруженной линии:

- при однополюсных испытаниях – 24 цикла ВО для выключателей класса С1 (с низкой вероятностью повторных пробоев) или 48 циклов ВО для выключателей класса С2 (с очень низкой вероятностью повторных пробоев);
- при трёхполюсных испытаниях выключателей класса С2 – 24 цикла ВО.

Для сокращения объёма испытаний при использовании результатов типовых испытаний износ выключателя в различных режимах коммутационных испытаний может быть приведён к износу при отключении тока $0,6 I_{o,nom}$ при использовании данных в стандарте МЭК коэффициентов эквивалентности: числа отключений при различных токах от 0,01 в режиме Т10 до 2,4 в режиме Т100s. Это означает, что при отключении тока $0,1 I_{o,nom} = 4$ кА износ дугогасительного устройства принимается равным 0,01 от износа его в режиме Т60 (при токе 24 кА), а при отключении тока $I_{o,nom} = 40$ кА – износ в 2,4 раза больше, чем при токе $0,6 I_{o,nom} = 24$ кА.

Используя указанные коэффициенты эквивалентности сопоставим в качестве примера объёмы испытаний на коммутационный ресурс по ГОСТ Р 52565 и по МЭК для $I_{o,nom} = 40$ кА. Требуемые стандартом МЭК 21 отключение тока 24 кА эквивалентно $21/2,4=9$ отключениям тока $I_{o,nom} = 40$ кА, что составляет всего 60% требуемого ГОСТ числа отключений – 15. При этом ГОСТ Р 52565 требует обеспечить при-

ведённый коммутационный ресурс для всех выключателей, а стандарт МЭК только для выключателей класса Е2, не требующих обслуживания в течение всего срока службы – 25 лет.

В целом требования стандарта МЭК, основанные на статистическом анализе данных по количеству отключений в разных по условиям работы и уровню эксплуатации странах, представляются более обоснованными и переход к рассматриваемому МЭК нормированию является целесообразным.

Генераторные выключатели. Стандарт МЭК не распространяется на генераторные выключатели, установленные между генератором и трансформатором. Зарубежные изготовители генераторных выключателей, как правило, руководствуются стандартом США IEEE C37.013-1997.

ГОСТ Р 52565 формально распространяется на генераторные выключатели, хотя он не охватывает требования к ним в полной мере и некоторые требования (например к ПВН) носят рекомендательный характер. Видимо, переход к прямому применению стандарта МЭК потребует разработки отдельного документа, регламентирующего требования к генераторным выключателям и методам их испытаний.

Для принятия решений о более полном сближении технических требований имеет смысл обсудить целесообразность принятия новых принципиальных решений, например, возможность принятия шкалы наибольших рабочих напряжений по МЭК, в этом случае ПВН может быть унифицировано в МЭК и ГОСТ.

Полезно обсудить также целесообразную структуру стандарта: сохранять структуру МЭК или привести её в соответствие с требованиями системы стандартизации РФ.

Хотелось бы обсудить возможные предложения по поставленным вопросам. Ждём Ваши предложения и пожелания.

Шлейфман Игорь Львович – канд. техн. наук.
Белотелов Виктор Петрович – доктор электротехники, чл.-кор. АЭН РФ.

ХРОНИКА

Подольскому ОАО «Завод Микропровод» – 55 лет

Подольский завод «Микропровод» был организован Приказом Министра электротехнической промышленности СССР № 221 от 13 июля 1956 г. на части площадей Подольского кабельного завода. Завод создавался как единственный в СССР, специализирующийся на выпуск тончайших эмальпроводов диаметром от нескольких микрон до 2,5 мм из меди, алюминия, сплавов сопротивления, редкоземельных и драгоценных металлов. Продукция завода широко применяется в электронной и электротехнической промышленностях, авиастроении, машиностроении и других отраслях народного хозяйства.

В 60–70-х годах завод начал выпуск эмальпроводов с полиэфирной и полиэфиримидной изоляцией, имеющей повышенную механическую прочность. Освоено производство уникальных эмальпроводов диаметром 0,014–0,017 мм, эмальпроводов с термопластичным покрытием. Объёмы производства достигли 9000 т.

В эти годы сформировался производственный и научно-технический облик завода.

ОАО «Завод Микропровод» по праву называют заводом-лабораторией. Совместно с отраслевым институтом ВНИИКП разрабатываются и осваиваются новые, остро востребованные промышленностью, марки эмальпроводов.

Исторической датой можно назвать 2005 г., когда было проведено полное техническое перевооружение производства эмальпроводов, внедрена современная технология их изготовления. Одновременно в условиях действующего производства осуществлены оптимизация структуры производства и реконструкция энергетических мощностей завода.

Большое внимание обращено на контроль качества материалов, полуфабрикатов и готовой продукции. ЦЗЛ и ОТК оснащены высокоточным оборудованием, позволяющим вести объективную оценку их качества. Система менеджмента качества предприятия сертифицирована в 2005 г. нидерландской фирмой КЭМА и международной ассоциацией по качеству IQNet и позволяет ОАО «Завод Микропровод» удовлетворять потребности самых взыскательных потребителей.

В настоящее время ОАО «Завод Микропровод» выпускает всю гамму эмальпроводов с температурными индексами от 105 до 240 °C общепромышленного и специального назначения.

Все работы проводятся в тесном контакте с предприятиями-смежниками. Параметры эмальпроводов адаптируются к требованиям заказчика. Технология производства позволяет решать указанные задачи.

Благодаря высокому техническому уровню и слаженной работе всех сотрудников завод с минимальными потерями пережил 2008 и 2009 гг.

В 2010 г. рост объёма производства увеличен на 25% по сравнению с 2009 г.

Потребителями продукции ОАО «Завод Микропровод» являются более 1500 предприятий различных отраслей промышленности, в том числе предприятия Министерства транспорта РФ, Федерального Космического агентства, Федерального Агентства по атомной энергии, Министерства Обороны РФ, Министерства промышленности и энергетики РФ и многие другие.

4 апреля 2011 г. исполнилось 80 лет заслуженному деятелю науки и техники РФ, почётному работнику профессионального образования РФ, доктору технических наук, профессору, почётному члену Российской академии электротехнических наук, заведующему кафедрой «Электропривод» Московского государственного открытого университета Георгию Борисовичу Онищенко.

Редколлегия журнала «Электротехника», коллеги и ученики поздравляют Георгия Борисовича с юбилеем и желают здоровья, энергии, творческих успехов.

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Изяслав Борисович Пешков

(к 75-летию со дня рождения)

26 мая 2011 г. исполнилось 75 лет заслуженному деятелю науки и техники РФ, доктору технических наук, профессору Изяславу Борисовичу Пешкову. В 1960 г. он окончил с отличием МЭИ по специальности «Электроизоляционная и кабельная техника».

Ещё до окончания учёбы в институте он пришёл на работу в НИИ кабельной промышленности и уже в 1961 г. был назначен заведующим отделом, а с 1965 г. стал заместителем директора по научной работе. С 1970 по 2003 гг. И.Б.Пешков – бессменный директор, генеральный директор ВНИИКП. Его талант организатора, умение находить решение самых сложных проблем позволили превратить небольшой отраслевой институт в современный, динамично развивающийся научно-технический центр кабельной промышленности. Сегодня он является председателем Совета директоров института.

Изяслав Борисович – президент Ассоциации «Электрокабель», объединившей почти все кабельные предприятия постсоветского пространства, а также президент международной Ассоциации «Интеркабель». С 1990 по 1998 гг. И.Б.Пешков был членом Совета Международной федерации производителей кабелей (ICF), в состав которой входят крупнейшие мировые производители кабельной продукции.

На протяжении ряда лет, вплоть до 2010 г., И.Б. Пешков возглавлял Академию электротехнических наук РФ, вложив много труда и творческой энергии в её становление и развитие. Сегодня И.Б. Пешков – почётный президент этой академии. Кроме того, он действительный член междуна-



родной Академии связи, Академии технологических и инженерных наук России.

Изяслав Борисович Пешков – известный учёный и крупнейший специалист в области электроизоляционной и кабельной техники. Им была разработана серия жаростойких обмоточных проводов и нагревостойких эмалированных проводов для электродвигателей серий АИ, 4, 4А. Им лично и под его научным руководством выполнено несколько крупных циклов научных исследований, связанных с созданием теории надёжности кабельной продукции, с разработкой новейших технологических процессов и созданием новых видов кабелей и проводов (кабелей оптических, кабелей силовых со сшитой пластмассовой изоляцией, кабелей повышенной пожаробезопасности и ряда других). При его участии впервые в СССР были разработаны медицинские томографы с использованием рентге-

новского излучения и ядерно-магнитного резонанса.

Им опубликовано более 400 печатных трудов, в том числе 64 патента и авторских свидетельства на изобретения, 28 учебников, учебных пособий и монографий. Его труды получили признание не только в России и странах СНГ, но и в дальнем зарубежье. И сегодня И.Б. Пешков продолжает активную творческую деятельность: в 2009 г. он возглавил большой коллектив авторов, написавших книгу «Кабели и провода. Основы кабельной техники»; в мае 2011 г. выходит из печати новое учебное пособие «Технология производства кабелей и проводов с применением пластмасс и резин» под его редакцией. Он – бессменный главный редактор журнала «Кабели и провода», долгое время И.Б. Пешков являлся членом редколлегии журнала «Электротехника».

Много лет Изяслав Борисович преподавал в Московском энергетическом институте. Под его руководством подготовлен целый ряд докторов и кандидатов технических наук. Большинство ведущих специалистов ВНИИКП, многие сегодняшние руководители и специалисты предприятий кабельной промышленности считают себя его учениками.

За выдающиеся заслуги перед Отечеством И.Б. Пешков награждён орденом Ленина, двумя орденами Трудового Красного Знамени, орденом Почёта, орденом Труда серебряной степени Венгерской Народной Республики, четырьмя медалями. Он – лауреат премии Совета Министров СССР, дважды лауреат премии Правительства России в области науки и техники (1999 г., 2010 г.).

Редакция и редакция журнала «Электротехника», коллеги, соратники и ученики поздравляют Изяслава Борисовича с юбилеем, желают ему здоровья, успехов и активного творческого долголетия.

Александр Михайлович Брянцев

(к 60-летию со дня рождения)

13 июня 2011 г. исполняется 60 лет доктору технических наук, профессору, академику АЭН РФ Александру Михайловичу Брянцеву.

В 1973 г. А.М. Брянцев с отличием окончил энергетический факультет Казахского политехнического института. В 1978 г. он защитил кандидатскую диссертацию, а в 1992 г. – докторскую диссертацию по теме «Магнитно-вентильные управляемые реакторы с предельным насыщением магнитной цепи». До 1993 г. А.М. Брянцев работал в АЭИ научным сотрудником, преподавателем, доцентом, заведующим кафедрой ТОЭ, деканом факультета, с 1987 по 1993 гг. – проректором АЭИ по научной работе. В эти годы А.М. Брянцев совмещал педагогическую, научную, и административную работу.

С 1993 по 1995 гг. А.М. Брянцев работал заместителем главного конструктора и заместителем главного инженера Московского электрозводства. Им разработаны и подготовлены к производству два типа управляемых реакторов: дугогасящий реактор РЗДУОМ-400/11 и управляемый подмагничиванием шунтирующий реактор мощностью 60 МВА на 500 кВ. Отработаны принципы реализации управляемых реакторов различных мощностей и классов напряжения, их изготовление на базе технологии силовых трансформаторов общего назначения. В 1995–2000 гг. А.М. Брянцев стал заместителем генерального директора ОАО «Раменский электротехнический завод «Энергия». Одним из основных направлений его работы были координация и управление деятельностью группы организаций (ОАО «Раменский электротехнический завод «Энергия», ОАО «Запорожтрансформатор», ВЭИ им. В.И. Ленина, НТЦ ВЭИ, г. Тольятти, НВФ «Электроцентр») по промышленному освоению серии высоковольтных управляемых ре-



акторов 25, 32, 63, 100, 180 МВА для сети 6–500 кВ. Разработка и массовое внедрение серии дугогасящих реакторов с подмагничиванием типа РУОМ мощностью 190–1520 кВА 6–10 кВ (в настоящее время успешно эксплуатируются более 200 таких реакторов) отмечена премией правительства РФ в области науки и техники за 2003 г.

В 2000 г. Брянцев А.М. вместе с единомышленниками основал специализированную компанию ОАО «Электрические управляемые реакторы», где с использованием оригинальных запатентованных технических решений была организована эксклюзивная технология производства управляемых подмагничиванием шунтирующих реакторов 110–500 кВ и выше. Более 10 лет эту технологию производства повторить никто не может. В 2006 г. группа компаний «Энергетический стандарт» приобрела у Брянцева А.М. авторские права на использование этой технологии в коммерческих целях. Потенциальная ёмкость рынка данных устройств только для электрической сети 110–500 кВ России оценена в сотни миллионов долларов США.

За последние 20 лет отечественная энергетика и электротехника не знают другого примера столь быстрой разработки, промышленного серийного изготовления и массового внедрения нового высоковольтного оборудования.

В настоящее время А.М. Брянцев является главным конструктором инжиниринговой компании ООО «Электросетевые компенсаторы» и руководит разработкой и организацией промышленного производства источников реактивной мощности 6–500 кВ на базе управляемых подмагничиванием шунтирующих реакторов и батарей статических конденсаторов. По существу – это наиболее простые промышленно освоенные устройства технологии FACTS.

Успех деятельности А.М. Брянцева и его коллектива прежде всего в том, что вся работа строится по принципу максимального приближения к актуальным запросам эксплуатации и сокращения сроков внедрения этих работ, однако с детальной научной и инженерной проработкой всех особенностей каждого нового проекта, особенно касающихся вопросов надёжности.

А.М. Брянцев – профессор кафедры электроэнергетических систем, научный руководитель лаборатории гибких систем передачи электроэнергии МЭИ (ТУ), ведёт научную и педагогическую работу, является членом наблюдательного совета «Союза инженеров-энергетиков РФ», членом редколлегии журнала «Электротехника». Он опубликовал в России и за рубежом более 200 научных трудов, из них более 80 авторских свидетельств и патентов.

Александр Михайлович Брянцев – человек с глубокими знаниями и опытом в обширных областях науки и техники, инициативный организатор, интереснейший собеседник, заботливый руководитель. Он активен и полон новых идей.

Редакция и редакция журнала, коллеги, соратники и друзья поздравляют Александра Михайловича с 60-летием, желают ему здоровья, успехов, удачи и активного творческого долголетия.

**Статистика обращений к переводным статьям журнала
«Электротехника» за 2009 г¹.**

Предлагаем Вашему вниманию статистику обращений к статьям журнала «Электротехника», переводящегося в США – “Russian Electrical Engineering” за 2009 г. Список содержит 50 статей – лидеров по числу обращений. Это статьи, полные тексты которых были загружены максимальное количество раз.

Надеемся, что эта информация будет Вам интересна.

Количество
обращений

1. Абрамов Б.И., Парфёнов Б.М., Кожаков О.И., Шалагин М.А., Колесников И.В. Современный электропривод постоянного тока для буровых установок	1/09	135
2. Мищенко В.А. Фазовый принцип векторного управления динамикой асинхронного электропривода	1/08	126
3. Омельченко Е.Я. Математическая модель трёхфазного асинхронного электродвигателя с фазным ротором	11/07	98
4. Коршунов А.И. Построение математической модели синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе	1/09	87
5. Абрамов Б.И., Коган А.И., Бреслав Б.М., Кочетков В.Д., Кожаков О.И., Шиленков В.А., Васильев В.К., Курилов Е.В., Люлькевич П.Р. Частотно- регулируемый электропривод буровых установок БУ-4200/250	1/08	83
6. Антипов В.Н., Данилевич Я.Б. Анализ и исследование соразмерного ряда синхронных машин как ветрогенераторов в диапазоне частот враще- ния 75-300 мин ⁻¹	1/09	79
7. Мисриханов М.Ш., Ситников В.Ф., Шаров Ю.В. Координация работы устройств FACTS в магистральных сетях на основе методов нечёткой логики	1/08	74
8. Альшиц В.М., Бажин Б.Г., Зеленцов В.И. Регулируемый электропри- вод переменного тока машины нового типа для непрерывного литья заготовок	1/08	73
9. Кириенко В.П. Системы импульсного электропитания частотно- регулируемых озонаторов	1/08	67
10. Кудин В.Ф., Киселичник О.И. Квазиоптимальная децентрализованная астатическая система автоматического управления скоростью асинхронного двигателя на основе метода векторных функций Ляпунова	1/08	67
11. Литвинов Б.В., Давыденко О.Б. Синхронный реактивный электро- двигатель со слоистым ротором.	1/09	67

¹ Статистику обращений к переводным статьям журнала «Электротехника» за 2007–2008 гг. смотрите в №9 за 2010 г.

12. Абрамов Б.И., Макаров Л.Н., Бреслав Б.М., Пономарёв В.М., Парфёнов Б.М. Асинхронные электродвигатели для частотно-регулируемых электроприводов буровых установок	1/09	66
13. Силовая электроника	10/08	62
14. Лузгин В.И., Петров А.Ю., Прахт В.А., Сарапулов Ф.Н. Математическое моделирование установки индукционного нагрева движущихся трубных заготовок	1/09	50
15. Попов В.И. Принципы формирования схем и электромагнитные свойства трёхфазных симметричных дробных обмоток электрических машин	1/09	49
16. Волков А.В., Волков В.А. Компенсация мощности искажений и реактивной мощности посредством активного фильтра с прогнозируемым релейным управлением	3/08	48
17. Шаншурев Г.А. Математическая модель однофазного асинхронного двигателя с несимметричной обмоткой статора	9/07	45
18. Антипов В.Н., Данилевич Я.Б. Быстроходные электрические машины для энергетики: состояние и тенденции развития	6/07	43
19. Осин И.Л., Мошинский Ю.А. Электрические двигатели с постоянными магнитами в системах возбуждения	8/07	40
20. Гловацик А.В., Кубарев Л.П., Макаров Л.Н. Основные направления развития электрических машин и электромеханических систем на их основе	4/08	38
21. Кочергин В.В. Схемы и характеристики синхронного вентильного двигателя с однозубцовой обмоткой	2/07	38
22. Смирнов Ю.В. Электромагнитные вентильно-индукторные электроприводы с разомкнутой системой управления	1/08	38
23. Мищенко В.А. Векторная теория асинхронного электродвигателя	6/07	37
24. Брованов С.В., Харitonов С.А. Реализация векторной ШИМ в трёхфазном трёхуровневом выпрямителе	6/08	36
25. Линдер Ш. Силовые полупроводниковые приборы. Обзор и сравнительная оценка	10/07	36
26. Костырев М.Л., Лютахин Ю.И. Проектирование электромагнитной системы асинхронных моментных двигателей с шаровым полым ферромагнитным ротором	1/09	34
27. Харитонов С.А., Коробков Д.В., Маслов М.А., Бородин Н.И., Левин А.В., Юхнин М.М., Лившиц Э.Я. Система генерирования электрической энергии типа «переменная скорость – постоянная частота» на базе синхронного генератора с возбуждением	6/08	33
28. Аносов В.Н. Динамическая модель тяговой аккумуляторной батареи автономного транспортного средства	9/07	33
29. Кэрролл Э., Линдер Ш., Блидберг И., Чекмарёв А. Силовые полупроводники в сфере передачи и распределения энергии	10/07	32
30. Силовая электроника	6/09	30
31. Баховцев И.А. Использование трёхфазного АИН с ШИМ для управления асинхронным исполнительным двигателем	6/08	29

32. Прозоров В.А.	Стратегия системного проектирования					
электрических машин					2/07	27
33. Зотов Л.Г.	Метод построения многоуровневых инверторов					
на основе повышающих конденсаторных преобразователей						
с изменяющейся структурой					10/07	27
34. Измайлов В.В., Новосёлова М.В., Наумов А.Е.	Применение					
статистических методов для прогнозирования остаточного ресурса						
электроконтактных соединений					1/08	27
35. Яковлев В.Ф., Синицин А.П.	Анализ работы зарядных блоков					
суперконденсаторных пусковых устройств двигателей легковых						
автомобилей					8/08	26
36. Мельников С.Ю., Наумова Л.И., Пантелейева Е.С.,						
Сударикова Е.В.	Контроль точности позиционирования шаговых					
двигателей с помощью программного комплекса Labview					2/07	25
37. Кирюхин А.Ю., Буре И.Г.	Гибридный фильтр высших гармоник					
для трёхфазных сетей переменного тока 0,4 кВ					5/08	4
38. Иванов-Смоленский А.В., Кузнецов В.А., Петриченко Д.А.	Разви-					
тие комбинированного метода анализа электрических машин					8/07	23
39. Бочкарев И.В., Гунина М.Г., Галбаев Ж.Т.	Разработка и					
компьютерное моделирование электромеханических тормозных						
устройств для станкостроения и робототехники					5/08	23
40. Азизов А.Ш., Андреев А.М., Костельев А.М., Полонский Ю.А.						
Совершенствование электрической изоляции электрических машин						
высокого напряжения					3/07	22
41. Копылов И.П.	Обобщённая электрическая машина и обоб-					
щённый электромеханический преобразователь					2/08	22
42. Мисриханов М.Ш., Ситников В.Ф., Шаров Ю.В.	Модальный					
синтез регуляторов энергосистемы на основе устройств FACTS					10/07	22
43. Аракелян В.Г.	Исследование теплового старения изоляционных					
жидкостей Ч.2. Расчёт и практическое использование кинетических						
параметров процесса старения					1/08	21
44. Темлякова Р.В., Персона М.Г., Соловейчик Ю.Г., Петров Р.В.,						
Гречкин В.В.	О новом подходе к проектированию электрических					
машин на основе численного моделирования					9/07	21
45. Земан С.К., Осипов А.В., Сахаров М.С.	Исследование					
цифровых систем фазовой автоматической подстройки						
частоты последовательного резонансного инвертора					1/08	21
46. Кантор В.В.	К расчёту индуктивности рассеяния обмоток					
трансформаторов						
47. Берестов В.М., Харитонов С.А.	Алгоритм управления					
многоуровневым инвертором напряжения					11/07	20
48. Мещеряков В.П., Сибатов Р.Т., Самойлов В.В., Топчий А.С.						
Расчёт тока дуги отключения времени её гашения в низковольтных						
выключателях					2/08	19
49. Лурье А.И.	Процесс включения трансформатора на холостой					
ход и короткое замыкание					2/08	19
50. Бардин В.М., Борисов Д.А.	Моделирование переходных					
процессов в сварочном инверторе					6/08	19

**Требования к содержанию и оформлению статей
журнала «Электротехника»**

I. Содержание.

1. Введение. Состояние вопроса, рассматриваемого в статье. Постановка задачи, её новизна и актуальность.

2. Основное содержание. Последовательное изложение существа рассматриваемого вопроса или решаемой задачи. При изложении избегать громоздких аналитических выражений, формул, расчётов и др. Основные аналитические соотношения представлять в обобщённой форме с указанием методов их решения. Оригинальные методы решения могут быть пояснены более подробно. Изложение желательно иллюстрировать соответствующими рисунками, схемами, диаграммами и др., максимально отражающими существо рассматриваемых вопросов.

3. Моделирование и экспериментальная часть (если они есть). Краткое описание математической или физической моделей. Оценка полученных результатов при моделировании.

4. Заключение. Выводы и значимость результатов для соответствующих областей науки и техники.

5. Список литературы. Приводится в конце статьи в порядке последовательности ссылок в тексте. Указываются:

- для журнальных статей — фамилия и инициалы авторов, наименование статьи или сборника, год издания, номер;
- для книг — фамилия и инициалы авторов, название книги, наименование издательства, город его нахождения, год издания.

В список литературы не должны включаться не напечатанные материалы и материалы для служебного пользования.

6. К статье должны быть приложены аннотация и ключевые слова на русском и английском языках, а также название статьи на английском языке.

II. Оформление.

1. Объём статьи не должен превышать 12 страниц текста, набранного на компьютере через 2 интервала с полями 2–3 см и иметь не более 5–6 рисунков, сделанных с помощью компьютера (Word, Photoshop). Формулы должны быть набраны на компьютере в отдельные строки.

2. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации, где она выполнена. К статье должны быть приложены сведения об авторах: фамилии, имена и отчества авторов, место работы, должности, учёные звания, степени, а также название вуза и факультета с указанием года его окончания. Необходимо указать контактные телефоны и электронные адреса.

3. Статья представляется в электронной форме по электронному адресу: elektrotehnika@mtu-net.ru. или по почте с приложением CD-диска с текстом и рисунками.

В соответствии с решением Высшей аттестационной комиссии Министерства образования и науки Российской Федерации журнал «Электротехника» включен в перечень ведущих научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук.