

ISSN 0013-5860

# **Э** *Электротехника* **Т** **4 2006**



МЕДАЛЬ  
"ЗА ЗАСЛУГИ В  
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ"



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

#### 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

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

#### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

АНОШИН О.А., БЕЛКИН Г.С., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., ЕВСЕЕВ Ю.А.,  
ИНЬКОВ Ю.М., КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П., ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У., МОСКАЛЕНКО В.В.,  
НИКУЛИН А.А., РОЗАНОВ Ю.К., СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора),  
ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б., ФИНКЕЛЬ Э.Э.

Содержание журнала можно бесплатно получить в  
INTERNET через службу ИНФОМАГ, организован-  
ную 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 за  
прошлые и нынешний годы.

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, Главпочтамт, а/я 648.**

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

Редактор отдела О.В. Кунавина.  
Научный редактор Л.А. Романова.  
Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 18.01.2006. Подписано в печать 21.03.2006. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 126.

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный № 01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»  
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

© «Электротехника», 2006 г. Восточная областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Хрисанов В.И., Ямамура С. Спирально-векторный метод анализа и моделирования асинхронных двигателей при квазиустановившихся и переходных процессах ..... 2
- Новожилов А.Н., Беликова М.П. Защита асинхронного двигателя с фазным ротором от витковых замыканий ..... 6

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СЕТИ

- Качесов В.Е. Оценка вероятности эскалации перенапряжений при отключении заторможенных электродвигателей ..... 13
- Стародубов В.А. Нелинейное дифференциальное уравнение напряжения шахтной участковой электрической сети ..... 22
- Ведерников В.А., Лысова О.А., Кречина Г.С., Смирнов А.Ю. Разработка математической модели частотно-регулируемого электропривода погружного насоса ..... 24

### ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

- Волохов С.А., Добродеев П.Н. Закономерности распределения внешнего магнитного поля электрооборудования ..... 28
- Петков А.А. Формирование испытательного импульса тока в активно-индуктивной нагрузке ..... 34
- Баранов М.И. Квантовомеханическая модель быстрого нагрева проводника с электрическим током большой плотности ..... 38
- Власов А.Б. Дистанционная оценка величины тепловых потоков оборудования на основе тепловизионной диагностики ..... 45
- Земан С.К., Осипов А.В. Многоячейковые регулируемые резонансные преобразователи частоты с многозонной модуляцией в системах высокочастотного индукционного нагрева ..... 49
- Малафеев С.И., Копейкин А.И. Идентификация механических потерь в подшипниках электрических машин в режиме колебаний ..... 57

### ИСТОЧНИКИ ТОКА

- Баюнов В.В., Кривченко Г.В., Подалинский Ю.А. К вопросу оптимизации электродов свинцового аккумулятора ..... 60

### НОВЫЕ КНИГИ

- Аракелян В.Г. Физическая химия элегазового электротехнического оборудования ..... 65

## CONTENTS

### ELECTRIC MACHINES

- Khristanov V.I., Yamamura S. Spiral-vector method of analysis and modeling of quasi steady state and transients in induction motors ..... 2
- Novoshilov A.N., Volikova M.P. Protection of an induction motor with a phase-wound rotor from turn closures .. 6

### ELECTRIC MAINS

- Kachesov V.E. An estimation of probability of voltage surges escalation occurrence at stalled motor switching off ..... 13
- Starodubov V.A. The nonlinear differential equation of a voltage of a mine local electric network ..... 22
- Vedernikov V.A., Lysova O.A., Krechina G.S., Smirnov A.Yu. Development of mathematical model of frequency-adjustable electric drive submersible pumps ..... 24

### RESEARCHES AND CALCULATIONS

- Volokhov S.A., Dobrodeev P.N. laws of distribution an external magnetic field of an electrical equipment ... 28
- Petkov A.A. Formation of a current's test pulse in active-inductive loading ..... 34
- Baranov M.I. Quantum-mechanical model of a conductor quick heating by the conductivity electric current of high density ..... 38
- Vlasov A.B. Remote estimation of the value heat flow equipment on base thermovision di-agnostics ..... 45
- Zeman S.K., Osipov A.V. Many cellular controlled resonance frequency converter with multizone modulation in high-frequency induction heating systems ..... 49
- Malafeev S.I., Kopeykin A.I. Identification of mechanical losses in bearings of electric machines in a mode of fluctuations ..... 57

### SOURCES OF A CURRENT

- Bayunov V.V., Krivchenko G.V., Podalinsky Y.A. About optimization of the electrodes for stationary lead acid battery ..... 60

### THE NEW BOOKS

- Arakelyan V.G. Physical chemistry gas-insulated electrotechnical of the equipment" ..... 65

## Спирально-векторный метод анализа и моделирования асинхронных двигателей при квазиустановившихся и переходных процессах<sup>1</sup>

ХРИСАНОВ В.И., ЯМАМУРА С.

Приведена классификация математических моделей асинхронных двигателей с коротко-замкнутым ротором (АД) и выполнена их сравнительная оценка с точки зрения практического удобства применения и адекватности анализа квазиустановившихся и переходных процессов. Наряду с традиционными моделями, рассмотрен новый метод анализа, основанный на теории спиральных векторов (СВ), позволяющий анализировать характеристики АД для случаев синусоидального и прямоугольного напряжений статора. Приведены результаты анализа переходных процессов при пуске АД и путём сопоставления численных расчётов доказана адекватность модели СВ.

Интенсификация производственных процессов, как правило, увеличивает долю переходных процессов в рабочем цикле, при этом динамические нагрузки растут практически во всех составных частях асинхронного электропривода. Широкое внедрение силовой электроники в системах управления и регулирования АД приводит к несинусоидальным формам кривых статорного напряжения, что в свою очередь усложняет анализ не только переходных, но и квазиустановившихся процессов. В этой связи сохраняется актуальность построения эффективных математических моделей, являющихся одновременно и адекватными и удобными для практического применения. Кроме того, усовершенствование моделей позволит значительно повысить уровень современных систем управления АД, основанных, например, на векторном управлении и прямом (непосредственном) управлении моментом.

К сожалению, несмотря на значительное число публикаций по переходным процессам

The classification of mathematical models of squirrel-cage induction motors (IM) is presented and the comparative evaluation of models from the point of view of application convenience and the adequacy of the analysis both quasi steady state and transients is carried out. Alongside with traditional models, the new method of the analysis based on the theory of spiral vectors (SV), enabling to analyze IM performances for cases of sinusoidal and rectangular stator voltage, is considered. The results of IM start-up transient analysis are discussed and the adequacy of SV model is proved by the comparison of numerical calculation outcomes.

в АД, до конца не выявлены многие явления и не получены количественные значения мгновенных токов и электромагнитных моментов при различных частотах вращения ротора. Одной из основных тому причин является отсутствие удобных для практики математических моделей, позволяющих даже для простейших случаев синусоидального напряжения питания и неизменной частоте вращения ротора получить аналитические выражения для переходных процессов. Для восполнения этого пробела был проведён сравнительный анализ классических моделей АД, в результате чего вскрыты их недостатки и одновременно предложен новый подход к построению моделей, основанный на теории спиральных векторов (СВ) [1].

Целью настоящей статьи является дальнейшее развитие метода СВ для случаев несинусоидального напряжения статора, а также для исследований динамических режимов пуска АД при питании от промышленной сети.

<sup>1</sup> Печатается в порядке обсуждения.

### Классификация и сравнительная оценка эффективности математических моделей асинхронных двигателей

Согласно предложенной классификации (рис. 1) математические модели можно разделить на две главные группы в зависимости от того, отсутствуют или присутствуют в моделях преобразования переменных величин и параметров АД. Модели первой группы в свою очередь могут описывать процессы либо во временной области в виде дифференциальных уравнений, либо в комбинированной время-комплексной области, используя уравнения СВ. В случае использования временной области исходные дифференциальные уравнения трёхфазного АД могут быть решены аналитически только при неподвижном роторе, когда система из шести дифференциальных уравнений распадается на три пары независимых линейных дифференциальных уравнений. Это свойство сегрегации фаз исчезает при вращающемся роторе, что приводит к необходимости решать полную систему нелинейных уравнений с периодически изменяющимися коэффициентами. В случае же применения метода СВ при построении математических моделей (в комбинированной время-комплексной области) свойство сегрегации фаз сохраняется и при вращающемся роторе, при этом дифференциальные уравнения остаются линейными [1, 2].

Исследование математических моделей АД во временной области и доказательство их адекватности при переходных процессах и питании АД от источников синусоидального и несинусоидального напряжений приведено в [3, 4]. Соответственно оценка их адекватности в классификации на рис. 1 является положительной. Подтверждение адекватности моделей СВ приведено ниже. Под удобством применения той или иной модели, отмечаемой положительной оценкой, понимаются минимальные трудозатраты (минимум затрат компьютерного времени) при расчётах переходных процессов. Таким образом, из рис. 1 следует, что лишь модели, основанные на СВ, имеют положительные оценки и адекватности и удобства практического применения независимо от режима работы АД (состояния ротора).

#### Основные положения метода спиральных векторов

Согласно [1] теория СВ применима для анализа электрических цепей как переменного (синусоидального), так и постоянного тока. При питании АД от инверторов напряжения выходные кривые имеют прямоугольно-ступенчатую форму, что позволяет каждый из последовательных интервалов с постоянным уровнем напряжения представить в виде спирально-векторных функций [2].



Рис. 1. Классификация математических моделей АД

Напомним, что в основе данного метода лежит представление общего решения дифференциального уравнения электрической цепи с синусоидальным возмущающим воздействием в следующем виде:

$$i = A \exp(\delta t); \quad \delta = -\lambda + j\omega. \quad (1)$$

Если  $\delta$  является комплексной величиной, то с увеличением времени  $t$  ток  $i$  будет изображаться на комплексной плоскости в виде спирали (рис.2,а). Синусоидальное напряжение записывается в комплексном виде:

$$u = \sqrt{2} |U| \exp j(\omega t + \psi) = \sqrt{2} U \exp(j\omega t) = \sqrt{2} \dot{U}, \quad (2)$$

что соответствует записи (1) при  $\lambda = 0$  и превращению на комплексной плоскости спиральной траектории вектора в окружность (рис.2,б). В случае, когда  $\delta = 0$ , получаем постоянное напряжение, которое изображается в виде вектора, совпадающего с осью реальных величин (рис.2,в).

Прямоугольной формы выходное напряжение инверторов (рис.3,а) в пределах каждого временного интервала может быть представлено спиральными векторами при  $\delta = 0$  со скачкообразно изменяющимися направлениями (рис.3,б).

При  $RL$ -нагрузке квазиустановившийся ток представляется спиральным вектором при  $\omega = 0$ , пульсирующим с изменяющейся во времени скоростью вдоль оси реальных величин (рис.3,в).

При подключении цепи второго порядка к синусоидальному напряжению возникают апериодические либо колебательные переходные процессы, которым будут соответствовать определённые формы спиральных векторов (рис.4).

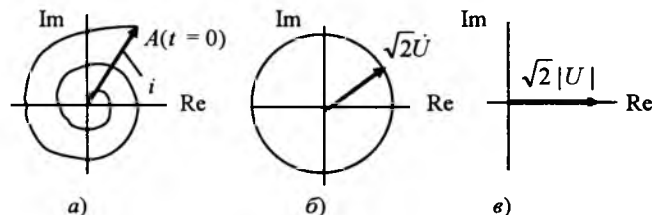


Рис.2. Векторы тока и напряжения на комплексной плоскости

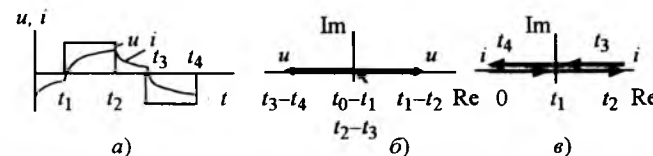


Рис.3. Представление напряжения и тока инвертора во временной (а) и комплексных областях (б, в)

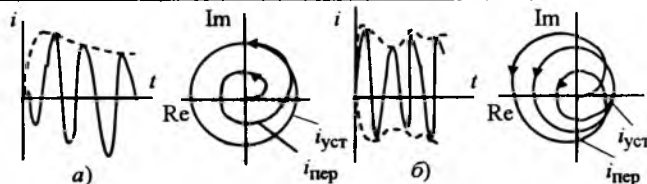


Рис. 4. Аperiодический (а) и колебательный (б) переходные процессы во временной и комплексной областях

Как отмечалось выше, одним из важнейших свойств метода СВ является сегрегация фаз АД, не зависящая от состояния ротора и справедливая как в установившихся, так и в переходных режимах работы двигателя. Благодаря этому свойству получена новая математическая модель АД в виде системы из двух дифференциальных уравнений, для получения которых не требуется производить преобразование переменных:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + (L_1 + 3M/2)p & (3M/2)p \\ (3M/2)(p - j\omega r) & R_2 + (L_2 + 3M/2)(p - j\omega r) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Это в два раза меньше, чем в известных математических моделях с преобразованием переменных величин и в три раза меньше, чем в моделях без преобразования переменных при тех же самых общепринятых допущениях в отношении АД.

Характеристическое уравнение системы (3) имеет второй порядок и его аналитическое решение не вызывает трудностей, что в свою очередь позволяет найти аналитические выражения для токов, момента, КПД и других характеристик как в установившихся, так и в переходных режимах работы АД. В частности, для мгновенного электромагнитного момента в модели СВ имеем [1]:

$$m(t) = p9/4M \operatorname{Im}[i_1 i_2^*], \quad (4)$$

где  $p$  – число пар полюсов;  $i_1$  – спиральный вектор фазного тока статора;  $i_2^*$  – сопряжённый спиральный вектор фазного тока ротора;  $M$  – взаимная индуктивность АД;  $\operatorname{Im}$  – символ мнимой части комплексного числа.

Для получения развернутого выражения для  $m(t)$  необходимо подставить в него предварительно найденные токи из системы уравнений (3).

### Оценка СВ модели и результаты анализа переходных процессов в АД

С целью подтверждения адекватности модели СВ, а также количественной оценки её преимуществ при практическом применении по сравнению с моделью в  $d-q$  осях, были произведены расчёты переходных процессов пуска АД при питании от промышленной сети. В этом случае система (3) была дополнена выражением для электромагнитного момента (4) и уравнением движения привода при тех же самых статическом и динамическом моментах нагрузки.

Паспортные данные исследуемого АД приведены в таблице

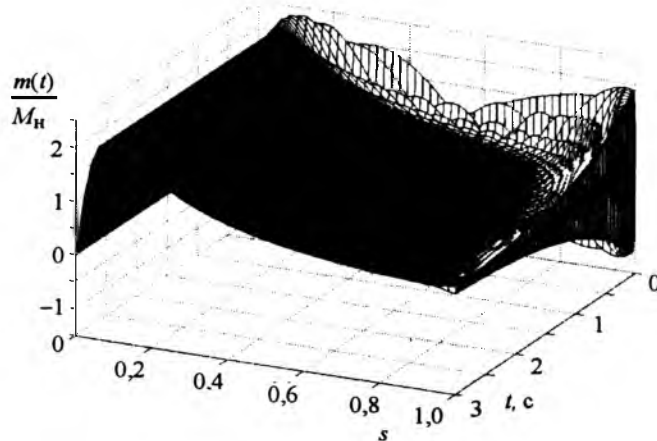


Рис.5. Трёхмерное семейство кривых переходных процессов в АД

Таблица

Тип АД	Номинальные величины					Параметры, Ом				
	$U$ , В	$P_n$ , кВт	$I_n$ , А	$s$	$p$	$R_1$	$R_2$	$x_1$	$x_2$	$x_m$
4А180М4	380/220 50 Гц	30	54,97	0,019	2	0,160	0,078	0,362	0,513	15,34

Получаемая система из четырёх уравнений является нелинейной, и для её численного решения использовался метод Рунге-Кутты, имеющийся в программном обеспечении практически любого ПК. Результаты компьютерных вычислений показали, что применение модели СВ позволило более чем на порядок снизить затраты машинного времени по сравнению с вычислениями на основе  $d-q$  модели. Полученное в трёхмерном пространстве семейство кривых переходных процессов при подключении АД к сети с различными частотами вращения ротора (рис.5) путём графического совмещения было сравнено с аналогичной картиной, полученной в [5] с применением  $d-q$  модели. Их полное совпадение свидетельствует об адекватности модели СВ при анализе переходных процессов в АД.

Прокомментируем полученные результаты анализа и картину переходных процессов на рис.5. Установлено, что первопричиной возникновения пульсаций электромагнитного момента при пуске АД являются переходные пусковые токи, возникающие при подключении АД к сети. Поскольку кривые переходных электромагнитных моментов не зависят от текущего времени (от начальной фазы трёхфазных напряжений) подключения АД к сети, а зависят от частоты вращения (скольжения  $s$ ) и времени  $t$ , то полная картина яв-

лений представляется в виде трёхмерного изображения семейства переходных процессов (рис.5).

Области, имеющие светлый фон и взметнувшиеся над тёмной поверхностью установившихся режимов, принадлежат зонам переходных процессов. Видно, что в момент подключения к сети АД с неподвижным ротором амплитуда переходного момента достигает максимума, равного двукратному значению номинального момента. При заторможенном роторе переходные процессы затухают очень медленно, и согласно рис.5 только по истечении более 3 с пусковой момент принимает своё установившееся значение. С уменьшением скольжения  $s$  длительность и амплитуда пульсаций переходного момента резко падают, достигая минимума при  $s \approx 0,5$ . Передний край поверхности, протянувшийся вдоль оси скольжения  $s$ , соответствует статической механической характеристике исследуемого АД, у которого согласно рис.5 критический момент в два раза превышает номинальное значение.

### Выводы

1. Произведён сравнительный анализ различных математических моделей АД и выявлены преимущества модели СВ.

2. С помощью метода СВ получена математическая модель АД с минимальным чис-



лом дифференциальных уравнений, что позволяет найти аналитические выражения для характеристик АД и упростить расчёты переходных процессов.

3. Показан путь дальнейшего развития теории СВ, направленный на анализ АД с не-синусоидальными напряжениями прямоугольной формы, характерными для инверторов напряжений.

4. Путём сопоставления численных расчётов доказана адекватность модели СВ.

5. На основании анализа переходных процессов пуска установлено, что первопричиной пульсаций электромагнитного момента являются возникающие пусковые переходные токи, при этом вращение ротора оказывает на эти процессы сильное демпфирующее влияние.

#### Список литературы

1. Yamamura S. Spiral Vector Theory of AC Circuits and Machines. Oxford: Clarendon Press, 1992.
2. Chisanov V., Yamamura S., Brzezinski R. Mathematical Models of Converter Fed Induction Motors: Adequacy and Applicability Issues // Proceedings of the 11-th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC). Riga, Latvia, 2004, CD-ROM.

3. Хрисанов В.И., Бржезинский Р. Вопросы адекватности математических моделей асинхронных двигателей при анализе переходных процессов пуска // Электротехника. 2003. № 10.

4. Хрисанов В.И. Математическая модель асинхронных машин в фазных осях статора // Электротехника. 2004. № 7.

5. Chisanov V.I., Brzezinski R. Theory and design of the induction motor soft starters // Proceedings of the 6<sup>th</sup> International Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems. Alushta (Ukraine)-Szczecin, 2004. Vol.1.

**Хрисанов Валерий Иванович** – профессор кафедры электрических машин и электропривода Института электротехники Щецинского технического университета, доктор техн. наук. Окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института в 1964 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Полупроводниковые маловентильные преобразователи с непосредственной связью для асинхронных электроприводов" в МЭИ в 1990 г.

**Ямамура Сакае** – действительный член Академии наук Японии, почётный профессор Токийского университета, почётный член Российской Международной электротехнической академии. Окончил Токийский университет в 1941 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Теория электромагнитных процессов в электромашиной автоматике" в США в 1953 г.

## Защита асинхронного двигателя с фазным ротором от витковых замыканий

НОВОЖИЛОВ А.Н., ВОЛИКОВА М.П.

*Рассмотрены способ и устройство защиты асинхронного двигателя с фазным ротором от витковых замыканий на встроенном измерительном преобразователе. Дана оценка чувствительности устройства и вероятности срабатывания при витковых замыканиях в статоре и роторе.*

На витковые замыкания во всыпных обмотках статора или ротора асинхронного двигателя (АД) с фазным ротором приходится до 83% всех замыканий [1]. В секционированных обмотках это значение достигает 35% [2]. Обычно в месте замыкания возникает дуга или проводники сплавляются, а в обмот-

*The way and protective system of an induction motor with a phase-wound rotor from turn closures on a built-in measuring transducer is reviewed. The estimation of responsivity of the protective system and probability of work at turn closures in a stator and rotor is given.*

ке статора или ротора образуется дополнительный контур, ток в витках которого значительно превышает номинальное значение. Так как простых и чувствительных устройств защиты от виткового замыкания на АД с фазным ротором нет, то двигатель при таком повреждении не отключается. В результате сле-



дует быстрый перегрев повреждённого элемента, ускоренное старение изоляции обмоток и, как правило, межфазное КЗ с обширными повреждениями. Иногда повреждения АД таковы, что его вообще невозможно восстановить.

Наиболее просты и чувствительны к витковым замыканиям устройства защиты на встроенных измерительных преобразователях [3], которые контролируют магнитную несимметрию машины по результатам измерения магнитных полей в торцевой зоне. Они хорошо зарекомендовали себя на асинхронных двигателях с короткозамкнутым ротором. Для защиты АД с фазным ротором предлагается использовать встроенный кольцевой индукционный преобразователь (КИП), который измеряет  $\Phi_{01}$  и  $\Phi_{02}$  – магнитные потоки лобового рассеяния нулевой последовательности в торцевой зоне от обмоток статора и ротора. АД с КИП изображены на рис.1, где 1 и 2 – обмотка и корпус КИП; 3 – подшипниковый щит; 4 и 5 – лобовые части обмотки статора и ротора.

**Способ защиты АД с фазным ротором** заключается в следующем. Обмотка статора в АД неподвижна, а в её витках протекают токи с частотой сети  $f_c = 50$  Гц. Эти токи формируют в торцевой зоне АД  $\Phi_{01}$  с частотой  $f_{п1}$  и  $f_c$  индуцируют в обмотке КИП ЭДС  $E_{п1}$ . Если допустить, что АД идеален, т.е. обмотки фаз его статора имеют одинаковое число витков, их секции точно изготовлены и установлены в сердечник, а сумма токов в них равна нулю, то в эксплуатационных режимах работы АД магнитный поток  $\Phi_{01}$  отсутствует и ЭДС  $E_{п1}$  равна нулю.

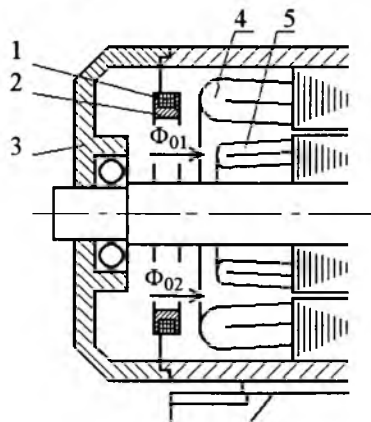


Рис.1. АД с фазным ротором и КИП

При витковом или межфазном КЗ в обмотке статора возникают дополнительные контуры с током [3]. В торцевой зоне АД появляется магнитный поток  $\Phi_{01}$ , а на выходе КИП –  $E_{п1}$  с частотой сети.

Обмотка ротора АД вращается, и частота токов, индуцированных в секциях фаз, равна  $f_{п2} = sf_c$ , где  $s$  – скольжение ротора. Так как КИП и обмотка ротора обладают круговой симметрией, обмотку ротора относительно КИП можно считать неподвижной, а частоту ЭДС  $E_{п2}$  в ней – равной  $f_{п2}$ . Конструкции обмоток статора и ротора аналогичны, поэтому аналогичны и процессы в них. Следовательно, в эксплуатационных режимах работы АД магнитный поток  $\Phi_{02}$  с частотой  $f_{п2}$  и ЭДС  $E_{п2}$  на выходе КИП отсутствуют. Они появляются только при витковом или межфазном КЗ.

**Устройство защиты** представлено на рис.2 в виде блок-схемы, где АД с КИП – асинхронный двигатель с встроенным преобразователем;  $R_{вх}$  – входная цепь; ППФ и ПЗФ – полосно-пропускающий и полосно-задерживающий фильтры; ПЭ1 и ПЭ2 – пороговые элементы; ЭИ – элемент индикации; РЭ – реагирующий элемент; ВН – выключатель нагрузки.

В произвольном режиме работы АД ЭДС на выходе КИП

$$E_{п1} = 2\pi f_{п1} w_{п1} M_1 F_{экв1}; E_{п2} = 2\pi f_{п2} w_{п2} M_2 F_{экв2}, \quad (1)$$

где  $w_{п1}$  – число витков КИП;  $M_1$  и  $M_2$  – взаимная индуктивность витка КИП с контуром лобовой части витка секции статора и ротора;  $F_{экв1}$  и  $F_{экв2}$  – МДС эквивалентной секции обмотки статора и ротора, определяющая их несимметрию в торцевой зоне АД в произвольном режиме.

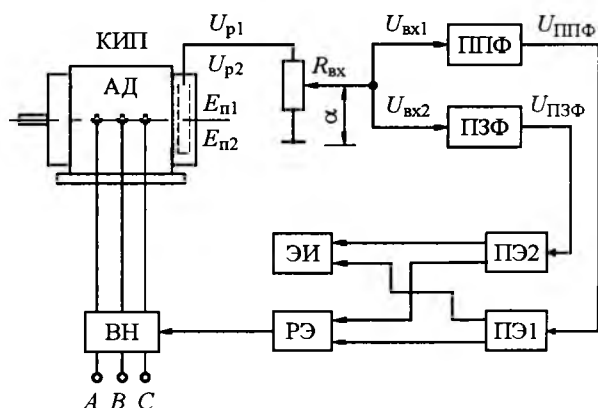


Рис.2. Блок-схема устройства защиты

Взаимные индуктивности  $M_1$  и  $M_2$  можно найти по потокоцеплениям бесконечного проводника (КИП) в призматическом ферромагнитном канале (торцевая зона развернутой машины) [4]. При этом магнитные поля определяются по методу зеркальных отражений с коррекцией токов [5]. Согласно [6] и расчётной схеме на рис.3

$$M_1 = \frac{\Psi_{\text{пс1}}}{F_{\text{п}}}; M_2 = \frac{\Psi_{\text{пс2}}}{F_{\text{п}}}, \quad (2)$$

где  $\Psi_{\text{пс1}}$  и  $\Psi_{\text{пс2}}$  – потокоцепление витка КИП с лобовой частью витка секции статора или ротора;  $F_{\text{п}}$  – МДС контура КИП, которую для удобства расчёта принимают равной единице (одновитковый КИП с током в витке, равным 1 А).

Если пренебречь аксиальной составляющей  $B_z$  магнитного поля, то

$$M_1 = \Psi_{\text{пс1}} = \oint_{S_{c1}} B_{y1} dS;$$

$$M_2 = \Psi_{\text{пс2}} = \oint_{S_{c2}} B_{y2} dS,$$

где  $\Phi_{\text{пс1}}$  и  $\Phi_{\text{пс2}}$  – магнитный поток КИП, пересекающий плоскость лобовой части секции статора и ротора;  $B_y$  – радиальная составляющая индукции магнитного поля, рассчитываемая по [5];  $S_{c1}$  и  $S_{c2}$  – площадь лобовой части секции статора и ротора.

Действительные формы лобовых частей сложны (рис.3). Поэтому их площадь заменяют простыми геометрическими фигурами, например прямоугольниками и треугольниками [4]. Магнитные потоки через плоскости отдельных фигур суммируются.

Так как в идеально изготовленном АД геометрические размеры и значение взаимоиндукции по отношению к КИП всех секций обмотки статора одинаковы, то их все можно заменить одной эквивалентной, МДС которой

определяет как магнитную несимметрию обмотки, так и наличие и значение  $\Phi_{01}$ . Например, при замыкании в фазе А статора  $w_{\text{Ак}}$  витков МДС эквивалентной секции

$$F_{\text{эКВ1}} = I_A(w_A - w_{\text{Ак}}) + I_B w_B + I_C w_C + I_{\text{Ак}} w_{\text{Ак}} = w_{\text{Ак}}(I_{\text{Ак}} - I_A), \quad (3)$$

где  $I_A, I_B, I_C$  – токи фаз статора;  $w_A, w_B, w_C$  – число витков в фазах статора;  $w_{\text{Ак}}$  и  $I_{\text{Ак}}$  – число короткозамкнутых витков и ток в них, который рассчитывается по [7].

МДС эквивалентной секции обмотки ротора находится аналогично. Так, при витковом замыкании в фазе а ротора  $w_{\text{ак}}$  витков

$$F_{\text{эКВ2}} = I_a(w_a - w_{\text{ак}}) + I_b w_b + I_c w_c + I_{\text{ак}} w_{\text{ак}} = w_{\text{ак}}(I_{\text{ак}} - I_a), \quad (4)$$

где  $I_a, I_b, I_c$  – токи фаз ротора;  $w_a, w_b, w_c$  – число витков в фазах ротора;  $I_{\text{ак}}$  – ток в короткозамкнутых  $w_{\text{ак}}$  витках ротора, рассчитываемый по [7].

Индуктивность КИП определяется так же, как  $M_1$  и  $M_2$ , по расчётной схеме на рис.3 одного витка КИП. Поэтому

$L_{\text{п}} = \Psi_{\text{п.п}} / F_{\text{п}}$ , где  $\Psi_{\text{п.п}}$  – собственное потокоцепление витка КИП.

Если принять  $F_{\text{п}} = 1$ , то  $L_{\text{п}} = \Psi_{\text{п.п}} = \Phi_{\text{п.п}} = \int_{S_{\text{п.п}}} B_z dS$ , где  $\Phi_{\text{п.п}}$  – магнитный поток от одного витка КИП, пересекающий его плоскость;  $B_z$  – аксиальная составляющая индукции магнитного поля КИП, рассчитываемая по [5];  $S_{\text{п.п}}$  – площадь КИП.

Тогда для катушки КИП с числом витков  $w_{\text{п}}$  и без учёта магнитных потоков в валу ротора реактивные и активное сопротивления

$$X_{\text{п1}} = 2\pi f_{\text{п1}} L_{\text{п}} w_{\text{п}}^2; X_{\text{п2}} = 2\pi f_{\text{п2}} L_{\text{п}} w_{\text{п}}^2; R_{\text{п}} = \rho_{\text{п}} \frac{\pi d_{\text{п}} w_{\text{п}}}{S_{\text{п}}}, \quad (5)$$

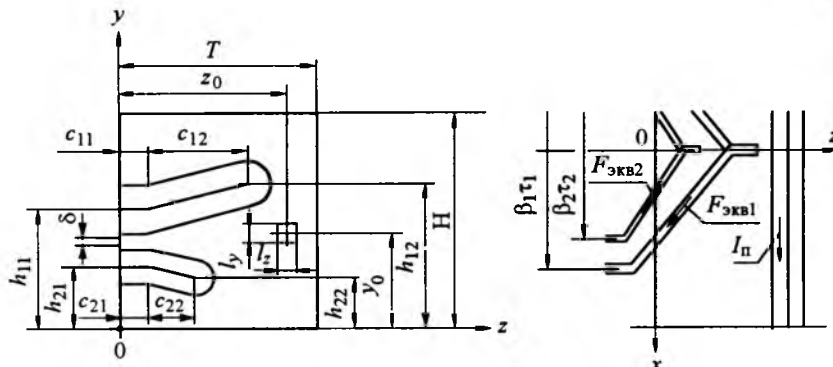


Рис.3. Схема для расчёта полей секции статора и ротора

где  $\rho_{\text{п}}$ ,  $S_{\text{п}}$  и  $d_{\text{п}}$  – удельное сопротивление проводника катушки КИП, его сечение и диаметр контура КИП;  $X_{\text{п1}}$  и  $X_{\text{п2}}$  – реактивное сопротивление КИП на частотах  $f_{\text{п1}}$  и  $f_{\text{п2}}$ .

Входная цепь на рис.2 служит для согласования схемы устройства с КИП и осуществляет нормирование напряжения на входе ППФ и ПЗФ. Так как  $R_{\text{вх}}$  является делителем напряжения, а входное сопротивление фильтров велико, то напряжения  $U_{\text{р1}}$  и  $U_{\text{р2}}$  с частотами  $f_{\text{п1}}$  и  $f_{\text{п2}}$  на входе устройства защиты связаны с напряжениями  $U_{\text{вх1}}$  и  $U_{\text{вх2}}$  на входе ППФ и ПЗФ следующими соотношениями

$$\begin{aligned} U_{\text{р1}} &= I_{\text{р1}} R_{\text{вх}}; U_{\text{вх1}} = U_{\text{р1}} \alpha = I_{\text{р1}} R_{\text{вх}} \alpha; \\ U_{\text{р2}} &= I_{\text{р2}} R_{\text{вх}}; U_{\text{вх2}} = U_{\text{р2}} \alpha = I_{\text{р2}} R_{\text{вх}} \alpha, \end{aligned} \quad (6)$$

где  $\alpha$  – отношение сопротивления между движком  $R_{\text{вх}}$  и землей к полному значению сопротивления  $R_{\text{вх}}$ ;  $I_{\text{р1}}$  и  $I_{\text{р2}}$  – токи в цепи реле с частотами  $f_{\text{п1}}$  и  $f_{\text{п2}}$ .

Токи в цепи реле

$$I_{\text{р1}} = \frac{E_{\text{п1}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{пров}} + Z_{\text{п1}}}; I_{\text{р2}} = \frac{E_{\text{п2}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{пров}} + Z_{\text{п2}}}, \quad (7)$$

где  $R_{\text{пров}}$  – сопротивление соединительных проводов;  $Z_{\text{п1}} = R_{\text{п1}} + jX_{\text{п1}}$ ,  $Z_{\text{п2}} = R_{\text{п2}} + jX_{\text{п2}}$  – комплексные сопротивления КИП для частот  $f_{\text{п1}}$  и  $f_{\text{п2}}$ .

Если выражения (7) подставить в (6), то можно получить зависимости напряжения на входе фильтров от ЭДС в преобразователе:

$$U_{\text{вх1}} = \frac{E_{\text{п1}} \alpha R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{пров}} + Z_{\text{п1}}}; U_{\text{вх2}} = \frac{E_{\text{п2}} \alpha R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{пров}} + Z_{\text{п2}}}. \quad (8)$$

ПЗФ подавляет основную гармоническую входного сигнала с учётом колебаний частоты в сети, а ППФ – её выделяет. Примем напряжения на выходе ППФ и ПЗФ с частотами  $f_{\text{п1}}$  и  $f_{\text{п2}}$  равными  $U_{\text{ППФ}}$  и  $U_{\text{ПЗФ}}$ . Тогда передаточные функции этих фильтров в зависимости от скольжения ротора

$$\chi_{\text{ППФ}(s)} = \frac{U_{\text{ППФ}(s)}}{U_{\text{вх1}}}; \quad \chi_{\text{ПЗФ}(s)} = \frac{U_{\text{ПЗФ}(s)}}{U_{\text{вх2}}}; \quad (9)$$

Для этого устройства использовались высококачественные ППФ и ПЗФ, разработанные в Павлодарском государственном университете специально для реализации целого ряда защит и устройств диагностики АД. Их

передаточные функции ППФ и ПЗФ приведены на рис.4 (кривые 1 и 2). Так как эти ППФ и ПЗФ не являются идеальными, то напряжение на выходе каждого из них при произвольном скольжении состоит из составляющих с частотами  $f_{\text{п1}}$  и  $f_{\text{п2}}$ . Тогда с учётом (9)

$$\begin{aligned} U_{\text{ППФ}} &= U_{\text{вх1}} \chi_{\text{ППФ}(s=1)} + U_{\text{вх2}} \chi_{\text{ППФ}(s)}; \\ U_{\text{ПЗФ}} &= U_{\text{вх1}} \chi_{\text{ПЗФ}(s=1)} + U_{\text{вх2}} \chi_{\text{ПЗФ}(s)}, \end{aligned} \quad (10)$$

где  $\chi_{\text{ППФ}(s=1)}$ ,  $\chi_{\text{ПЗФ}(s=1)}$  – передаточные функции ППФ и ПЗФ при скольжении ротора, равном единице;  $\chi_{\text{ППФ}(s)}$  и  $\chi_{\text{ПЗФ}(s)}$  – передаточные функции ППФ и ПЗФ при произвольном скольжении.

Уравнения (8) и (10) позволяют определить значения  $U_{\text{ППФ}}$  и  $U_{\text{ПЗФ}}$  в зависимости от режима работы АД, а также от числа замкнувшихся витков в обмотках статора и ротора.

Порог срабатывания элементов ПЭ1 и ПЭ2 принят равным напряжениям  $U_{\text{ср1}}$  и  $U_{\text{ср2}}$ . КИП реального АД имеет погрешность измерения, которая в основном обусловлена неточностью изготовления и установки секций статора и ротора. Поэтому в эксплуатационных режимах работы АД ЭДС  $E_{\text{п1}}$  и  $E_{\text{п2}}$  не равны нулю, а напряжения  $U_{\text{ППФ}}$  и  $U_{\text{ПЗФ}}$  равны напряжениям небаланса  $U_{\text{НБ1}}$  и  $U_{\text{НБ2}}$ .

При правильной работе защиты  $U_{\text{НБ1}}$  и  $U_{\text{НБ2}}$  в произвольном эксплуатационном режиме не должны превышать порог срабатывания элементов ПЭ1 и ПЭ2. Поэтому сигнал на их выходе, а также на выходе реагирующего элемента РЭ, в любом эксплуатационном режиме работы АД отсутствует. Элемент индикации ЭИ и выключатель нагрузки ВН находятся в исходном положении, а АД – в работе.

Короткое замыкание части витков в обмотке статора вызывает резкое увеличение магнитного потока  $\Phi_{01}$ . В КИП возрастёт  $E_{\text{п1}}$ , а

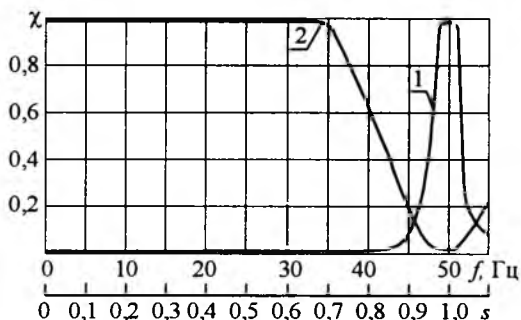


Рис.4. Передаточные функции ППФ и ПЗФ

на выходе ППФ –  $U_{ППФ}$ . И если  $U_{ППФ}$  превысит порог срабатывания ПЭ1, то на его выходе появляется сигнал, который поступает на элемент индикации ЭИ и реагирующий элемент РЭ. ЭИ сформирует сигнал о повреждении обмотки статора, а РЭ – сигнал на отключение выключателя нагрузки ВН. АД отключается от сети.

Короткое замыкание части витков в обмотке фазного ротора вызовет возрастание магнитного потока  $\Phi_{02}$ , а следовательно, увеличение  $E_{п2}$  и  $U_{ПЗФ}$ . Если  $U_{ПЗФ}$  превысит порог срабатывания ПЭ2, то на его выходе появляется сигнал на отключение АД.

Таким образом, устройство обеспечивает селективную работу защиты АД с фазным ротором при КЗ в обмотках статора и фазного ротора.

**Чувствительность устройства к замыканиям** в обмотках статора и фазного ротора зависит от максимального небаланса  $U_{НБ1}$  и  $U_{НБ2}$  в эксплуатационном режиме, а также от напряжений  $U_{ППФ}$  и  $U_{ПЗФ}$  при замыкании различного числа витков в обмотке статора или ротора. Напряжения небаланса на выходе ППФ и ПЗФ определяются по (10):

$$\begin{aligned} U_{НБ1} &= U_{ВХ1} \chi_{ППФ(s=1)} + U_{ВХ2} \chi_{ППФ(s)}; \\ U_{НБ2} &= U_{ВХ1} \chi_{ПЗФ(s=1)} + U_{ВХ2} \chi_{ПЗФ(s)}. \end{aligned} \quad (11)$$

Анализ (11), рис. 4, 5 показывает, что  $U_{НБ1}$  достигает наибольшего значения в режиме пуска, когда  $s = 1$ , а  $f_{п1}$  и  $f_{п2} = 50$  Гц. Поэтому

$$U_{НБ1} = \chi_{ППФ(s=1)}(U_{ВХ1} + U_{ВХ2}) = 0,965(U_{ВХ1} + U_{ВХ2}).$$

Тогда напряжение  $U_{ср1}$  срабатывания ПЭ1 рассчитывают так же, как и в токовых защитах [8],

$$U_{ср1} = U_{НБ1} k_{отс}, \quad (12)$$

где  $k_{отс}$  – коэффициент отстройки, учитывающий неточность определения  $U_{НБ1}$  и апериодическую составляющую токов фаз при пуске; при времени срабатывания защиты  $t_{ср} < 0,06$  с принимают  $k_{отс} = 2,5$ , а при  $t_{ср} > 0,06$  с  $k_{отс} = 1,3$ .

Значение  $U_{НБ2}$  зависит от скольжения и определяется по зависимости  $U_{НБ2} = f(s)$ , приведённой на рис. 6. Она строится по второму уравнению (11) с допущением того, что  $E_{п1}$  пропорциональна  $I_1$ , а  $E_{п2} = I_2 s$ . При этом токи  $I_1 = f(s)$  и  $I_2 = f(s)$ , а также передаточные функции  $\chi_{ППФ} = f(s)$  и  $\chi_{ПЗФ} = f(s)$  берутся в относительных единицах из рис. 5 и 4 со-

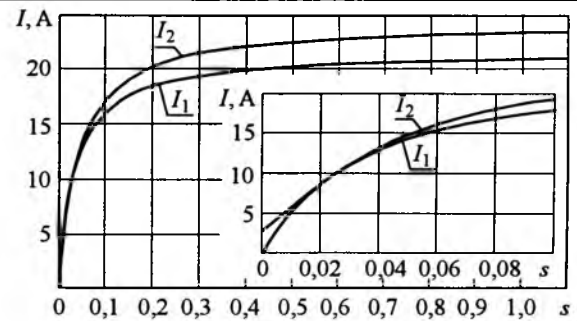


Рис. 5. Характеристики  $I_1 = f(s)$  и  $I_2 = f(s)$  АД с фазным ротором ДМТФ 112-6

ответственно. По рис. 6 для АД ДМТФ 112-6  $U_{НБ2}$  имеет максимум при  $s \approx 0,7$ . Так как зависимости  $I_1 = f(s)$  и  $I_2 = f(s)$  для широкого спектра АД с фазным ротором достаточно близки, а передаточные функции фильтров неизменны, то и для других АД с достаточной точностью можно считать, что максимум  $U_{НБ2}$  наступает при  $s \approx 0,65 \div 0,75$ .

С учётом этого и (11) для  $s \approx 0,7$

$$\begin{aligned} U_{НБ2} &= U_{ВХ1} \chi_{ПЗФ(s=1)} + U_{ВХ2} \chi_{ПЗФ(s=0,7)} = \\ &= 0,04 U_{ВХ1} + 0,95 U_{ВХ2}, \end{aligned}$$

где по рис. 4  $\chi_{ПЗФ(s=1)} = 0,04$ ,  $\chi_{ПЗФ(s=0,7)} = 0,95$ .

Тогда порог срабатывания ПЭ2  $U_{ср2} = U_{НБ2} k_{отс}$ .

Чувствительность защиты определена минимальным числом замкнувшихся витков  $w_{Ак}$  и  $w_{ак}$  обмотки статора или ротора, замыкание которых приводит к отключению двигателя. По известному значению  $U_{ср1}$  и  $U_{ср2}$ , а также по зависимости напряжения на выходе ППФ и ПЗФ от числа замкнувшихся витков фазы статора и ротора при различном скольжении АД чувствительность легко определить графически [3].

Для анализа чувствительности защиты к замыканиям в обмотках статора и ротора по

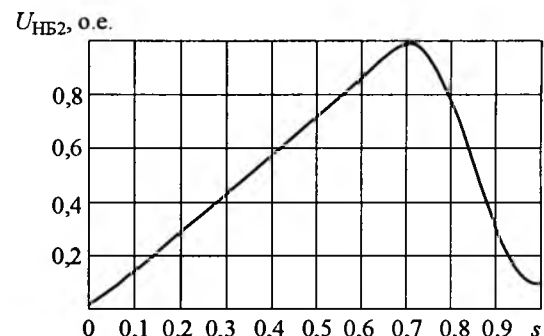


Рис. 6. Зависимость  $U_{НБ2} = f(s)$  АД с фазным ротором ДМТФ 112-6

(8) и (10) строят зависимости  $U_{\text{ППФ}} = f(w_{\text{Ак}})$  и  $U_{\text{ПЗФ}} = f(w_{\text{Ак}})$  для различных режимов работы АД, а также  $U_{\text{ср1}} = f(w_{\text{Ак}})$  и  $U_{\text{ср2}} = f(w_{\text{Ак}})$ . Например, на рис. 7, а приведены зависимости  $U_{\text{ППФ}} = f(w_{\text{Ак}})$  для скольжений ротора в режиме ХХ, номинальной нагрузки и пуска ( $s = 0,01; 0,075$  и  $1,0$ ) двигателя ДМТФ 112-6 при  $w_{\text{Ак}} = 0 \div w_{\text{с1}}$ , где  $w_{\text{с1}}$  – число витков в секции обмотки статора. Опуская перпендикуляр на ось  $w_{\text{Ак}}$  из точек с  $U_{\text{ППФ}} = U_{\text{ср1}}$  можно получить число витков, замыкание которых приводит к срабатыванию защиты. Так, при  $s = 1$  – это 2, а при  $s = 0,01$  – 9 витков. Это составляет 1,4 и 6,25% обмотки статора соответственно.

Аналогично поступают и при анализе чувствительности защиты к замыканиям в обмотке ротора. На рис. 7, б приведён ряд зависимостей  $U_{\text{ПЗФ}} = f(w_{\text{Ак}})$ , которые построены для скольжения ротора  $s = 0,01 \div 0,9$  двигателя ДМТФ 112-6 при замыкании  $w_{\text{Ак}} = 0 \div w_{\text{с2}}$ , где  $w_{\text{с2}}$  – число витков в секции обмотки ротора. Так как защита ротора срабатывает при  $U_{\text{ПЗФ}} = U_{\text{ср2}}$ , то отключение АД со скольжением  $s = 0,9 \div 0,025$  произойдёт при замыкании 2–16 витков соответственно. Это составляет 1,5–12% витков обмотки ротора. При  $s = 0,01$  защита не работает, так как число витков, замыкание которых должно вызвать её работу, превышает число витков в одной

секции. Однако это не может увеличить размеры аварии, так как токи в замкнувшихся витках при этом невелики.

Амплитудно-частотные характеристики напряжений  $U_{\text{НБ1}}$  и  $U_{\text{НБ2}}$  небаланса и определение параметров срабатывания проверены экспериментально на двигателях привода угольного конвейера "Украина 560L-6ФУ5" мощностью 500 кВт Экибастузской ГРЭС-2 и АОК2-630L-10У1 мощностью 500 кВт разреза "Богатырь". Результаты этих экспериментов хорошо согласуются с результатами, полученными в статье.

**Время срабатывания защиты  $t_{\text{ср}}$**  при замыкании в обмотках АД [1, 8] должно быть предельно малым, в идеале  $t_{\text{ср}} = 0$ . С учётом рис. 2 реальное время срабатывания защиты при замыкании в обмотках статора и ротора  $t_{\text{ср1}} = t_{\text{ППФ}} + t_{\text{ПЭ1}} + t_{\text{РЭ}}$  и  $t_{\text{ср2}} = t_{\text{ПЗФ}} + t_{\text{ПЭ2}} + t_{\text{РЭ}}$ , где  $t_{\text{ППФ}}$  и  $t_{\text{ПЗФ}}$  – время срабатывания полосно-пропускающего и полосно-задерживающего фильтров;  $t_{\text{ПЭ1}}$  и  $t_{\text{ПЭ2}}$  – время срабатывания пороговых элементов ПЭ1 и ПЭ2;  $t_{\text{РЭ}}$  – время срабатывания реагирующего элемента РЕ.

Пороговые элементы и реагирующий элемент выполняются на операционных усилителях и герконовом реле, что обеспечивает им  $t_{\text{ПЭ1}} + t_{\text{РЭ}} + t_{\text{ПЭ2}} + t_{\text{РЭ}} = 0,01 \div 0,02$  с.

Полосно-пропускающий и полосно-задерживающий фильтры также выполняются на операционных усилителях, но в силу их высокой добротности обладают инерционностью. Для ППФ и ПЗФ, разработанных в Павлодарском государственном университете, время срабатывания  $t_{\text{ППФ}} = t_{\text{ПЗФ}} = 0,1 \div 0,15$  с.

В результате время срабатывания защиты при замыканиях в обмотках АД составляет порядка 0,11–0,16 с. По [1] время срабатывания защиты от витковых замыканий, измеряющей несимметрию по току, может превышать 0,5 с. Расчёты по [1], эксперименты на ряде АД различной мощности в лаборатории при ПГУ, 15-летний опыт эксплуатации АД трёх Павлодарских ТЭС, двух Экибастузских ГРЭС и Ермаковской ГРЭС-1 показали, что при таком времени срабатывания защита способна ограничить повреждение обмотки статора или ротора пределами одной секции.

В случае реализации защиты на микроконтроллерах время её срабатывания уменьшится до 0,06 с.

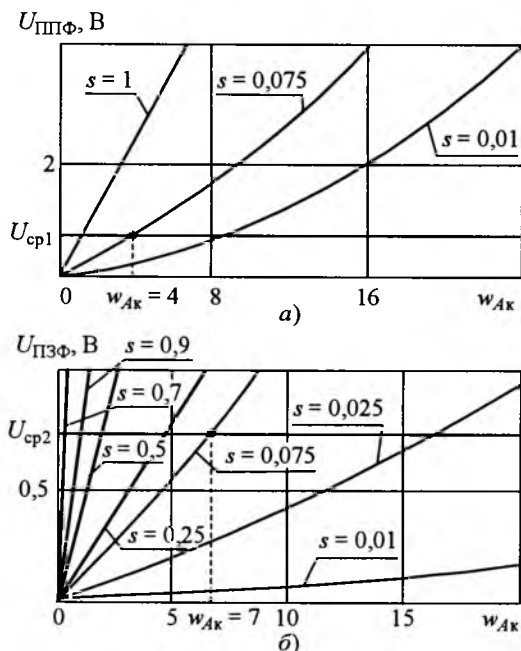


Рис. 7. Определение чувствительности защиты при витковом замыкании в статоре и роторе

**Вероятность срабатывания защиты** – это отношение числа срабатываний защиты к числу КЗ, которые могут возникнуть в обмотках этого типа. Она зависит от чувствительности защиты и типа обмоток. Так, если защита срабатывает при замыкании одного витка, то она сработает при всех возможных для этого типа обмотки витковых замыканиях. В этом случае вероятность срабатывания составит 1.

Математическая модель механизма развития витковых замыканий [9, 10] позволяет рассчитать вероятность возникновения электрических повреждений обмоток статора и фазного ротора. Согласно этой модели вероятность срабатывания защиты  $P_{wk}$  при возникновении  $w_k$  замкнутых витков в катушке статора или фазного ротора, имеющей число витков  $w_{c1}$  и  $w_{c2}$  соответственно,

$$P_{wk1} = \frac{(w_{c1} - w_{Ak})^2}{(w_{c1} - 1)^2}; \quad P_{wk2} = \frac{(w_{c2} - w_{Ak})^2}{(w_{c2} - 1)^2}. \quad (13)$$

Если  $w_{Ak}$  и  $w_{ak}$  привести к  $w_{c1}$  и  $w_{c2}$  соответственно, то зависимости  $P_{wk1} = f(w_{Ak})$  и  $P_{wk2} = f(w_{ak})$  будут представлять кривую  $P_{wk} = f(w_k / w_c)$ , приведённую на рис.8.

Если известна чувствительность защиты, то по рис.8 можно определить вероятность её срабатывания. Например, для обмотки статора вероятность срабатывания защиты с чувствительностью  $w_{Ak} = 4$  витка определяется зоной А и составляет 70%, т.е. с такой чувствительностью защита сработает в 7 случаях из 10. Эта зона ограничена точкой (•) пересечения перпендикуляра из  $w_{Ak} / w_{c1} = 0,167$  и кривой  $P_{wk} = f(w_k / w_c)$ . В зоне В защита не работает. Для обмотки фазного ротора вероятность срабатывания защиты определяется аналогично.

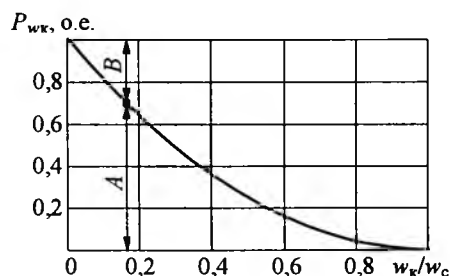


Рис.8. Вероятность срабатывания защиты при витковом замыкании в обмотке статора и фазного ротора АД ДМТФ 112-6

## Выводы

1. Предлагаемое устройство защиты АД с фазным ротором способно не только отключать двигатель при витковых замыканиях в обмотке ротора, но и надёжно различать повреждения в статоре и роторе.

2. Чувствительность устройства и вероятность срабатывания защиты в значительной степени зависят от режима работы АД.

## Список литературы

1. Корогодский В.И., Кужеков С.П., Паперно Л.Б. Релейная защита электродвигателей напряжением выше 1000 В. М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Козырев Н.А. Изоляция электрических машин и методы её исследования. М.: Госэнергоиздат, 1962.
3. Клецель М.Я., Новожилов А.Н., Поляков В.Е. Защита двигателей от витковых замыканий на кольцевом преобразователе // Изв. вузов. Электромеханика. 1986. № 3. С.118–126.
4. Новожилов А.Н. Расчёт параметров кольцевого измерительного преобразователя // Изв. вузов. Электромеханика. 1990. № 11. С.44–48.
5. Новожилов А.Н., Воликова М.П. Коррекция токов в методе зеркальных отражений при моделировании магнитных полей электрических машин // Электричество. 2004. № 9. С.41–44.
6. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа, 1967.
7. Новожилов А.Н., Воликова М.П., Новожилов Т.А., Мегель Н.В. Моделирование токов в асинхронном двигателе с фазным ротором при витковом замыкании // Вестник ПГУ. 2004. № 4. С.18–23.
8. Федосеев А.М. Релейная защита электрических систем. М.: Энергия, 1976.
9. Клецель М.Я., Новожилов А.Н. Вероятность возникновения витковых замыканий в электродвигателях и чувствительность защит от них. Деп. КазНИИТИ 14.11.85, № 1101 Ка-85.
10. Новожилов А.Н., Андреева О.А. Целесообразность применения защит от витковых замыканий на асинхронных двигателях // Материалы МНТК "Наука и новые технологии в энергетике". Павлодар, 2002. С. 206–210.

**Новожилов Александр Николаевич** – профессор кафедры "Автоматизация и управление" Павлодарского государственного университета (Казахстан). Окончил Павлодарский индустриальный институт в 1977 г. по специальности "Электрические сети и системы". Кандидатскую диссертацию по теме "Разработка защиты асинхронных двигателей от витковых замыканий с повышенной чувствительностью" защитил в Уральском политехническом институте в 1986 г. В 2002 г. в Алматинском институте "Энергетика и связь" защитил докторскую диссертацию по теме "Построение релейной защиты асинхронного двигателя с повышенной чувствительностью на встроенных преобразователях (теория, расчёты, реализация)".

**Воликова Марина Павловна** – аспирант кафедры "Автоматизация и управление" Павлодарского государственного университета (Казахстан). Окончила Павлодарский ГУ в 2002 г. по специальности "Электропривод и автоматизация технологических комплексов".

## Оценка вероятности возникновения эскалации перенапряжений при отключении заторможенных электродвигателей

КАЧЕСОВ В.Е.

Для вакуумных выключателей 6 (10) кВ, коммутирующих электродвигатели, на основе аналитического подхода определены критическая скорость восстановления электрической прочности межконтактного промежутка, а также вероятность отключения двигателей присоединений с различными параметрами, при которых обеспечивается отключение заторможенных электродвигателей без повторных пробоев межконтактного промежутка.

Перенапряжения при отключении двигателей выключателями с высокой дугогасительной способностью давно являются предметом исследований – с момента разработки (начало 60-х годов) и появления в эксплуатации (середина 60-х) вакуумных выключателей. Проблема классического *среза тока* (chopping current), создающего перенапряжения при отключении нагрузки индуктивного характера, которая хорошо известна и для других типов выключателей (с другими средами гашения дуги), решилась применительно к вакуумным выключателям в течение 10 лет с момента их появления благодаря переходу от Cu-Vi материала контактов к Cu-Cr, что позволило уменьшить ток с 8–25 до 3–5 А. Такое технологическое решение существенно снизило значения максимальных перенапряжений, которые сопровождают отключения ненагруженных двигателей (и трансформаторов), а также двигателей, несущих нагрузку, близкую к номинальной.

Другой тип перенапряжений связан с так называемыми *виртуальными срезами тока* (virtual chopping current, см. например [1]), возникающими в сетях с неэффективно заземлённой нейтралью вследствие наложения свободного высокочастотного тока, создаваемого повторными пробоями при отключении первого полюса выключателя, на ток промышленной частоты еще не отключённых фаз. При превышении высокочастотным то-

For vacuum circuit breakers 6 (10) kV, switching electric motors, on the basis of the analytical approach the critical rate of the dielectric strength recovery of contact gap as well the probability of switching-off of motor circuits with various parameters at which switching-off of stalled motors without reignitions of contact gap is provided are determined.

ком мгновенного значения тока основной частоты (т.е. при прохождении результирующего тока через нуль), благодаря высокой дугогасительной способности происходит погасание дуги в вакуумной дугогасительной камере (ВДК). Этот процесс сопровождается значительными перенапряжениями из-за быстрого изменения тока в двигателе.

Не углубляясь в анализ процессов при виртуальном срезе тока, необходимо отметить, что это событие крайне маловероятно при отключении не развернувшихся двигателей, поскольку их пусковые токи  $I_{\text{пуск}}$  имеют значительную кратность ( $K_{\text{п}} \cong 5 \div 7$ ) по отношению к номинальному рабочему току, и амплитуда свободных высокочастотных колебаний тока в отстающих по времени отключения фаз в подавляющем большинстве случаев не превышает по модулю значения

$I_{\text{пуск}} \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{2}$ , которое соответствует моменту про-

хождения тока в первом отключаемом полюсе через нулевое значение. Высокочастотный ток замыкается, в основном, через ёмкостные элементы схемы (рис.1), поэтому условие виртуального среза тока приближённо можно записать как:

$$i_{\text{ВЧ.НФ}} > I_{\text{пуск}} \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{2};$$



$$i_{\text{ВЧ.НФ}} = \frac{U_{\text{п}}}{Z_{\text{с.з}}} \frac{C_{\text{ф.ф}}}{C_{\text{ф}} + 2C_{\text{ф.ф}}},$$

тогда

$$\frac{U_{\text{п}}}{Z_{\text{с.з}}} > 6,9 I_{\text{пуск}},$$

$$\text{где } Z_{\text{с.з}} = Z_{\text{с}}^1 \left( \frac{n}{n-1} \right); Z_{\text{с}}^1 = \frac{Z_{\text{с.ф}}^2 + Z_{\text{с.ф}} Z_{\text{с.ф.ф}} - 2Z_{\text{с.ф.ф}}^2}{Z_{\text{с.ф}} + Z_{\text{с.ф.ф}}},$$

$i_{\text{ВЧ.НФ}}$  – высокочастотный ток не отключённых фаз;  $U_{\text{п}}$  – межконтактное напряжения пробоя на первом отключаемом полюсе выключателя;  $C_{\text{ф}}$ ,  $C_{\text{ф.ф}}$ ,  $Z_{\text{с.ф}}$ ,  $Z_{\text{с.ф.ф}}$ , – фазная и межфазная ёмкости (для кабелей с бумажно-масляной изоляцией и секторными жилами  $C_{\text{ф.ф}} \cong 0,275 C_{\text{ф}}$ ), и волновые сопротивления кабеля на высокой частоте (~50–300 кГц);  $Z_{\text{с.з}}$  – эквивалентное волновое сопротивление кабеля с учётом всех присоединений на секции;  $n$  – количество питающих кабелей (одинакового сечения);  $Z_{\text{с}}^1$  – волновое сопротивление кабеля при включении одного полюса выключателя.

Сопротивление  $Z_{\text{с}}^1$  превышает волновое сопротивление кабеля для прямой последовательности фаз  $Z_{\text{с1}}$ . Приближенно можно принять, что  $Z_{\text{с.ф.ф}} = 0,25 Z_{\text{с.ф}}$ , тогда

$$Z_{\text{с}}^1 = \frac{6}{5} Z_{\text{с1}}. \text{ С учётом последнего соотношения}$$

условие пробоя межконтактного промежутка первого отключаемого полюса выключателя, которое приводит к виртуальному срезу тока, запишется в виде:

$$U_{\text{п}} > 8,3 \left( \frac{n}{n-1} \right) Z_{\text{с1}} I_{\text{пуск}}. \quad (1)$$

С ростом мощности двигателя относительная скорость увеличения пускового тока больше, чем скорость уменьшения волнового сопротивления, поэтому для мощных двигателей  $U_{\text{п}}$  больше, а вероятность виртуального среза тока меньше. Так, для маломощного двигателя 6 кВ с пусковым током 0,2 кА, подключённого кабелем с волновым сопротивлением примерно 30 Ом, напряжение на контактах выключателя должно составлять в самом благоприятном для среза тока случае

( $n$  – большое,  $\frac{n}{n-1} \rightarrow 1$ ) 50 кВ, что уже пред-

полагает возникновение на отключаемой фазе электродвигателя перенапряжений очень высокой кратности. Для создания условий виртуального среза тока при отключении заторможенного двигателя мощностью 3150 кВт ( $I_{\text{пуск}} \cong 1,8$  кА), подключённого кабелем 240 мм<sup>2</sup> с волновым сопротивлением  $Z_{\text{с1}} = 8,8$  Ом необходимо межконтактное напряжение около 130 кВ, что практически невозможно. Вероятность виртуального среза возрастает, когда ток в двигателе имеет неустойчивый характер или маломощный двигатель подключён кабелем с завышенным сечением токоведущей жилы.

При отключении рабочих токов двигателей маловероятен сам факт повторного пробоя в первом отключаемом полюсе выключателя из-за небольшого межконтактного напряжения.

Наряду с током среза другой основной характеристикой выключателя является *скорость восстановления (нарастания) электрической прочности (К)* межконтактного промежутка. В процессе любых коммутаций на межконтактном промежутке восстанавливается напряжение, которое может превысить его электрическую прочность в переходном процессе, сопровождающем отключение цепи. У современных вакуумных выключателей этот параметр ВДК составляет 50 кВ/мс и более, но значительный парк ранее выпущенных коммутационных аппаратов характеризуется заметно меньшей скоростью восстановления электрической прочности – на уровне 20 кВ/мс.

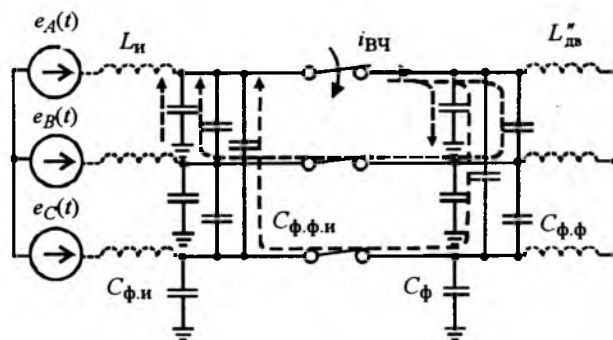


Рис.1. Пути протекания высокочастотного тока при повторном пробое в межконтактном промежутке выключателя фазы А

Поэтому при отключении пусковых токов электродвигателей могут создаваться условия, при которых электрическая прочность на межконтактном промежутке оказывается меньше переходного восстанавливающегося напряжения, обусловленного наложением свободных колебаний в системе двигатель–кабель на вынужденную составляющую межконтактного напряжения, что приводит к многократным пробоям в ВДК выключателя. Кратности таких перенапряжений в процессе отключения индуктивной нагрузки постоянно нарастают (происходит *эскалация напряжения* – voltage escalation), создавая угрозу пробоя как основной, так и продольной изоляции электродвигателей [2, 3], имеющей по сравнению с другим электрооборудованием соответствующего класса напряжения меньший запас электрической прочности [4]. Именно этим перенапряжениям посвящено значительное количество исследовательских (экспериментальных и теоретических) работ.

При анализе любых аномальных процессов, в том числе процессов, связанных с перенапряжениями, важным моментом является оценка вероятности их возникновения. Для коммутации отключения заторможенных двигателей это особенно актуально, поскольку эскалация сопровождается перенапряжениями, значительно превышающими испытательные напряжения статорной изоляции, принятые в эксплуатации  $U_{исп} \cong 2,9U_{ф.м}$ . Определение вероятности появления перенапряжений такого вида ранее выполнялось на основе обобщения множественных численных экспериментов [5], в [6] такая оценка сделана аналитически.

В настоящей статье излагается подход, основанный на анализе начальной части процесса эскалации – от момента первичного погасания дуги до последующего повторного пробоя межконтактного промежутка. Предлагаемый аналитический подход позволяет на основе простых выражений оценить вероятность инициирования эскалации перенапряжений по известным характеристикам двигательного присоединения. Одновременно определяется значение критической (минимально допустимой) скорости нарастания электрической прочности  $K_{кр}$ , при котором обеспечивается отключение двигательного

присоединения без повторных пробоев. В [6] моментом повторного пробоя считается максимум напряжения на контактах выключателя, в то время как равенство электрической прочности межконтактному восстанавливающемуся напряжению наступает несколько раньше. Повторный пробой может происходить не только на второй, но и на первой полуволне колебания восстанавливающегося межконтактного напряжения, что при некоторых сочетаниях параметров двигательного присоединения определяет значение критической скорости восстановления электрической прочности. Влияние естественного демпфирования свободных колебаний учитывается на основе анализа реальных процессов, полученных в эксперименте [3].

#### Простейшая схема замещения и анализ колебательного процесса на основе энергетических соотношений

В свободных колебаниях напряжения на двигателе можно выделить две основных составляющих: среднечастотную (СЧ), обусловленную колебаниями в контуре двигатель – питающий кабель и высокочастотную (ВЧ), вызванную волновыми процессами в питающей кабеле. Под низкочастотной составляющей понимаются стационарные процессы на синхронной частоте  $\omega$ , обусловленные питающим напряжением.

После отключения первого полюса выключателя под действием энергии, запасённой в реактивных элементах контура (упрощённая схема замещения сети приведена на рис.2) возникают колебания средней частоты, накладываются на вынужденную составляющую напряжения.

Амплитуда СЧ компоненты при этом:

$$U_{СЧ} = \sqrt{\frac{2W}{C}}, \quad (2)$$

где  $C = C_{\phi} + 2C_{\phi\phi} + C_{дв}$ ;  $W = W_{эм} + W_{эс}$ ;  $W_{эм}$  и  $W_{эс}$  – электромагнитная и электростатическая составляющие запасённой в контуре энергии.

С учётом того, что ёмкость перезаряжается до значения вынужденной составляющей напряжения неотключенных фаз ( $-0,5U_{ф.м}$ ), начальное значение полной энергии

$$W_0 = W_{эс} + W_{эм} = \frac{1}{2} \left[ C(1,5U_{ф.м})^2 + 1,5L_{дв}'' i_0^2 \right], \quad (3)$$

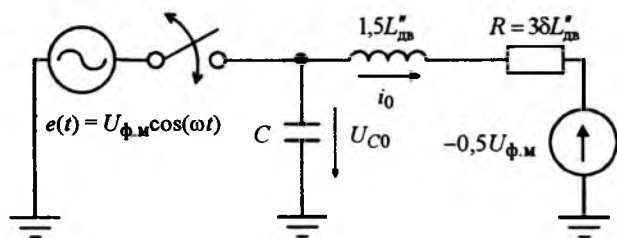


Рис.2. Упрощённая схема замещения сети

где  $L_{дв}''$  – сверхпереходная индуктивность двигателя;  $i_0$  – ток среза первого отключаемого полюса.

Вклад электромагнитной составляющей в амплитуду колебаний СЧ свободной компоненты ( $U_{сч}$ ) по отношению к значению, обусловленному электростатической составляющей,

$$\Delta U_{сч} = \sqrt{1 + \frac{W_{эм}}{W_{эс}}} - 1 = \sqrt{1 + \frac{1,5i_0^2 \frac{3U_{ф.м}^2}{2\omega K_{п}S} \cos(\varphi)}{C(1,5U_{ф.м})^2}} - 1 = \sqrt{1 + \frac{i_0^2 \cos(\varphi)}{\omega K_{п}SC}} - 1, \quad (4)$$

где  $\varphi$  – угол мощности двигателя;  $K_{п}$  – коэффициент кратности пускового тока;  $S$  – полная мощность двигателя.

Из (4) следует, что увеличение напряжения свободных колебаний связано с ростом сомножителя  $(SC)^{-1}$ , который пропорционален квадрату характеристического сопротив-

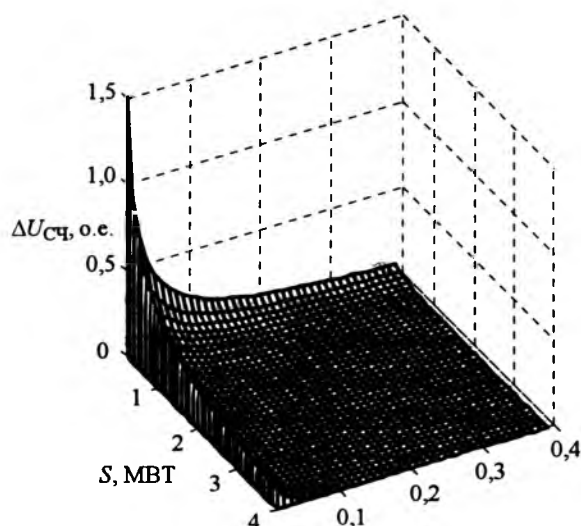


Рис.3. Дополнительное увеличение напряжения свободных среднечастотных колебаний, вызванное током среза 5 А ( $K_{п} = 6$ ,  $\omega = (100\pi)$  1/с,  $\cos(\varphi) = 0,8$ )

ления контура ( $Z_c$ ), остальные параметры в (4) ( $\cos(\varphi)$ ,  $K_{п}$ ) подвержены малой вариации. Суммарная ёмкость  $C$  при использовании кабелей напряжением 6 кВ с бумажно-масляной изоляцией и секторными жилами для типичных длин кабельных присоединений от 50 до 500 м сечением от 16 до 300 мм<sup>2</sup> меняется приблизительно в диапазоне от 0,01 до 0,4 мкФ. Для двигателей мощностью от 0,2 до 4 МВт и суммарной ёмкости, указанной выше, зависимость приращения амплитуды среднечастотных колебаний, вызванных током среза 5 А, приведена на рис.3. Видно, что вклад электромагнитной компоненты в полную энергию значительно сказывается лишь при отключении маломощных двигателей, подключенных короткими кабелями, т.е. когда электромагнитная энергия, запасённая в магнитной системе двигателя к моменту отключения первого полюса, соизмерима с электростатической (или превышает её).

Увеличение амплитуды среднечастотных колебаний благодаря срезу тока (на  $\Delta U_{сч}$ ) повышает вероятность первого повторного про-

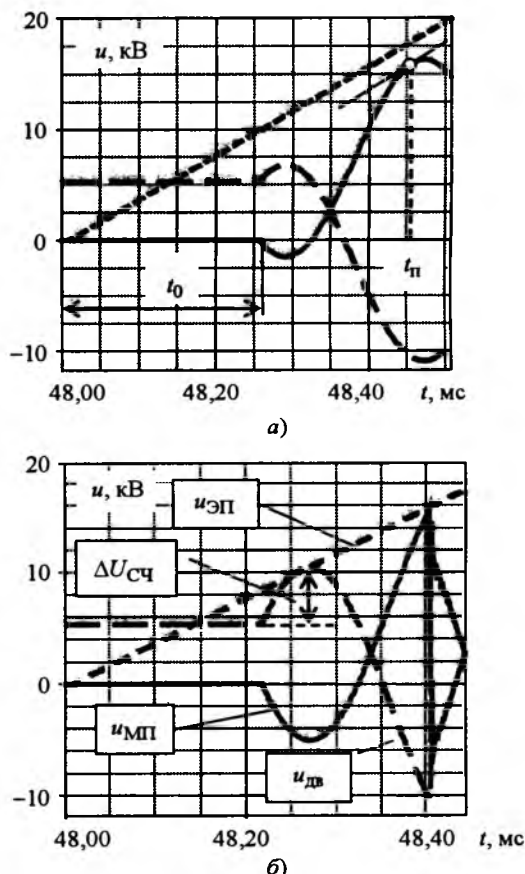


Рис.4. Компьютерные осциллограммы при отключении электродвигателя мощностью 200 кВт при токах среза 2,4 А (а) и 5 А (б) ( $K = 40$  кВ/мс)

боя. На рис.4 приведены компьютерные осциллограммы (полученные с помощью [8]) отключения двигателя мощностью около 200 кВт, где  $u_{дв}$  и  $u_{МП}$  – напряжение на двигателе и межконтактном промежутке;  $u_{ЭП}$  – электрическая прочность промежутка. Как видно из рис.4, повторный пробой в ВДК происходит при увеличении тока среза с 2,4 до 5 А.

#### Влияние затухания. Критическая скорость нарастания электрической прочности

Значение критической скорости нарастания электрической прочности ( $K_{кр}$ ), при которой ещё не происходит пробоя в ВДК (время пробоя  $t_{п}$  для конкретного случая изображено на рис.4, а), определяется из уравнения

$$u_{ЭП}(t_{п}) = u_{МП}(t_{п}) = U_{ф.м} - u_{дв}(t_{п}),$$

которое, можно записать следующим образом:

$$K_{кр}(t_{п} + t_0) = U_{ф.м} - u_{дв}(t_{п}) = 1,5 U_{ф.м} - U_{сч} e^{-\delta t_{п}} \cos(\beta t_{п} - \varphi_0), \quad (5)$$

где  $t_0$  – время между моментом расхождения контактов и срезом тока (время отключения/горения дуги);  $\varphi_0 = \arccos\left(\frac{1,5 U_{ф.м}}{U_{сч}}\right)$ ;  $\delta$  – коэф-

фициент затухания на средних частотах,

$$\beta = \sqrt{\beta_0^2 - \delta^2}; \quad \beta_0 = \frac{1}{\sqrt{1,5 L_{дв} C}}.$$

Коэффициент затухания  $\delta$ , как показали натурные эксперименты [3] при отключении двигателей мощностью около 200 и 300 кВт, подключённых кабелями протяжённостью до 100 м, равен 600 и 1800 для круговых частот свободных колебаний  $\beta \cong 15000$  и  $30000$  1/с (рис.5), соответственно. Столь незначительное затухание позволяет принимать  $\beta = \beta_0$ .

В точке касания прямой электрической прочности  $u_{ЭП}(t)$  и переходного восстанавливающегося напряжения на межконтактном промежутке  $u_{МП}(t)$  выполняется условие равенства производных:

$$\begin{aligned} K_{кр} &= U_{сч} e^{-\delta t_{п}} [\beta \sin(\beta t_{п} - \varphi_0) + \delta \cos(\beta t_{п} - \varphi_0)] = \\ &= U_{сч} e^{-\delta t_{п}} \sqrt{\beta^2 + \delta^2} \sin\left(\beta t_{п} - \varphi_0 + \arctg\left(\frac{\delta}{\beta}\right)\right). \end{aligned}$$

Первый повторный пробой происходит в течение первого полупериода среднечастотных колебаний, демпфирование свободных

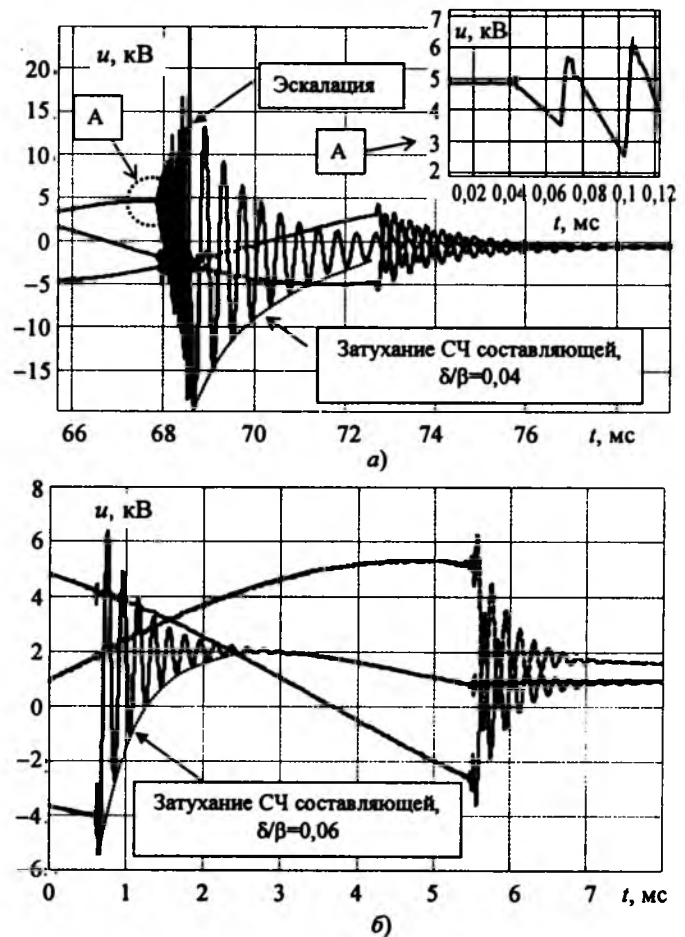


Рис.5. Процессы при отключении заторможенных двигателей 6 кВ мощностью 215 (а) и 310 кВт (б): а – отключение с эскалацией напряжения; б – без эскалации

колебаний на этом промежутке времени мало,

поэтому  $e^{-\delta t_{п}} \cong e^{-\frac{\delta}{\beta} \pi} \cong 1$ . Для среднего значе-

ния  $\frac{\delta}{\beta} = 0,05 e^{-\delta t_{п}} = 0,855$ . Полагая  $e^{-\delta t_{п}} = 1$ , т. е.

пренебрегая потерями на первом полупериоде СЧ колебаний и, тем самым, несколько завышая требования к критической скорости восстановления электрической прочности  $K_{кр}$ , последнее выражение можно переписать как

$$K_{кр} = U_{сч} \beta \sin(\beta t_{п} - \varphi_0). \quad (6)$$

Уравнения (5) и (6) представляют систему с двумя неизвестными  $K_{кр}$  и  $t_{п}$ . Подставляя  $K_{кр}$  из (6) в (5), получаем уравнение вида  $F(x) = 0$ :

$$\begin{aligned} &U_{сч} [\beta(t_{п} + t_0) \sin(\beta t_{п} - \varphi_0) + \\ &+ \cos(\beta t_{п} - \varphi_0)] - 1,5 U_{ф.м} = 0, \end{aligned}$$

после упрощения

$$U_{\text{СЧ}} \sqrt{[\beta(t_{\text{п}} + t_0)]^2 + 1} \sin(\beta t_{\text{п}} - \varphi_0 + \varphi_1) - 1,5U_{\text{ф.м}} = 0, \quad (7)$$

где  $\varphi_1 = \arctg(\beta(t_{\text{п}} + t_0))$ .

Решение трансцендентного уравнения (7) относительно  $t_{\text{п}}$  не может быть получено в точном (аналитическом) виде, поэтому оно находится приближёнными численными методами, например, устойчивым и быстро сходящимся методом бинарного поиска.

На основе найденного времени пробоя  $t_{\text{п}}$  определяется критическая скорость нарастания электрической прочности межконтактного промежутка:

$$K_{\text{кр}} = \frac{u_{\text{МП}}(t_{\text{п}})}{t_{\text{п}} + t_0} = \frac{1,5U_{\text{ф.м}} - U_{\text{СЧ}} \cos(\beta t_{\text{п}} - \varphi_0)}{t_{\text{п}} + t_0}. \quad (8)$$

Неучёт затухания в выражении (8) при малых токах среза, когда  $U_{\text{СЧ}} \cong 1,5U_{\text{ф.м}}$ , завышает  $K_{\text{кр}}$  приблизительно на 7%, при больших значениях ( $U_{\text{СЧ}} \cong 3U_{\text{ф.м}}$ ) – на 10%.

На рис.6,а показаны критические скорости нарастания электрической прочности ( $K_{\text{кр}}$ ) для двигателя мощностью 200 кВт, подсоединённого кабелем с сечением жилы 25 мм<sup>2</sup> длиной 100 м; время отключения равно 210 мкс.

С ростом тока среза и неизменности времени отключения  $t_0$  требуемая скорость нарастания электрической прочности для присоединений с большим характеристическим сопротивлением  $Z_c$  (маломощные двигатели, подсоединённые короткими кабелями) увеличивается – в рассмотренном примере с 40 до

47 кВ/мс. Для двигательных присоединений с малым  $Z_c$  критическая скорость роста электрической прочности практически не изменяется (рис.6,б), поскольку вклад электромагнитной составляющей энергии (за счёт тока среза) в полную энергию контура минимален, но сама скорость  $K_{\text{кр}}$  имеет большее значение в силу повышенной частоты собственных колебаний  $\beta$ .

Некоторое снижение  $K_{\text{кр}}$  с увеличением тока среза (начиная с нулевого значения – рис.6) связано с увеличением времени пробоя за счёт увеличения начальной фазы  $\varphi_0$  и очень малым приращением напряжения на межконтактном промежутке, поскольку в некотором начальном диапазоне токов среза  $W_{\text{эс}} \gg W_{\text{эм}}$ . Поэтому можно сказать, что существует некоторая "мёртвая зона"  $\Delta t_{\text{м}}$  (рис.6), увеличивающаяся с уменьшением  $Z_c$ , в которой рост тока среза не приводит к возрастанию критической скорости  $K_{\text{кр}}$ , более того в этой зоне происходит незначительное снижение  $K_{\text{кр}}$ .

Время  $t_0$  является случайной величиной. В соответствии с (8) максимальное значение критической скорости соответствует времени  $t_0 = 0$ . Кривые на рис.6 построены исходя из предположения, что пробой происходит на второй четверти (полуволне) периода собственных колебаний частоты  $\beta$  (см. рис.4,б). Для присоединений с маломощными двигателями возможен пробой также на первой волне колебаний – в первой четверти периода: на рис.4,б это отрезок времени  $t = [48,22; 48,27]$  мс. Если принять время  $t_0$  очень малым (примерно 1 мкс), то скорость  $K_{\text{кр}}$  будет близка к предельной, определяемой из выражения (8) при  $t_0 \rightarrow 0$ ,  $t_{\text{п}} \rightarrow 0$ . Следует отметить, что в силу высоких дугогасительных свойств вакуумных камер повторный пробой возможен даже при временах  $t_0$ , составляющих единицы микросекунд. Осциллограмма, полученная в эксперименте на реальном двигателе, показывает повторный пробой и дальнейшую эскалацию напряжения именно на первой полуволне СЧ колебания (область А на рис.5,а).

На рис.7 показаны совмещённые кривые критической (минимальной) скорости роста для двух возможных случаев пробоя. При больших временах  $t_0$  требования к скорости

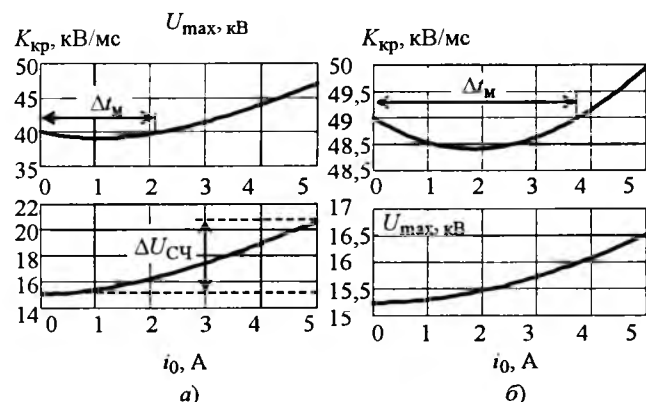


Рис.6. Критическая скорость роста электрической прочности и напряжение первого максимума колебаний на межконтактном промежутке для двигателей с параметрами  $S = 200$  кВт,  $C = 28$  нФ (а) и  $S = 800$  кВт,  $C = 38$  нФ (б)

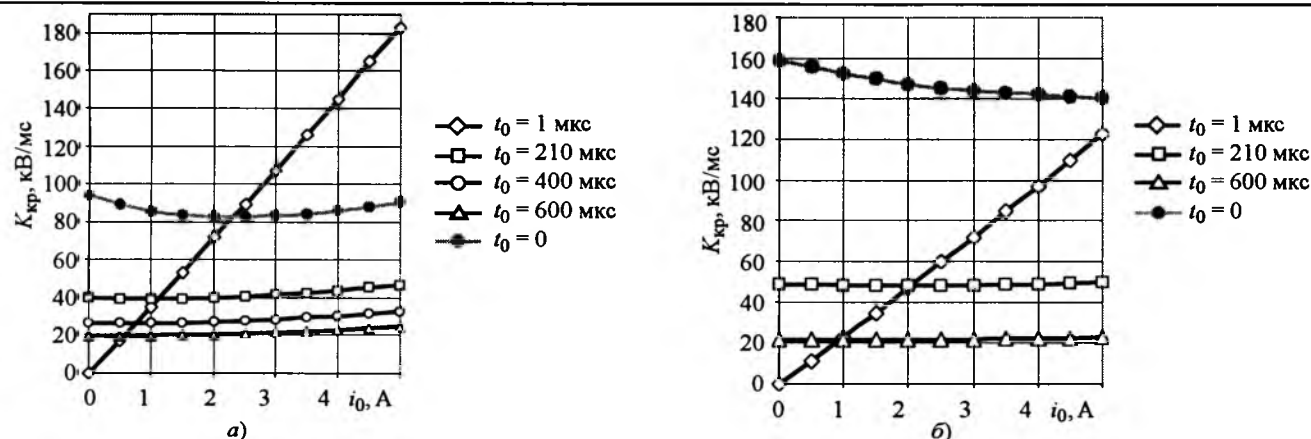


Рис. 7. Критические скорости роста электрической прочности (при  $t_0 = 1$  мкс предполагается пробой в первой четверти периода свободных колебаний, при остальных временах отключения  $t_0$  – на второй четверти):

а –  $S = 200$  кВт; б –  $S = 800$  кВт

роста электрической прочности заметно снижаются, а при значительных токах среза и предельно малых временах пробоя – увеличиваются. Для обоих возможных случаев повторного пробоя скорость роста должна находиться в зоне, превышающей критическую скорость роста.

Из рис. 7 следует, что максимальные требования к критической скорости  $K_{кр}$  в случае пробоя на второй четверти периода свободных колебаний при отключении двигателей с малым характеристическим сопротивлением  $Z_c$  перекрывают требования к критической скорости при пробое на первой четверти периода колебаний. Для присоединений с большим  $Z_c$  определяющей может стать скорость при пробое на первой четверти периода колебаний. Применительно к рис. 7, а это справедливо, если значения токов среза более 2,5 А.

#### Оценка вероятности эскалации перенапряжений

Уравнения (5), (6) позволяют оценить вероятность отключения с повторным пробоем (и, следовательно, вероятность возникновения эскалации напряжения) при фиксированной скорости нарастания электрической прочности  $K$  на основе расчетного времени  $t_0$ . Оценку вероятности удобно получить для конкретных двигательных присоединений, характеризующихся некоторой мощностью двигателя и длиной кабеля. Каждому двигателю с заданной мощностью можно приближенно поставить в соответствие суммарную фазную ёмкость  $C$ .

Погонную фазную ёмкость кабелей (нФ/м) с сечением жилы от 25 до 240 мм<sup>2</sup>, используемых для присоединения двигателей в диапазоне мощностей  $S = 200 \div 3150$  кВт (6 кВ), приближённо можно выразить так:

$$C_{ф.пог} \cong 0,15 + 8,47 \cdot 10^{-5} (S - 200).$$

Фазная ёмкость двигателя (нФ) при отсутствии данных измерений определяется по выражению [7]:

$$C_{дв} = 0,4\sqrt{S}.$$

Тогда для кабелей с секторными жилами  $C = 1,55 l_k [0,15 + 8,47 \cdot 10^{-5} (S - 200)] + 0,4\sqrt{S}$ , где  $l_k$  – длина кабеля, м.

Из (6) времена пробоя на первой и второй полуволне колебаний

$$t_{n1} = \frac{1}{\beta} \left[ \varphi_0 + \arcsin \left( \frac{K}{U_{сч}\beta} \right) \right];$$

$$t_{n2} = \frac{1}{\beta} \left[ \varphi_0 + \arcsin \left( \frac{K}{U_{сч}\beta} \right) + \pi \right],$$

где  $K$  при первом пробое (в соответствии с рис. 4, б) имеет отрицательный знак.

Подставляя время пробоя в (5), и решая относительно  $t_0$ , получаем:

$$t_0 = \frac{1}{K} [1,5U_{ф.м} - U_{сч} \cos(\beta t_n - \varphi_0) - K t_n]. \quad (9)$$

Таким образом, задаваясь предельным током среза, можно определить амплитуду свободных колебаний, которая при некоторой скорости нарастания электрической прочности  $K$  ограничивает время  $t_0$ .

Первичное прерывание тока происходит в течение одного полупериода промышленной частоты с момента времени размыкания контактов выключателя, который является случайной величиной. Момент времени размыкания и, следовательно, время  $t_0$  можно принять подчиняющимся закону равномерной плотности (наибольшей неопределенности), поэтому время  $t_0$  (мс), отнесённое к полупериоду промышленной частоты, определяет вероятность отключения с повторным пробоем межконтактного промежутка и возникновения эскалации напряжения на двигателе [6]:

$$P(K < K_{кр}) = \frac{t_0}{10}. \quad (10)$$

Рис.8 показывает значительное снижение вероятности повторного пробоя при увеличении скорости роста электрической прочности межконтактного промежутка. На первой четверти периода СЧ колебаний вероятность пробоя многократно меньше, но при малых длинах кабелей и при высоких скоростях роста электрической прочности вероятности становятся соизмеримыми в силу снижения вероятности повторного пробоя на второй четверти периода. На предельных значениях  $K \cong 140$  кВ/мс повторные пробои на второй четверти периода колебаний полностью исключены. Скорость роста электрической прочности около 100 кВ/мс практически полностью обеспечивает процесс отключения двигателей без эскалации перенапряжений (лишь для двигателей мощностью до 500 кВт, подсоединённых короткими кабелями (50 м) вероятность находится в диапазоне 0,004–0,0001). С учётом потерь на СЧ колебаниях критическая скорость роста электрической прочности снижается приблизительно на 7–10%, т.е. составляет около 90 кВ/мс.

Полученные вероятности характеризуют возможность эскалации перенапряжений при токе среза 5 А, его снижение уменьшает вероятность повторных пробоев и при отключении без среза тока сводит вероятность пробоя на первой четверти полупериода СЧ колебаний к нулю. Поскольку ток среза, как отмечено выше, зависит, прежде всего, от материала контактов, а также уровня отключаемого тока и его формы [9] и имеет статистический характер, истинное значение вероятности может быть меньше. Например,

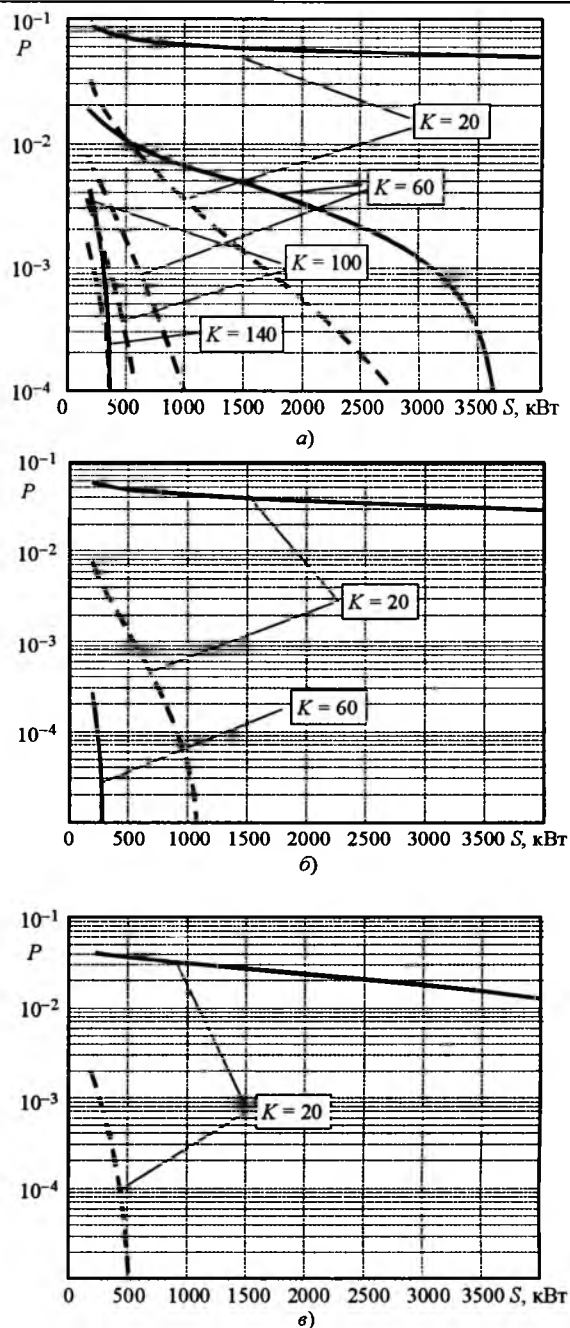


Рис.8. Вероятность первичного повторного пробоя при отключении заторможенных двигателей: а – длина кабелей 50 м; б – длина кабелей 250 м; в – длина кабелей 500 м; — — — пробой на первой четверти периода СЧ колебаний; — пробой – на второй четверти периода СЧ колебаний

среднее значение тока среза ВДК производства "Таврида Электрик" около 3,5 А [9] в диапазоне значений типичных пусковых токов на уровне сотен ампер и более.

Эксплуатация двигательных присоединений, коммутируемых аппаратами старых разработок, характеризующихся токами среза около 5 А и скоростью нарастания электри-



ческой прочности около 20–25 кВ/мс, не исключает с вероятностью, меньшей 0,1, развитие перенапряжений, связанных с эскалацией. Это утверждение частично подтверждается небольшим количеством опытов, проведённых на электродвигателях мощностью 210 кВт [3]: в 2 из 12 коммутаций отключения заторможенного двигателя наблюдалась эскалация перенапряжений – на рис. 5, а приведён такой процесс, в котором средняя скорость нарастания электрической прочности составила 24 кВ/мс.

### Выводы

Уточнена аналитическая методика определения критической скорости нарастания электрической прочности межконтактного промежутка вакуумной дугогасительной камеры и вероятности возникновения эскалации перенапряжений при отключении заторможенных электродвигателей с различными параметрами присоединения, учитывающая возможность повторного пробоя как на первой, так и второй волне колебания переходного восстанавливающего напряжения. Расчёты по разработанной методике показали, что для надёжного отключения большинства двигательных присоединений (без повторных пробоев) в сети 6 кВ достаточна скорость нарастания электрической прочности около 90 кВ/мс.

*Автор выражает благодарность профессору К.П. Кадомской за ценные замечания, учтённые при подготовке статьи.*

### Список литературы

1. Рапес J., Fehrle K.G. Overvoltage phenomena associated with virtual current chopping in three phase circuits // IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems. 1974. Vol. PAS-94. P. 1317–1324.
2. Коновалов Е.Ф., Дроздов В.Н. Вакуумные выключатели в сетях 6, 10 кВ // Электрические станции. 2003. № 4.
3. Качесов В.Е., Шевченко С.С., Борисов С.А. Перенапряжения при коммутации вакуумными выключателями двигательной нагрузки и их мониторинг // Ограничение перенапряжений и режимы заземления нейтрали сетей 6–35 кВ: Тр. 3-й Всероссийской начн.-техн. конф. Новосибирск, 2004.
4. Объём и нормы испытаний электрооборудования / Под ред. Б.А. Алексеева, Ф.Л. Когана, Л.Г. Мамиконянца. М.: Изд-во НЦ. ЭНАС, 2000.
5. Евдокунин Г.А., Корепанов А.А. Перенапряжения при коммутации цепей вакуумными выключателями и их ограничение // Электричество. 1998. № 4.
6. Кадомская К.П., Копылов Р.В. Требования к вакуумной дугогасительной камере и специальным мерам для обеспечения надёжного отключения заторможенных двигателей // Электрические станции. 2002. № 9.
7. РД 153-34.3-35.125-99. Руководство по защите электрических сетей 6–1150 кВ от грозových и внутренних перенапряжений. СПб: Минтопэнерго РФ, 1999.
8. Banzhaf W. Computer aided circuit analysis using SPICE. Printice Hall, 1989.
9. Chaly A.M., Chalaya A.M., Pluayanova I.N., Poluyanov V.N. The features of 0,4 kV motor interruption by a vacuum contactor with different contact materials // 18th International Symp. On Discharge and Electric Insulation in Vacuum, Eindhoven, Netherlands, 1998.



**Качесов Владимир Егорович** – докторант кафедры "Техника и электрофизика высоких напряжений" НГТУ. Окончил Новосибирский электротехнический институт по специальности "Техника высоких напряжений" в 1981 г. В 1989 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование и разработка мер повышения эффективности ОАПВ в электропередачах повышенной натуральной мощности".

# Нелинейное дифференциальное уравнение напряжения шахтной участковой электрической сети

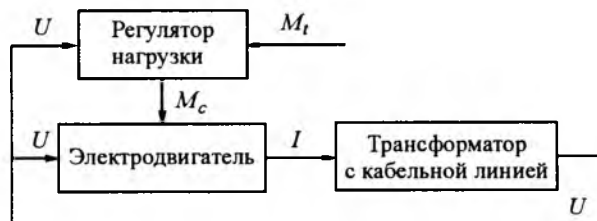
СТАРОДУБОВ В.А., канд. техн. наук

*Предложены уравнения системы регулирования напряжения электроснабжения двигателя угледобывающего комбайна от обособленного трансформатора.*

*The equations of system of regulation of a voltage of electrosupply of the engine of a coal-mining combine from the detached transformer are offered.*

С увеличением скорости подачи угледобывающей машины увеличивается ток её двигателя и общая нагрузка питающего трансформатора. Рост тока сопровождается увеличением потерь напряжения как в самом трансформаторе, так и в кабельной линии, что снижает уровень напряжения на статоре и приводит к повторному увеличению тока двигателя. Если в этот момент сопротивление на валу двигателя не будет уменьшено, то повторное увеличение тока вызовет последующее снижение напряжения и опрокидывание двигателя. В таких случаях кратность перегрузочного момента двигателя и устойчивость системы в целом определяются резервом мощности подстанции и параметрами кабельной линии. Никакая мощность двигателя и номинальная кратность его перегрузочного момента не в состоянии предотвратить рост напряжения и опрокидывание двигателя, если электрическая сеть не имеет для этого достаточного резерва мощности. Следовательно, фактическая перегрузочная способность комбайнового двигателя определяется не столько паспортным максимальным моментом, сколько пропускной способностью участковой электрической сети, что является особенностью работы шахтных сетей [1].

В данной статье рассматривается схема электроснабжения комбайнового двигателя от обособленного трансформатора. Взаимосвязь элементов сети при колебаниях напряжения показана на рисунке, где воздействие нагрузки на трансформатор осуществляется током  $I$ , а обратное воздействие на нагрузку оказывает напряжение  $U$  и момент сопротивления от регулятора скорости подачи  $M_c$ .



Взаимодействие элементов сети при регулировании напряжения на двигателе угледобывающей машины

При этом, чем длиннее кабельная линия и меньше мощность участкового трансформатора, тем ощутительнее влияние напряжения на комбайновый двигатель по обратной связи. Роль регулятора нагрузки в этих условиях выполняет машинист комбайна, который по тону звука двигателя, вибрации тяговой цепи и другим признакам судит о степени перегрузки двигателя и меняет скорость подачи.

Если учесть, что на участке нет ни одного механизма, на котором можно было бы регулировать нагрузку, то машинист комбайна практически является регулятором напряжения всей сети участка. В этом отношении маломощную участковую сеть можно рассматривать как замкнутую систему автоматического регулирования напряжения. В такой системе не машинист задаёт нагрузку комбайну, а электрическая сеть заставляет так менять её, чтобы система в целом оставалась в равновесии. Колебания тока статора при этом зависят не только от крепости угля, гипсометрии пласта, значения отжима кровли или длины тяговой цепи, но и от степени загрузки двигателей остальных механизмов участка.

### Уравнение системы регулирования напряжения

Асинхронный короткозамкнутый комбайновый двигатель:

$$M = J \frac{d\omega}{dt} + M_c \quad \left( \frac{d\omega}{dt} = p\omega = p \frac{b}{I} \right);$$

$$M = Jp \frac{b}{I} + M_c;$$

$$U = L \frac{dI}{dt} + IR = I(Lp + R) = IR(Tp + 1);$$

$$T = \frac{L}{R};$$

$$M = aU^2 / U_n^2.$$

Здесь  $M$  – вращающий момент электродвигателя;  $J$  – момент инерции двигателя;  $\omega$  – угловая скорость вращения ротора, рад/с;  $L$  и  $R$  – индуктивность и активное сопротивление обмотки статора, Гн и Ом;  $I$  – ток статора, А;  $p$  – символ дифференцирования;  $M_c$  – момент сопротивления на валу двигателя;  $U$  и  $U_n$  – действующее и номинальное напряжение сети, В;  $T$  – электромагнитная постоянная времени, с;  $M_t$  – воздействие внешней среды на комбайн;  $a, в$  – коэффициенты пропорциональности.

Регулятор нагрузки:

$$M_c = M_t - c \frac{U_n^2}{U^2},$$

где  $c$  – коэффициент пропорциональности.

Чем ниже напряжение сети  $U$  в момент времени, близкий к опрокидыванию, тем меньше должна быть нагрузка на двигателе. Нагрузка пропорциональна квадрату отношения напряжений  $U_n / U$ . Регулятор нагрузки, как элемент сравнения, считается безинерционным звеном – с учётом опережающего переключения.

Трансформатор с кабельной линией:

$$U = U_v - \left[ \frac{U_n}{100I_t} (U_a \cos \varphi + U_r \sin \varphi) + \frac{\sqrt{3}l \cos \varphi}{qs} \right] I$$

$$\text{или } U = U_0 - NI,$$

где

$$N = \frac{U_n}{100I_t} (U_a \cos \varphi + U_r \sin \varphi) + \frac{\sqrt{3}l \cos \varphi}{qs} = \text{const [2];}$$

$U_0$  – напряжение XX трансформатора, В;  $I_t$  – номинальный ток трансформатора, А;  $U_a$  и  $U_r$  – активная и реактивная составляющие напряжения КЗ трансформатора, %;  $\cos \varphi$  – коэффициент мощности двигателя;  $l$  и  $s$  – длина и сечение кабеля, м и мм<sup>2</sup>;  $q$  – удельная проводимость меди жил кабеля, Ом·мм<sup>2</sup>/м.

Поскольку рассматривается момент работы двигателя, близкий к опрокидыванию, для которого  $\cos \varphi = \text{const}$  [2], то считается, что  $N = \text{const}$ .

Уравнение системы в целом:

$$\text{если } M = Jp \frac{b}{I} + M_c; \quad M = aU^2 / U_n^2; \quad U = IR(Tp + 1) + U_0 - IN, \quad \text{то } I = \frac{U_0}{R(Tp + 1) + N}.$$

Тогда

$$aU^2 / U_n^2 = Jpb[R(Tp + 1) + N] \frac{1}{U_0} + M_t - c \frac{U_n^2}{U^2},$$

$$\text{откуда } aU_0U^4 = JpbU_n^2U^2[R(Tp + 1) + N] + M_tU_0U^2U_n^2 - cU_0U_n^4$$

$$\text{или } aU_0U^4 = JpU_n^2U^2R(Tp + 1) + JpbU_n^2U^2N + M_tU_0U^2U_n^2 - cU_0U_n^4,$$

$$\text{или } aU_0U^4 - Jp^2bU_n^2U^2TR - JpbU_n^2U^2(R + N) + M_tU_0U^2U_n^2 - cU_0U_n^4 = 0.$$

В итоге

$$JbU_n^2U^2TRp^2 + JpU_n^2U^2(R + N)p + U_0[M_tU^2U_n^2 - (cU_n^4 + aU^4)] = 0.$$

Таким образом, система автоматического регулирования напряжений в маломощной сети в моменты, близкие к опрокидыванию двигателя комбайна, выражается нелинейным дифференциальным уравнением 4-й степени второго порядка.

### Список литературы

1. Стародубов В.А. Расчёт электроснабжения мощных угледобывающих машин по заданной производительности и условиям выемки // Уголь. 1994. № 2.
2. Стародубов В.А. Максимальная мощность асинхронного двигателя в протяжённой электрической сети // Промышленная энергетика. 1985. № 9.

# Разработка математической модели частотно-регулируемого электропривода погружного насоса

ВЕДЕРНИКОВ В.А., ЛЫСОВА О.А., КРЕЧИНА Г.С., СМИРНОВ А.Ю.

*Рассматриваются подход и основные результаты разработки математической компьютерной модели частотно-регулируемых электроприводов погружных насосов нефтепромыслов, позволяющей исследовать электроприводы с ПЧ на базе как инверторов тока, так и инверторов напряжения.*

*The approach and the basic results of development of mathematical computer model of frequency-adjustable electric drives submersible pumps is considered in the article. The model allows to research electric drives with FC (frequency converter) both on the basis of inverters of a current, and on the basis of inverters of a voltage.*

Известно, что ритмичная, высокопроизводительная деятельность любого нефтедобывающего предприятия в значительной мере определяется безаварийной и надёжной работой погружных насосов, что, в свою очередь, существенно зависит от качества функционирования их электрооборудования.

В последние годы на нефтедобывающих предприятиях наблюдается интенсивное внедрение частотно-регулируемых электроприводов (ЧРП) электроцентробежных погружных установок (УЭЦН). Применение ЧРП УЭЦН позволяет регулировать отбор нефти из скважины при одновременном изменении потребляемой из сети мощности, снизить нагрузки на электрическую сеть и повысить отказоустойчивость УЭЦН с увеличением межремонтного периода эксплуатации оборудования погружных установок. Кроме того, использование ЧРП значительно облегчает процесс ввода скважин в эксплуатацию после ремонтных работ.

Особенностью электропривода УЭЦН, по сравнению с электроприводами других механизмов нефтегазодобывающего комплекса, является наличие между преобразователем частоты (ПЧ) и погружным асинхронным электродвигателем (ПЭД) повышающего трансформатора (Т) и длинного кабеля, соединяющего наземное электрооборудование с ПЭД, находящимся в скважине на глубине 1,5 – 3 км. Кроме того, на выходе ПЧ часто устанавливаются фильтры с  $R-L-C$  конфигурацией. Типичная схема соединения ПЧ с ПЭД приведена на рис. 1.

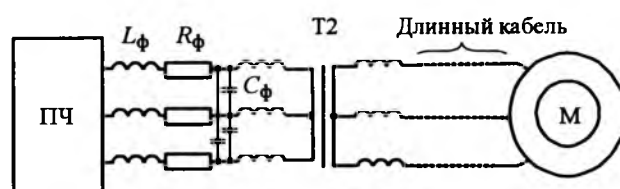


Рис.1. Схема соединения ПЧ с ПЭД

Известно, что ПЧ является источником совокупности гармонических составляющих напряжения или тока различных частот, причём их количество и удельный вес каждой в спектре зависят от типа и комплектации ПЧ. Наличие высших гармонических составляющих на выходе ПЧ и цепи фильтр–трансформатор–кабель (далее ФТК) неизбежно приводит к искажению формы и значения напряжения и тока ПЭД.

В свою очередь, присутствие искажений синусоидальности вызывает дополнительный нагрев электродвигателя и преждевременное старение изоляции его обмоток, сокращая период эксплуатации УЭЦН. В отдельных случаях воздействие рассматриваемых искажений может усиливаться явлениями биения и резонанса, вызывая заметные вибрации момента ПЭД, приводя к механическим повреждениям и даже разрушению погружной установки.

Поэтому при эксплуатации ЧРП на УЭЦН возникает ряд актуальных вопросов, одним из которых является вопрос о влиянии высших гармонических составляющих преобразователя частоты в совокупности с цепью ФТК на напряжение и токи ПЭД. При этом

исследования на действующей установке ПЧ – ПЭД затруднены, так как для этого необходимо вывести скважину из рабочего режима.

По отмеченным причинам является актуальным создание математической модели, позволяющей на компьютере произвести исследования влияния ПЧ–ФТК на режимы работы ПЭД. В статье рассматриваются методика и результаты работы авторов по созданию такой модели и принципиальные возможности применения этой модели.

Традиционно считалось, что УЭЦН не требует реверса и торможения, и для питания её электродвигателя следует применять неревверсивные ПЧ с автономным инвертором напряжения (АИН). Однако в последние годы, в связи с накоплением опыта эксплуатации ПЧ на УЭЦН, возникла необходимость использования реверсивных преобразователей с автономными инверторами тока (АИТ), обусловленная следующими причинами:

- при переходе с высших скоростей на низшие в индуктивностях повышающего трансформатора и обмотке статора ПЭД происходит накопление реактивной энергии, что делает целесообразным рекуперацию её в сеть, возможную только в реверсивном электроприводе;

- штатной является ситуация, когда ПЧ используется не для постоянной эксплуатации с конкретной УЭЦН, а исключительно для вывода скважин нефтяного промысла на рабочий режим после их остановки (например, после ремонта); в этом случае неизбежным является режим КЗ нагрузки ПЧ, а ПЧ с АИН, как правило, не допускают такого режима, следовательно, процесс вывода скважины на рабочий режим с помощью ПЧ с АИН является затруднительным; ПЧ с АИТ устойчивы к режиму КЗ и позволяют без труда активизировать скважину после "заглушения".

Таким образом, в настоящее время на кустанх скважин, в зависимости от конкретных условий, используются ПЧ с АИН и с АИТ. Поэтому целесообразно рассматривать процессы в ПЭД при питании его как от ПЧ с АИН, так и от ПЧ с АИТ.

На скважинах нефтепромыслов объединения ОАО "Юганскнефтегаз" были проведены исследования частотного спектра выходных

напряжений и токов находящихся в эксплуатации ПЧ. Наиболее типичные диаграммы гармонического состава напряжения и тока на выходе ПЧ с АИН ("Центрилифт") и ПЧ с АИТ ("Реда") (после фильтра) приведены на рис.2 и 3 соответственно.

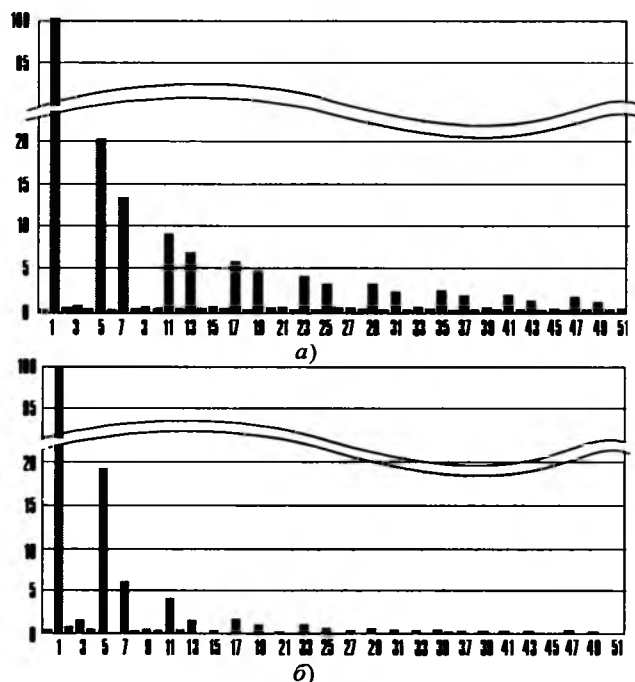


Рис.2. Диаграммы спектрального состава фазных напряжения (а) и тока (б) на выходе ПЧ с АИН

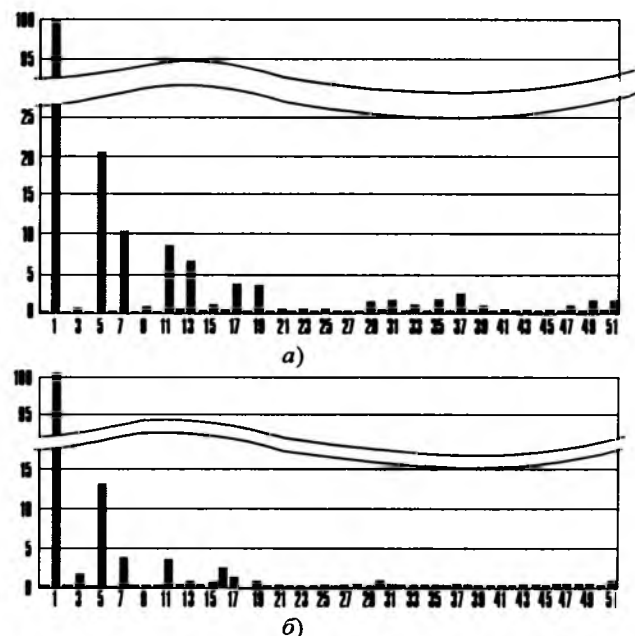


Рис.3. Диаграммы спектрального состава фазных напряжения (а) и тока (б) на выходе ПЧ с АИТ

При разработке математической модели была применена схема замещения ПЭД и цепи ФТК, представленная на рис.4, где  $R_\Phi$ ,  $L_\Phi$ ,  $C_\Phi$  – активное сопротивление, индуктивность и ёмкость фильтра соответственно;  $R_{1T}$ ,  $L_{1T}$  – активное сопротивление и индуктивность первичной обмотки трансформатора соответственно;  $R_{0T}$ ,  $L_{0T}$  – активное сопротивление и индуктивность намагничивающего контура трансформатора соответственно;  $R_{2T}$ ,  $L_{2T}$  – приведённые активное сопротивление и индуктивность вторичной обмотки трансформатора соответственно;  $R_K$ ,  $L_K$ ,  $C_K$  – активное сопротивление, индуктивность и ёмкость длинного кабеля, соответственно;  $R_{1д}$ ,  $L_{1д}$  – активное сопротивление и индуктивность обмотки статора электродвигателя соответственно;  $R'_2$ ,  $L'_2$  – приведённые к обмотке статора активное сопротивление и индуктивность обмотки ротора соответственно;  $R_{0д}$ ,  $L_0$  – активное сопротивление и индуктивность намагничивающего контура электродвигателя соответственно;  $U_{\text{вых.ПЧ}}$ ,  $U_{\text{вых.Ф}}$ ,  $U_d$  – напряжения на выходе ПЧ, фильтра и входе ПЭД соответственно.

Математический алгоритм расчёта в рассматриваемой модели определяется типом инвертора ПЧ, и разрабатывался исходя из нижеприведённых соображений.

Для ЧРП на базе ПЧ с автономным инвертором напряжения преобразователь рассматривается как источник напряжения и структурная схема цепи ФТК имеет вид, приведённый на рис.5, где  $W_{\text{ФТК}}(p)$  – передаточная функция по напряжению цепи ФТК;  $W_1(p)$  – передаточная функция ПЭД по току цепи обмотки статора;  $W_2(p)$  – передаточная функция ПЭД по току цепи обмотки ротора;  $U_{\text{вых.ПЧ}}(p) = U_n K_n$  – изображение выходного напряжения  $n$ -й гармонической составляю-

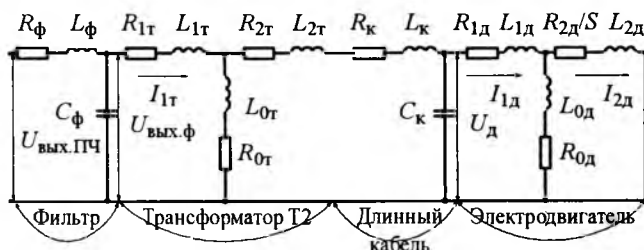


Рис.4. Схема замещения цепи подключения ПЭД к ПЧ

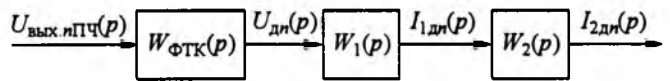


Рис.5. Структурная схема цепи ПЧ-ПЭД

щей ПЧ;  $U_{дн}(p)$  – изображение фазного напряжения  $n$ -й гармонической составляющей на обмотке статора ПЭД;  $n$  – номер гармонической составляющей;  $K_n$  – коэффициент, указывающий какую часть номинального выходного напряжения  $U_n$  преобразователя представляет из себя  $n$ -я гармоническая составляющая.

Расчёт производится в относительных единицах, т.е.  $U_n = 1$ .

На основании структурной схемы с учётом параметров схемы замещения (рис.4) были получены передаточные функции системы ФТК-ПЭД по напряжению ПЭД и токам его статорной и роторной цепей. Путём подстановки в них  $j\omega = 2\pi f n$  вместо оператора  $p$  были определены комплексные коэффициенты усиления  $W_\Phi(j\omega)$ ,  $W_1(j\omega)$ ,  $W_2(j\omega)$  по напряжению ПЭД и токам статорной и роторной цепей соответственно. После математических преобразований действительных и мнимых частей этих коэффициентов получены уравнения для расчёта временных зависимостей для мгновенных и действующих значений каждой гармонической составляющей и их суммы для напряжения и токов ПЭД.

Для ЧРП на базе ПЧ с автономным инвертором тока синтез модели производился так же, как для системы ПЧ с автономным инвертором напряжения, но комплексный коэффициент усиления определялся из условия, что ПЧ является источником тока.

На основании полученного математического описания на алгоритмическом языке DELPHI была разработана программа компьютерной математической модели системы ПЧ-ПЭД. Экранное меню модели позволяет задавать тип инвертора ПЧ, параметры фильтра, трансформатора, кабеля и электродвигателя; номера рассматриваемых гармонических составляющих и удельный вес каждой из них.

Для примера на рис.6 и 7 приведены результаты работы модели, где показаны кривые мгновенных значений напряжения ПЭД

при питании его от ПЧ с АИН и с АИТ соответственно. Заданный гармонический состав выходных напряжения и тока ПЧ соответствует спектру, приведённому на диаграммах рис.2 и 3, без учёта гармонических составляющих, значения которых менее 3% первой.

Из рис.6, 7 видно, что совокупность ПЧ с инвертором любого типа и цепи ФТК ведёт к искажению напряжения на обмотке статора ПЭД, т.е. очевидна необходимость дальнейших исследований в этом направлении. Аналогичную оценку можно осуществить и в отношении токов статорной и роторной обмоток ПЭД.

### Выводы

Разработанная модель позволяет:

– исследовать форму и значение кривых мгновенных и действующих значений напря-

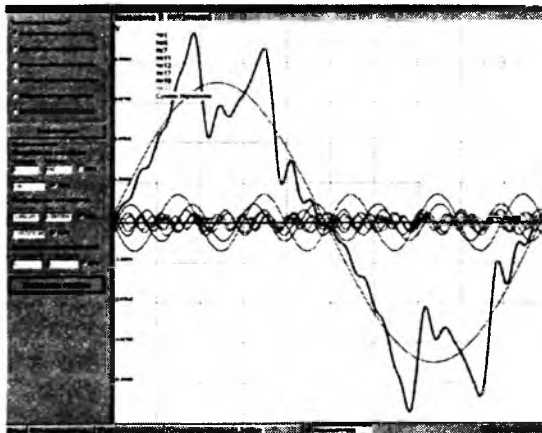


Рис.6. Кривые мгновенных значений напряжения ПЭД при питании его от ПЧ с АИН

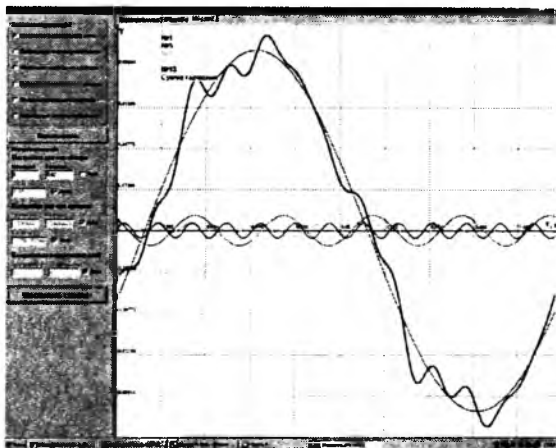


Рис.7. Кривые мгновенных значений напряжения ПЭД при питании его от ПЧ с АИТ

жения и токов ПЭД при воздействии на него любой гармонической составляющей выходного напряжения или тока ПЧ и совокупности нескольких гармоник;

– оценить влияние параметров нагрузки ПЧ на напряжения и токи ПЭД каждой гармонической составляющей отдельно и их совокупности;

– определить оптимальную структуру и параметры фильтров для ПЧ с АИН и АИТ для каждой гармонической составляющей;

– оценить влияние на электромагнитный момент ПЭД каждой гармонической составляющей отдельно и их совокупности;

– определить параметры элементов цепи ПЧ–ПЭД, при которых возможно появление вибрационных моментов электродвигателя;

– выявить возможность резонансных явлений в цепи ПЧ–ПЭД.

**Ведерников Владимир Александрович** – профессор кафедры "Автоматизация и управление" Тюменского государственного нефтегазового университета, канд. техн. наук. Окончил электромеханический факультет Свердловского горного института по специальности "Автоматизация и управление" в 1966 г. . Защитил диссертацию по теме "Управление технологическими процессами транспортирования и усреднения руд при подземной добыче" в Свердловском горном институте в 1986 г.

**Лысова Ольга Александровна** – доцент кафедры "Электроэнергетика" Тюменского государственного нефтегазового университета, канд. техн. наук. Окончила факультет "Механизация и автоматизация промышленных предприятий" по специальности "Электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических комплексов". Защитила диссертацию по теме "Исследование систем автоматического регулирования толщины полосы непрерывных тонколистовых широкополосных станов горячей прокатки" в МЭИ в 1977 г.

**Кречина Галина Сергеевна** – старший преподаватель кафедры "Биомедицинская электронная техника" Тюменского государственного нефтегазового университета. Окончила факультет "Механизация и автоматизация промышленных предприятий" Магнитогорского горнометаллургического института по специальности "Электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических комплексов" в 1968 г

**Смирнов Александр Юрьевич** – инженер-разработчик Сибирского НИИ нефтяной промышленности. Окончил институт "Нефти и газа" Тюменского государственного нефтегазового университета по специальности "Разработка и эксплуатация нефтяных и газовых месторождений" в 2004 г.



## Закономерности распределения внешнего магнитного поля электрооборудования

ВОЛОХОВ С.А., ДОБРОДЕЕВ П.Н.

*С использованием пространственного гармонического анализа исследованы аналитические зависимости распределения магнитного поля в окружающем электрооборудовании пространстве. Установлено закономерное наличие во внешнем магнитном поле электрооборудования точек и линий нулевого поля. Оценён относительный уровень пространственных гармоник магнитного поля электрических машин и отмечено практическое использование этих знаний.*

Интерес к внешнему магнитному полю электрооборудования вызван наличием проблем электромагнитной совместимости силового электрооборудования с магниточувствительными техническими средствами, магнитной защиты технических объектов (в частности, судов) [1] и возможностью диагностики технического состояния электрических машин по параметрам внешнего магнитного поля [2, 3]. Магнитное поле электрооборудования в окружающем его пространстве имеет определенные закономерности распределения. Очевидной из этих закономерностей является, например, равенство нулю параметров магнитного поля (потенциала, индукции и др.) на бесконечном удалении от источника. Из этой очевидной закономерности следует гипотетическая о снижении параметров магнитного поля с удалением от источника. Однако эта гипотеза, как и любая другая, будучи по определению правдоподобным суждением, – ещё не истина и требует практической проверки наблюдением, экспериментом, моделированием. Ниже показано, что для электрооборудования и, в частности, для электрических машин эта гипотеза справедлива далеко не всегда. В ряде случаев на некоторых ограниченных участках внешнего относительно электрической машины пространства индукция её магнитного поля может возрастать. Более того, из этого неочевидного, но закономерного случая вытекает еще менее очевидная закономерность: при

*With use spatial harmonics of the analysis the analytical dependence's of distribution of a magnetic field in space, environmental an electric equipment are investigated. The natural presence in an external magnetic field of an electrical equipment of points and lines of a zero field is established. The relative level of spatial harmonics of a magnetic field of electrical machines is appreciated and practical use of this knowledge is marked.*

определённых условиях в отдельных точках пространства вне электрической машины индукция её магнитного поля равна нулю и, следовательно, возрастает во всех направлениях относительно этих точек.

**Уравнение Гаусса о пространственных гармониках.** Широкое применение в теории и практике изучения внешнего магнитного поля электрооборудования получило уравнение Гаусса для скалярного магнитного потенциала, которое описывает распределение магнитного поля источника в окружающем его пространстве. Записываемое обычно в сферических координатах  $R, \theta, \varphi$ , оно имеет вид [4, 5]:

$$U = R_0 \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{R_0}{R} \right)^{n+1} \sum_{m=0}^n (a_{nm} \cos m\varphi + b_{nm} \sin m\varphi) \times P_n^m(\cos \theta), \quad (1)$$

где  $R_0$  – радиус базовой сферы, внутри которой заключен источник;  $R$  – радиус сферы, на которой определяется потенциал,  $R \geq R_0$ ;  $a_{nm}, b_{nm}$  – постоянные коэффициенты;  $P_n^m(\cos \theta)$  – полиномы Лежандра.

В уравнении (1) скалярный магнитный потенциал представлен в виде суммы сферических гармоник. При  $m = 0$  гармоники называют зональными, при  $1 < m \leq n$  – тессеральными и при  $m = n$  – секториальными. Коэффициенты ряда имеют физический смысл амплитуд сферических гармоник напряжённос-

ти магнитного поля на базовой сфере радиусом  $R_0$ , их размерность – ампер на метр. Это обуславливает использование приведённой формы записи уравнения Гаусса для анализа закономерностей распределения поля электрооборудования в окружающем его пространстве, оценки относительных значений амплитуд гармоник и выбора учитываемого количества членов ряда при практическом гармоническом анализе.

Напряжённость магнитного поля и его индукция определяются из (1) по известным формулам  $H = -\text{grad}U$ ,  $B = \mu_0 H$ . В результате получаем:

$$H_r = \sum_{n=1}^{\infty} (n+1) \left( \frac{R_0}{R} \right)^{n+2} \sum_{m=0}^n (a_{nm} \cos m\varphi + b_{nm} \sin m\varphi) \times P_n^m(\cos \theta);$$

$$H_\varphi = \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{R_0}{R} \right)^{n+2} \sum_{m=0}^n (a_{nm} \sin m\varphi - b_{nm} \cos m\varphi) \times \frac{P_n^m(\cos \theta)}{\sin \theta}; \quad (2)$$

$$H_\theta = \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{R_0}{R} \right)^{n+2} \sum_{m=0}^n (a_{nm} \cos m\varphi + b_{nm} \sin m\varphi) \times \frac{1}{\sin \theta} \left[ (n-m+1) P_{n+1}^m(\cos \theta) - (n+1) \cos \theta P_n^m(\cos \theta) \right].$$

**Закономерности распределения пространственных гармоник.** Из (1) и (2) непосредственно видно, что напряжённость магнитного поля (и магнитная индукция) с увеличением расстояния от источника уменьшается тем быстрее, чем больше показатель  $n$  гармоники. Поэтому с практической точки зрения интерес представляют несколько первых сферических гармоник, поле которых с расстоянием уменьшается наиболее медленно. Основное внимание обычно уделяется первым двум гармоникам: дипольной ( $n = 1$ ) и квадрупольной ( $n = 2$ ). Рассмотрим закономерности их распределения на примере радиальной компоненты напряжённости поля в (2).

В формулах (1), (2) и дальше используются полиномы Лежандра в обычной форме, которые в соответствии с [6] определяются выражением:

$$P_n^m(\cos \theta) = \frac{(\sin \theta)^m}{2^n} \sum_{q=0}^{E\left(\frac{n-m}{2}\right)} \frac{(-1)^q (2n-2q)!}{q!(n-q)!(n-2q-m)!} \times (\cos \theta)^{n-2q-m}, \quad (3)$$

где  $m \leq n$ ;  $E\left(\frac{n-m}{2}\right)$  – целая часть от выражения в скобках.

Используемые дальше первые пять полиномов соответственно равны:

$$P_1^0(\cos \theta) = \cos \theta; P_1^1(\cos \theta) = \sin \theta;$$

$$P_2^0(\cos \theta) = \frac{1}{2}(3\cos^2 \theta - 1);$$

$$P_2^1(\cos \theta) = 3\cos \theta \sin \theta; P_2^2(\cos \theta) = 3\sin^2 \theta.$$

При  $n = 1$  радиальная напряжённость магнитного поля из (1), (2):

$$H_r^{(n=1)} = 2 \left( \frac{R_0}{R} \right)^3 \times (a_{10} \cos \theta + a_{11} \cos \varphi \sin \theta + b_{11} \sin \varphi \sin \theta). \quad (4)$$

При  $n = 2$  радиальная напряжённость магнитного поля из (2)

$$H_r^{(n=2)} = \frac{3}{4\pi} \left( \frac{R_0}{R} \right)^4 \left[ \frac{a_{20}}{2} (3\cos^2 \theta - 1) + 3(a_{21} \cos \varphi + b_{21} \sin \varphi) \sin 2\theta + 12(a_{22} \cos 2\varphi + b_{22} \sin 2\varphi) \sin^2 \theta \right]. \quad (5)$$

Пространственное распределение напряжённости магнитного поля гармоник, входящих в (4) и (5), в виде диаграмм направленности изображено в [7]. Аналогично могут быть представлены образы сферических гармоник с любыми  $n$  и  $m$ .

**Снижение отдельных гармоник и их сочетаний.** Как следует из (2), сферические гармоники напряжённости поля уменьшаются с удалением от источника пропорционально радиусу в степени  $(n+2)$ .

Если показатель степени функции не зависит от аргумента, то график такой функции в логарифмическом масштабе по обеим осям имеет вид прямой линии. Это может помочь экспериментально оценить степень спада ВМП с удалением от источника. Пред-

положим, что напряжённость поля  $H$  с увеличением расстояния  $R$  уменьшается по закономерности

$$H_2 = H_1 \left( \frac{R_1}{R_2} \right)^k \quad \text{или} \quad \frac{H_2}{H_1} = \left( \frac{R_1}{R_2} \right)^k.$$

Тогда

$$\log H_2 - \log H_1 = k(\log R_1 - \log R_2),$$

и степень спада

$$k = \frac{\log H_2 - \log H_1}{\log R_1 - \log R_2} = \frac{\log H_1 - \log H_2}{\log R_2 - \log R_1}.$$

Отсюда следует, что для определения  $k$  можно воспользоваться графиком, построенным в виде прямой линии в логарифмическом масштабе.

Отношение проекций участка прямой на оси  $Y$  и  $X$

$$\frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{m_y \log H_1 - \log H_2}{m_x \log R_2 - \log R_1} = \frac{m_y}{m_x} k,$$

где  $m_x$  и  $m_y$  – масштабы основания логарифма по осям  $X$  и  $Y$ .

Следовательно, степень спада

$$k = \frac{\Delta y}{\Delta x} \frac{m_x}{m_y}. \quad (6)$$

Реальные источники, к которым относятся и электрооборудование, во внешнем магнитном поле обычно имеют несколько сферических гармоник. Вследствие этого зависимость  $H(R)$  далеко не всегда может быть представлена прямой и такая оценка степени спада достаточно условна и справедлива обычно только на отдельных участках этой зависимости.

В качестве примера рассмотрим изменение с расстоянием радиальной компоненты напряжённости поля дипольно-квадрупольного источника, т.е. источника, содержащего дипольную и квадрупольную сферические гармоники поля. Таким источником является, например, четырёхполюсная электрическая машина. Её внешнее магнитное поле определяется суммой, составленной из секториальных гармоник (4) и (5),

$$H = \left( \frac{R_0}{R} \right)^3 a_{11} \cos \varphi \sin \theta + \left( \frac{R_0}{R} \right)^4 a_{22} \cos 2\varphi \sin^2 \theta.$$

Зависимость  $H(R)$  рассмотрим при  $\theta = \pi/2$

( $\sin \theta = 1$  и  $\sin^2 \theta = 1$ ) в направлениях  $\varphi = 0$  и  $\varphi = \pi$ . При этом на первом направлении дипольная и квадрупольная гармоники складываются, а на втором – вычитаются. У четырёхполюсной машины в ближней зоне превалирует квадрупольная гармоника, которая отражает существо магнитной системы машины, а дипольная гармоника значительно меньше, так как является результатом технологических отклонений [8]. Пусть для удобства построения графика на ближней сфере  $R_1 = 1$  амплитуда квадрупольной гармоники поля  $a_{22} = 1000/1,5$ , а амплитуда дипольной гармоники  $a_{11} = 500/1,5$ . Тогда предыдущее равенство примет вид:

$$\text{– при } \varphi = 0 \quad H^+ = \frac{1000}{1,5R^4} + \frac{500}{1,5R^3};$$

$$\text{– при } \varphi = \pi \quad H^- = \frac{1000}{1,5R^4} - \frac{500}{1,5R^3}.$$

Графики этих зависимостей  $H(R)$  при  $R \geq 1$  приведены на рис.1. Там же даны прямые 4 и 3, которые спадают соответственно по 4- и 3-й степени  $R$ . На графике  $m_x = 63,2$ ;  $m_y = 19,2$ ; для линии "сумма"  $\Delta x = 54,5$ ;  $\Delta y = 57,5$  и по (6)  $k = 3,47$ .

**Точки нулевого поля.** Из графика (рис.1) следует, что в приведённом примере зависимость суммы  $H^+(R)$  близка к прямой, спадающей по  $1/R^{3,47}$ , а вот зависимость разности  $H^-(R)$  изобразить прямой не представляется возможным, причём при  $R = 2$  напряжённость поля  $H = 0$ , а справа и слева от этой точки она имеет разный знак. Более того, в диапа-

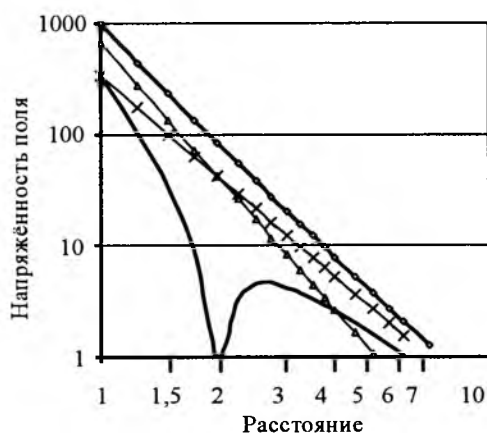


Рис.1. Изменение поля с расстоянием от источника:  
—□— сумма; — — разность; —△— 4; —\*— 3

зоне  $2 < R < 2,8$  с удалением от машины напряжённость поля возрастает, что на первый взгляд кажется невероятным, хотя в действительности это обыденное явление, встречающееся практически у каждого электротехнического изделия. Несколько стилизованное распределение магнитного поля вокруг рассмотренной машины представлено на рис.2, а его распределение в окрестностях точки  $R = 2$ ,  $\varphi = \pi$ , где поле равно нулю, – на рис.3.

Из рассмотренного примера следует, что первое условие существования точек нулевого поля – наличие у источника не менее двух мультиполей. Второе условие – на минимальной сфере, охватывающей источник, максимальное значение индукции, создаваемое мультиполем с большим показателем  $n$ , должно превышать значение индукции, создаваемое мультиполем с меньшим показателем  $n$ . На рис.3 видно, что вектор напряжённости поля меняет направление при обходе окружности, охватывающей точку нулевого поля, и меняет его на  $360^\circ$  при полном обходе. Поэтому при наличии в этой области относительно небольшого магнитного поля других мультиполей при любом его направлении найдется новая точка нулевого поля вблизи предыдущей, образованной наложением полей первых двух мультиполей.

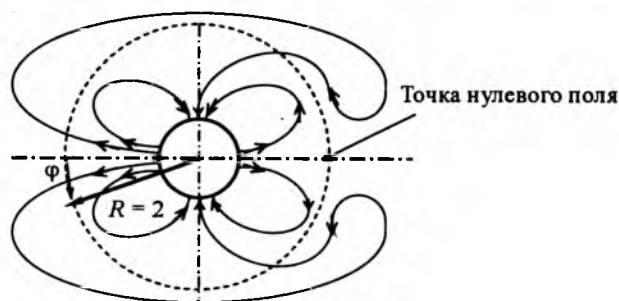


Рис.2. Распределение магнитного поля вокруг дипольно-квадрупольного источника, представляющего 4-полюсную электрическую машину

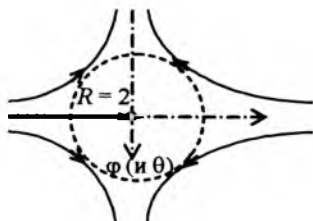


Рис.3. Распределение магнитного поля вблизи точки нулевого поля  $R = 2$ ,  $\varphi = \pi$

Примечательно то, что нулевое поле может быть не только в отдельных точках, но и на замкнутых линиях. Например, осевые диполь и октуполь в плоскости  $\theta = \pi / 2$  имеют только одну компоненту напряжённости поля ( $H_\theta$ ), которая определяется суммой зональных гармоник с показателем  $n = 1$  и 3:

$$H_\theta = H_{\theta 10} + H_{\theta 30} = \left(\frac{R_0}{R}\right)^3 \left[ \frac{3}{2} \left(\frac{R_0}{R}\right)^2 a_{30} - a_{10} \right].$$

Отсюда следует, что в плоскости  $\theta = \pi / 2$  в диапазоне  $0 \leq \varphi \leq 2\pi$ , т.е. по всей окружности, напряжённость поля  $H_\theta = 0$  на расстоя-

нии 
$$\frac{R}{R_0} = \sqrt{\frac{3a_{30}}{2a_{10}}}.$$

Условно распределение поля вокруг такого источника изображено на рис.4. Линия нулевого поля на нём представляет собой окружность, расположенную в плоскости, перпендикулярной плоскости рисунка.

Знание этой закономерности (о наличии точек и линий нулевого поля во внешнем магнитного поля электрооборудования) может оказаться важным при создании и использовании средств измерений на основе "точечных" магнитометрических датчиков. Очевидно, например, что такие датчики, расположенные по окружности нулевого поля на рис.4, не позволят получить достоверную информацию о внешнем магнитном поле источника.

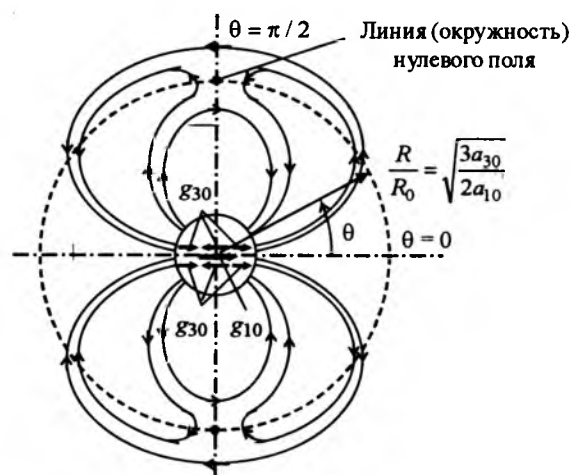


Рис.4. Распределение магнитного поля вокруг дипольно-октупольного источника

**Относительный уровень высших пространственных гармоник в магнитном поле электрооборудования.** Если расчётным или опытным путём определить достаточное число пространственных гармоник поля на базовой сфере, то тем самым будет определено поле во всем окружающем объект пространстве, т.е. можно:

– определить поле в любой точке вокруг объекта;

– построить графики его изменения с удалением от объекта;

– определить достаточное количество пространственных гармоник для описания поля в заданной области с заданной точностью.

Знание относительного уровня высших пространственных гармоник бывает очень важным. Например, практикой установлено, что во внешнем магнитном поле многополюсных электрических машин кроме собственной пространственной гармоники с показателем  $n = p$  имеется первая (дипольная) пространственная гармоника. В непосредственной близости от поверхности машины дипольная гармоника незначительна, напряжённость её поля составляет примерно 20% напряжённости поля собственной гармоники.

новного магнитного потока по закону  $\cos(p\varphi)$ , где  $p$  – число пар полюсов машины. Применительно к уравнению Гаусса для напряжённости поля это секториальная гармоника с  $n = m = p$ . Учитывая, что в поле машины имеется также дипольная гармоника, максимальное значение напряжённости поля  $H_\varphi$  из (2) определяется при  $\varphi = 0$ ,  $\theta = \pi / 2$  выражением:

$$H_\varphi = \frac{1}{4\pi} \left[ b_{nn} \left( \frac{R_0}{R} \right)^{n+2} + b_{11} \left( \frac{R_0}{R} \right)^3 \right].$$

Относительный уровень высшей пространственной гармоники

$$k_B = \frac{H_{nn}}{H_{11}} = \frac{b_{nn}}{b_{11}} \left( \frac{R_0}{R} \right)^{n-1},$$

а с учётом того, что  $b_{11} = 0,2b_{nn}$ , получаем:

$$k_B = 5 \left( \frac{R_0}{R} \right)^{n-1}.$$

Для нескольких отношений  $R_0 / R$  относительный уровень высших пространственных гармоник  $k_B \cdot 100\%$  приведен в таблице.

$k_B, \%$

При $R_0 / R$	$n$							
	2	3	4	5	6	7	8	9
2/3	333	222	148	99	66	44	29	20
1/2	250	125	62,5	31	15,6	8	4	2
1/3	167	56	19	6	2	0,7	0,2	0,08
1/4	125	31	8	2	0,5	0,1	0,03	< 0,01
1/5	100	20	4	0,8	0,16	0,03	< 0,01	< 0,01
1/10	5	0,5	0,05	< 0,01	< 0,01	< 0,01	< 0,01	< 0,01

Однако с удалением от машины в связи с более медленным спаданием дипольной гармоники она постепенно сравнивается с собственной, а затем и преобладает. Поэтому знание уровня собственной гармоники относительно дипольной важно и для определения необходимости её снижения, и для оценки погрешности измерений. Известно, что у электрических машин разной полюсности насыщение спинки статора примерно одинаково и, как следствие, примерно одинакова касательная напряжённость внешнего магнитного поля  $H_\varphi$  на поверхности спинки статора, которая распределяется в плоскости ос-

Из таблицы следует, что чем меньше относительные габариты электрической машины, тем меньше пространственных гармоник следует учитывать. Так, при  $R_0/R = 2/3$  даже 9-я гармоника равна 20% первой, при  $R_0/R = 1/5$  уже 5-я гармоника не превышает 1% первой, а при  $R_0/R = 1/10$  – 2-я гармоника равна 5% первой, а 3-я – меньше 1%, т.е. практически магнитное поле определяется первой пространственной гармоникой.

Увеличение числа учитываемых гармоник повышает точность расчёта магнитного поля. Однако одновременно усложняется как сам расчёт, так и процесс определения гармони-

ческого состава. Поэтому важным следствием знания пространственного гармонического состава магнитного поля изделий является возможность обоснованно установить минимально необходимое количество учитываемых гармоник для обеспечения заданной точности воспроизведения их магнитного поля.

Решение практических задач контроля внешнего магнитного поля электрооборудования вызывает желание иметь простые и дешёвые средства контроля и минимальное количество контролируемых параметров. Знание пространственного гармонического спектра магнитного поля электрооборудования позволило, например, упростить контроль судового оборудования при решении задач магнитной защиты и электромагнитной совместимости, обоснованно приняв в качестве контролируемых параметров магнитный момент и магнитный центр [9]. Знание этого спектра позволило также сформулировать требования к средствам измерения магнитных моментов электрооборудования. Они свелись к необходимости исключить из измерений следующие три за измеряемой гармоникой и проводить измерения при  $R_0/R \geq 1/3$ , что позволило создать относительно простые и точные средства измерений [10].

#### Список литературы

1. Григорьев Б.П. Актуальные проблемы снижения физических полей судов // Тр. Международной конференции по судостроению. Секция F. Судовая электродинамика, магнетизм и гидрофизика. СПб.: Изд-во ЦНИИ им. акад. А.Н. Крылова, 1994. С. 3–7.
2. Волохов С.А., Добродеев П.Н. Проявление статического эксцентриситета ротора во внешнем магнитном поле электрических машин // Электротехника. 2002. № 11. С. 28–32.
3. Dobrodeyev P.N., Volokhov S.A., Kildishev A.V., Nyenhuis J.A. Method for Detection of Broken Bars in Induction Motors // IEEE Transactions on Magnetics. 2000. Vol. 36. N 5. P. 3608–3610.
4. Яновский Б.М. Земной магнетизм. Л.: Изд-во Ленинградского университета, 1978.
5. Гаусс К.Ф. Избранные труды по земному магнетизму. М.: Изд. АН СССР, 1952.
6. Ерофеев В.Т. Теоремы сложения и решения красивых задач математической физики. Минск, 1981.
7. Резцов В.Ф., Гетьман А.В. Особенности построения тессеральных гармоник магнитного поля // Техн. электродинамика. 2003. № 5. С. 3–7.
8. Добродеев П.Н. Внешнее магнитное поле машин постоянного тока // Техн. электродинамика. Тематичний випуск "Проблеми сучасної електротехніки". Ч. 3. Київ, 2002. С. 7–10.
9. Методика контроля и нормирования магнитных моментов судового оборудования (МКММ-90). Л.: ЦНИИ им. акад. А.Н. Крылова – Харьковский филиал ВНИИЭ. 1990.
10. Волохов С.А., Добродеев П.Н., Ивлева Л.Ф., Кильдишев А.В. Метрологическое обеспечение измерений магнитных параметров судового оборудования // Тр. Второй международной конференции по судостроению – ISC'98. 24–26 ноября 1998 г. Санкт-Петербург, Россия. Секция Е. Т. 2. СПб., 1998. С. 28–34.

**Волохов Сергей Алексеевич** – ведущий научный сотрудник Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины. Окончил электромеханический факультет Харьковского политехнического института в 1960 г. В 1972 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Магнитное поле частоты скольжения асинхронных электродвигателей" в ХПИ.

**Добродеев Павел Николаевич** – научный сотрудник Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины. Окончил электромеханический факультет Харьковского политехнического института в 1986 г.

# Формирование испытательного импульса тока в активно-индуктивной нагрузке

ПЕТКОВ А.А.

*Рассмотрен вопрос формирования испытательных импульсов тока, заданных аналитическим выражением. Показано, что формирование импульса тока может быть обеспечено включением двухполюсника параллельно нагрузке генератора импульсов тока. Приведены соотношения для определения параметров такого двухполюсника.*

*In article the question of formation current's test pulses, given by analytical expression is considered. It is shown, that the formation of a current's pulse can be supplied with inclusion two-terminal network in parallel to loading of the generator of current's pulses. The ratio for definition of size parameters such two-terminal networks are given.*

В современных условиях, огромное значение уделяется испытаниям информационных систем, электротехнического и электронного оборудования на стойкость к различным электромагнитным воздействиям естественного и искусственного происхождения [1, 2], вызванных протеканием токов молнии, процессами, сопровождающими эксплуатацию линий электропередачи и контактной сети электрифицированного транспорта, а также другими процессами, связанными с деятельностью человека. При испытаниях в качестве источника, порождающего испытательные воздействия, во многих случаях используются импульсы больших токов, формируемые с применением генераторов импульсов тока (ГИТ) на базе ёмкостных накопителей энергии [1]. Многообразие испытательных воздействий [2] соответственно влечёт за собой необходимость формирования импульсов тока с различными характеристиками, что в общем случае ставит проблему выбора параметров разрядной цепи (РЦ) вновь проектируемых ГИТ и корректировки параметров РЦ существующих ГИТ.

Выбору параметров РЦ ГИТ, используемых для проведения испытаний, посвящён ряд работ. В [3, 4] рассмотрен выбор параметров РЦ при задании импульса тока длительностью фронта, длительностью импульса и максимальным значением. В [5, 6] в качестве исходных данных используется аналитическое представление импульса тока. При этом формирование импульса тока обеспечивается включением в РЦ ГИТ последовательно с нагрузкой формирующего двухполюсника (ФД). Однако в ряде случаев (что особен-

но характерно для ГИТ, построенных с минимальными значениями собственной индуктивности и сопротивления) последовательное включение в РЦ дополнительных элементов в экономически оправданных рамках нецелесообразно, так как влечёт демонтаж РЦ. В этом случае формирование требуемого импульса тока может быть обеспечено включением ФД параллельно нагрузке.

Целью настоящей работы является вывод соотношений для определения параметров ФД, подключенного параллельно нагрузке ГИТ, который бы обеспечивал формирование в нагрузке требуемого импульса тока, заданного аналитическим выражением.

Имитация в испытательных целях основных электромагнитных воздействий может быть проведена с использованием импульсов тока, форма которых описывается экспоненциальными полиномами, операторное изображение по Лапласу которых представимо в виде [6]

$$I_n(p) = \sum_{k=0}^{m-2} p^k A_k / \sum_{k=0}^m p^k B_k, \quad (1)$$

где  $m$  – степень полинома знаменателя;  $A_k, B_k$  – коэффициенты полиномов числителя и знаменателя.

Введём понятие "порядок импульса тока", под которым будем понимать степень полинома знаменателя операторного изображения по Лапласу функции, описывающей изменение значения тока во времени, т.е.  $m$  в выражении (1). Тогда можно показать, что в общем случае для импульса тока  $m$ -го порядка, который во временной области описывается экспоненциальным полиномом вида



$$i(t) = \sum_{j=1}^m \alpha_j e^{-\beta_j t}, \quad (2)$$

где

$$\sum_{j=1}^m \alpha_j = 0; \beta_j > 0, \quad j = \overline{1, m},$$

коэффициенты в выражении (1) вычисляются по соотношениям:

$$A_k = \sum_{v=1}^m \sum_{\substack{j_1=1 \\ j_1 \neq v}}^{k+2} \sum_{\substack{j_2=j_1+1 \\ j_2 \neq v}}^{k+2} \dots \sum_{\substack{j_{m-k}=j_{m-k-1}+1 \\ j_{m-k} \neq v}}^m \alpha_v \beta_{j_1} \beta_{j_2} \dots \beta_{j_{m-k}},$$

$$k = \overline{0, m-2}; \quad (3)$$

$$B_k = \sum_{j_1=1}^{k+1} \sum_{j_2=j_1+1}^{k+2} \sum_{j_3=j_2+1}^{k+1} \dots \sum_{j_{m-k}=j_{m-k-1}+1}^m \beta_{j_1} \beta_{j_2} \beta_{j_3} \dots \times$$

$$\times \beta_{j_{m-k}}, \quad k = \overline{0, m-1}; \quad (4)$$

Коэффициенты  $A_k$  и  $B_k$  для импульсов тока вида (2) 2- и 3-го порядка приведены в табл. 1.

Для ряда импульсов тока, описываемых экспоненциальными полиномами других видов, соотношения для вычисления коэффициентов  $A_k$  и  $B_k$  приведены в [6].

Рассмотрим цепь разряда ГИТ с ФД, включённым параллельно нагрузке, представленную на рис. 1.

Используя теорему Миллмана [7], можно показать, что для рассматриваемой схемы операторное сопротивление формирующего двухполюсника

$$Z_{FD}(p) = \frac{\sum_{n=0}^{m+1} p^n W_{1,n}}{\sum_{n=0}^m p^n V_{1,n}}, \quad (5)$$

где

$$W_{1,n} = \sum_{k=0}^{m-2} \sum_{j=0}^2 A_k T_j \Theta_v, \quad v = n - k - j \text{ и может изме-}$$

няться в диапазоне  $0 \leq v \leq 1$ ;

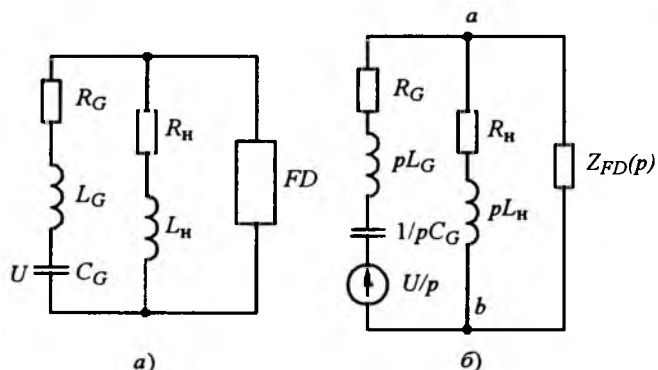


Рис. 1. Схема разряда ГИТ:

$a$  – эквивалентная схема;  $b$  – операторная схема;  $U$ ,  $C_G$ ,  $L_G$ ,  $R_G$  – зарядное напряжение, ёмкость, индуктивность и активное сопротивление ГИТ;  $L_H$ ,  $R_H$  – индуктивность и активное сопротивление нагрузки;  $FD$  – формирующий двухполюсник

$V_{1,n} = UC_G B_q - \sum_{k=0}^{m-2} A_k (T_j + N_j)$ ,  $j = n - k$  и может изменяться в диапазоне  $0 \leq j \leq 2$ ;  $T_0 = 1$ ;  $T_1 = R_G C_G$ ;  $T_2 = L_G C_G$ ;  $\Theta_0 = R_H$ ;  $\Theta_1 = L_H$ ;  $N_0 = 0$ ;  $N_k = C_G \Theta_{k-1}$  для  $k > 0$ ;  $A_k$ ,  $B_k$  – коэффициенты операторного изображения импульса тока (1).

Коэффициенты полиномов операторного сопротивления для импульсов тока 2- и 3-го порядков приведены в табл. 2.

Анализ выражения (5) позволил установить [8], что операторное сопротивление ФД может быть реализовано схемой, представленной на рис. 2. Можно также показать, что количество звеньев ФД на единицу больше порядка формируемого импульса тока  $kz = m + 1$ , а параметры звеньев ФД определяются из соотношений, полученных по способу разложения операторного сопротивления (5) в непрерывную дробь:

$$L_j = \frac{W_{j,m+2-j}}{V_{j,m+1-j}}; \quad (6)$$

Таблица 1

Коэффициент	Порядок импульса тока вида (2)	
	$m = 2$	$m = 3$
$A_0$	$\alpha_1 \beta_2 + \alpha_2 \beta_1$	$\alpha_1 \beta_2 \beta_3 + \alpha_2 \beta_1 \beta_3 + \alpha_3 \beta_1 \beta_2$
$A_1$	–	$\alpha_1 (\beta_2 + \beta_3) + \alpha_2 (\beta_1 + \beta_3) + \alpha_3 (\beta_1 + \beta_2)$
$B_0$	$\beta_1 \beta_2$	$\beta_1 \beta_2 \beta_3$
$B_1$	$\beta_1 + \beta_2$	$\beta_1 \beta_2 + \beta_1 \beta_3 + \beta_1 \beta_3$
$B_2$	1	$\beta_1 + \beta_2 + \beta_3$
$B_3$	–	1

Таблица 2

Коэффициент	Порядок импульса тока вида	
	$m = 2$	$m = 3$
$W_{1,0}$	$A_0 R_n$	$A_0 R_n$
$W_{1,1}$	$A_0(L_n + R_G R_n C_G)$	$A_0(L_n + R_G R_n C_G) + A_1 R_n$
$W_{1,2}$	$A_0 C_G(R_G L_n + R_n L_G)$	$A_0 C_G(R_G L_n + R_n L_G) + A_1(L_n + R_G R_n C_G)$
$W_{1,3}$	$A_0 L_G L_n C_G$	$C_G[A_0 L_G L_n + A_1(R_G L_n + R_n L_G)]$
$W_{1,4}$	—	$A_1 L_G L_n C_G$
$V_{1,0}$	$U C_G B_0 - A_0$	$U C_G B_0 - A_0$
$V_{1,1}$	$C_G[UB_1 - A_0(R_G + R_n)]$	$C_G[UB_1 - A_0(R_G + R_n)] - A_1$
$V_{1,2}$	$C_G[UB_2 - A_0(L_G + L_n)]$	$C_G[UB_2 - A_0(L_G + L_n) - A_1(R_G + R_n)]$
$V_{1,3}$	—	$C_G[UB_3 - A_1(L_G + L_n)]$

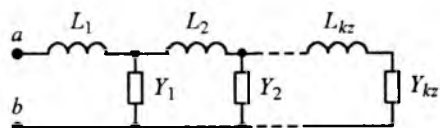


Рис. 2. Структура формирующего двухполюсника:  $L_1, \dots, L_{kz}$  – индуктивности звеньев;  $Y_1, \dots, Y_{kz}$  – проводимости звеньев;  $kz$  – количество звеньев

$$Y_j = \frac{V_{j,m+1-j}}{W_{j+1,m+1-j}}, \quad (7)$$

где  $j = \overline{1, m+1}$  – номер звена;  $W_{j,0} = W_{1,0}$ ,  
 $j = \overline{2, m+2}$ ,  $k = 0$ ;

$$W_{j,k} = W_{j-1,k} - W_{j-1,m+3-j} \frac{V_{j-1,k-1}}{V_{j-1,m+2-j}}, \quad j = \overline{2, m+1},$$

$$k = \overline{1, m+2-j}; \quad V_{j,k} = V_{j-1,k} - V_{j-1,m+2-j} \frac{W_{j,k}}{W_{j,m+2-j}},$$

$$j = \overline{2, m+1}, \quad k = \overline{0, m+1-j}.$$

Соотношения (6) и (7) выведены из общих принципов синтеза двухполюсников и должны быть дополнены условиями физической реализуемости элементов (требования положительности значений их параметров)

$$L_j > 0 \text{ и } Y_j > 0, \text{ где } j = \overline{1, m+1}. \quad (8)$$

Определить в аналитическом виде диапазон изменения параметров импульса тока и ГИТ, для которых выполняются условия физической реализуемости элементов ФД (8), не представляется возможным, и подтверждение факта физической реализуемости может быть проведено лишь путём непосредственного вычисления  $L_j$  и  $Y_j$ .

На стадии изготовления элементов ФД мо-

жет возникать вопрос о технической реализуемости элементов, которая определяется граничными значениями параметров элементов ФД, которые могут быть технически реализованы при используемом уровне технологии изготовления элементов и заданных экономических требованиях по затратам на их изготовление. Условия технической реализуемости элементов ФД имеют вид:

$$L_j \geq L^*; \quad Y^* \geq Y_j > 0, \quad (9)$$

где  $j = \overline{1, m+1}$ ;  $L^*, Y^*$  – граничные значения индуктивности и проводимости.

Таким образом, выполнение условий (8) и (9) для параметров ФД, рассчитанных по (6) и (7), обеспечивает формирование импульса тока требуемой формы.

В качестве примера, иллюстрирующего предложенный метод синтеза РЦ ГИТ, проведём формирование импульса тока молнии, описываемого суммой трёх экспонент [2] с помощью секции 1 функционирующего ГИТ, описанного в [1].

**Постановка задачи.** Для ГИТ с параметрами:  $U = 50$  кВ,  $C_G = 0,16$  Ф,  $L_G = 0,5$  мкГн,  $R_G = 0,5$  Ом требуется в последовательной активно-индуктивной нагрузке сформировать

импульс тока молнии вида  $i(t) = \sum_{k=1}^3 \alpha_k e^{-\beta_k t}$ , где

$$\alpha_1 = 20 \text{ кА}, \quad \beta_1 = 5 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}, \quad \alpha_2 = -25 \text{ кА},$$

$$\beta_2 = 5 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}, \quad \alpha_3 = 5 \text{ кА}, \quad \beta_3 = 7 \cdot 10^2 \text{ с}^{-1}.$$

Расчёты, проведённые с использованием исходных данных, позволили установить, что заданный импульс тока может быть сформирован при определённых соотношениях активного сопротивления и индуктивности нагрузки, так как только при этих соотношении-

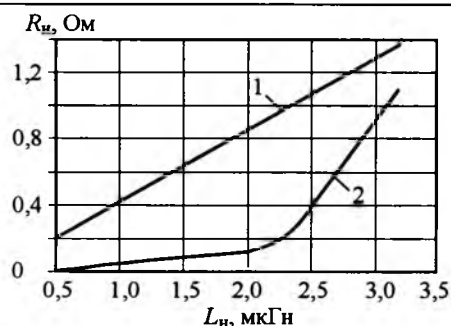


Рис.3. Область изменения параметров нагрузки: 1 – верхняя граница изменения сопротивления нагрузки; 2 – нижняя граница изменения сопротивления нагрузки

ях выполняются условия физической реализуемости элементов  $L_j$  и  $Y_j$ . Область изменения параметров нагрузки показана на рис.3. При заданной индуктивности нагрузки её активное сопротивление может принимать значения, расположенные между верхней и нижней границами.

Для нагрузки  $L_n = 3$  мкГн,  $R_n = 1,25$  Ом параметры ФД имеют следующие значения:  $L_1 = 1,76$  мкГн,  $Y_1 = 0,79$  Ом $^{-1}$ ,  $L_2 = 4,93$  мкГн,  $Y_2 = 3,06$  Ом $^{-1}$ ,  $L_3 = 1,1$  мкГн,  $Y_3 = 9,88$  Ом $^{-1}$ ,  $L_4 = 87,48$  мкГн,  $Y_4 = 839,62$  Ом $^{-1}$ . Изготовление элементов ФД с рассчитанными значениями параметров сложности не представляет.

Моделирование переходного процесса в схеме, представленной на рис.1,а (с учётом рис.2), при исходных данных рассмотренного примера с помощью системы схемотехнического моделирования Micro-Cap 7 [9] показало удовлетворительное совпадение результатов моделирования импульса тока с заданной формой импульса тока в нагрузке.

## Выводы

1. Предложен аналитический метод синтеза разрядной цепи ГИТ, основанный на подключении параллельно нагрузке формирующего двухполюсника.
2. Определена структура формирующего двухполюсника в виде последовательно соединённых однотипных звеньев, обеспечивающая формирование в нагрузке ГИТ испытательного импульса тока требуемой формы, заданной в аналитическом виде.
3. Установлена связь количества звеньев формирующего двухполюсника с операторным

изображением формируемого импульса тока.

4. Выведены соотношения, позволяющие определять значения параметров элементов формирующего двухполюсника, исходя из параметров генератора импульсов тока, нагрузки и аналитического описания импульса тока в нагрузке.

5. Показано, что для собственных параметров ГИТ и требуемой формы импульса тока в общем случае существует область соотношений активного сопротивления и индуктивности нагрузки, в пределах которой элементы формирующего двухполюсника допускают физическую реализацию.

Результаты, приведённые в статье, могут быть использованы как при проектировании новых ГИТ, так и при переводе эксплуатируемых ГИТ в режим работы с новой нагрузкой и / или с новой формой импульса тока.

## Список литературы

1. Михайлов А.К., Фоминич Э.Н., Хромов В.В. Методы и средства испытаний электрооборудования на стойкость к электромагнитным импульсам естественного и искусственного происхождения // Международный симпозиум по электромагнитной совместимости. ЭМС-93. (21–26 июня 1993 г.): Сборник научных докладов. Ч.3. СПб.: ЭЛТУ. 1993. С. 630–633.
2. Кравченко В.И. Грозозащита радиоэлектронных средств: Справочник. М.: Радио и связь, 1991.
3. Ашнер А.М. Получение и измерение импульсных высоких напряжений: Пер. с нем. М.: Энергия, 1979.
4. Китаев Г.И. Выбор параметров разрядной цепи генератора импульсов тока // Электротехника. 1987. № 4. С.15.
5. Петков А.А. Выбор параметров разрядной цепи генератора импульсов тока при разряде на последовательную активно-индуктивную нагрузку // Электротехника. 1990. № 10. С.35–36.
6. Петков А.А. Формирование испытательных импульсов тока сложной формы // Вестник НТУ "ХПИ". Электроэнергетика и преобразовательная техника. 2004. № 4. 2004. С.22–30.
7. Конторович М.И. Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. М.: Сов. радио, 1975.
8. Карни Ш. Теория цепей. Анализ и синтез. М.: Связь, 1973.
9. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. М.: Горячая линия-Телеком, 2003.

Петков Александр Александрович – сотрудник научно-исследовательского и проектно-конструкторского института "Молния" НТУ "ХПИ", канд. техн. наук. Окончил физико-технический факультет ХПИ в 1987 г. Защитил диссертацию по теме "Усовершенствование разрядных цепей генераторов больших импульсных токов с учётом критериев их надёжности" в 2004 г.

# Квантовомеханическая модель быстрого нагрева проводника электрическим током проводимости большой плотности

БАРАНОВ М.И.

*На основе фундаментальных положений квантовой механики и атомной физики предложена приближенная математическая модель, описывающая высокоинтенсивный нагрев в газовой или конденсированной средах тонкого изотропного металлического проводника большими импульсными токами проводимости. Приведены экспериментальные данные, подтверждающие достоверность полученных с помощью разработанной модели результатов расчёта для максимальной температуры образующейся плазмы при подводном электрическом взрыве исследуемого проводника.*

В последнее время высокоинтенсивный нагрев металлических проводников большими импульсными токами (БИТ) находит широкое применение в различных электротехнических устройствах, используемых, прежде всего, в теплофизике (при создании в металлах высоких и сверхвысоких температур [1]), материаловедении (при изучении свойств электропроводящих материалов в критических тепловых состояниях [2]), сильноточной электронике (при формировании сверхвысоких импульсных напряжений и проведении с их помощью радиационных и ядерных исследований [3,4]), физике плазмы (при получении высокотемпературной плазмы для термоядерных исследований [5]) и в современных высоких электрофизических технологиях, базирующихся на использовании явления электрического взрыва (ЭВ) тонкостенных металлов [6–8]). При этом на практике перед специалистами возникают задачи, связанные как с экспертной расчётной оценкой, так и опытным определением яркостной (поверхностной) или пространственно распределённой (объёмной) температуры  $T_{\text{п}}$  быстро нагреваемого за счёт джоулевых потерь энергии материала проводника и образующихся после его ЭВ плазменных продуктов. Измерение  $T_{\text{п}}$  в десятки и сотни тысяч градусов для материала и продуктов взрыва металлических проводников [5,8] под воздействием БИТ, формируемых при помощи ёмкостных (ЕНЭ) или индуктивных

*The approximate mathematical model describing high intensity heating by pulsed power conductivity currents of a thin isotropic metallic conductor located in gas or condensed medium has been proposed on the base of fundamental states of quantum mechanics and atomic physicists. The experimental data, confirming reliability of the results of calculation of maximum temperature of plasma forming at underwater electric explosion of an investigated conductor obtained with the help of the elaborated model have been presented.*

(ИНЭ) накопителей энергии высоковольтных электрофизических установок (ВЭФУ) [9,10], является и сейчас сложной и трудоёмкой научно-технической задачей, сопряжённой с внесением больших погрешностей в экспериментальное определение указанных температур [11,12]. В этой связи актуальной задачей становится получение расчётных соотношений для практического определения температуры  $T_{\text{п}}$ , характерной для быстрого высокоинтенсивного нагрева БИТ проводниковых материалов, в которых плотность  $\delta_{\text{п}}(t)$  электрического тока проводимости достигает значений порядка  $\delta_{\text{п}}(t) = 10^{11}$  А/м<sup>2</sup> и более [5,8].

Имеются формулы для приближённого аналитического расчёта в установившемся электромагнитном режиме поверхностной температуры для проводящего материала массивного [13], а также тонкостенного [14] изотропных немагнитных проводников произвольной конфигурации поперечного сечения с импульсным током, изменяющимся по различным и характерным для высоковольтной импульсной техники временным зависимостям. Недостатком этих расчётных соотношений является то, что они получены на основании законов классической физики и классической электродинамики и поэтому применимы в лучшем случае лишь до температуры кипения (испарения) проводникового материала [10,15]. В [8] на основе статистической обработки экспериментальных данных получена формула (2.37) для грубой

расчётной оценки при ЭВ проводников температуры образующейся плазмы  $T_n$  с энергией в разряде ЕНЭ ВЭФУ до 100 кДж и для строго ограниченных диапазонов изменения основных электрических параметров её разрядной цепи. В данную громоздкую формулу входит ряд эмпирических коэффициентов для степенных рядов, затрудняющих понимание физического смысла в выполняемой с их помощью длинной цепочке математических операций по приближённому расчёту температуры  $T_n$  продуктов электровзрыва металлических проводников. В рассматриваемом случае, по-нашему мнению, решение задачи высокоинтенсивного нагрева БИТ металлического проводника возможно только на основе учёта квантовых свойств нагреваемого материала и сопровождающих такой нагрев процессов поглощения и испускания им электромагнитной (тепловой) энергии. Согласно известному в квантовой механике принципу квантования в атомных системах поглощение (излучение) энергии твёрдым телом (веществом) происходит не непрерывно, как этого требует классическая физика, а конечными порциями энергии (квантами энергии). Здесь также уместно отметить то, что согласно экспериментальным результатам одной из причин переноса тепла в проводниках и теплового излучения ими является электромагнитное поле (ЭМП) [16]. Кроме того, из термодинамического закона Кирхгофа и правила Прево [16] следует, что всякое вещество или всякий материал проводника при данной температуре  $T_n$  поглощают ЭМП той частоты, которое они излучают при этой же температуре. При этом физическое тело, которое поглощает всё падающее на него электромагнитное (тепловое) излучение, называется абсолютно черным телом (АЧТ) [16]. В настоящее время в классической и статистической физике, а также в квантовой механике достаточно подробно и хорошо изучены механизмы и законы теплового излучения АЧТ [16,17].

Целью данной статьи является разработка приближённой квантовомеханической модели быстрого высокоинтенсивного нагрева металлического проводника током проводимости большой плотности, формируемым в электрической цепи ВЭФУ с ЕНЭ или ИНЭ,

и сравнение получаемых по ней значений температуры  $T_n$  при ЭВ проводника с известными результатами её опытного измерения.

### Допущения и постановка задачи исследований

Рассмотрим в цилиндрической системе координат размещённый в непроводящей окружающей воздушной или конденсированной среде тонкий круглый сплошной изотропный длинный проводник радиусом  $r_n$  и длиной  $l_n \gg r_n$ , по которому в направлении его продольной оси  $OZ$  (рис.1) протекает электрический ток проводимости  $i_n(t)$ , обусловленный гальванически подключённой к металлическому проводнику ВЭФУ с ЕНЭ или ИНЭ. Пусть в случае окружающей проводник воздушной среды атмосферные условия соответствуют общепринятым нормальным (давление воздуха составляет  $1,013 \cdot 10^5$  Па, а его температура равна комнатной  $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$  [10,18]). До протекания тока проводимости  $i_n(t)$  по проводнику, размещённому в конденсированной среде, температуру последней принимаем равной комнатной  $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ . Считаем, что ток проводимости  $i_n(t)$ , определяемый направленным перемещением (дрейфом) свободных электронов в материале проводника, равномерно распределён по его поперечному сечению  $S_n$ . Рассмотрим случай, когда влиянием излучательных релаксационных переходов в атомах материала проводника, сопровождающихся процессом образования фотонов (дискретных порций энергии или световых квантов [16,18]), на искомые значения температуры  $T_n$  можно пренебречь. В этой связи определяющее влияние на тепловое состояние материала нагреваемого проводника будут оказывать безизлучательные переходы

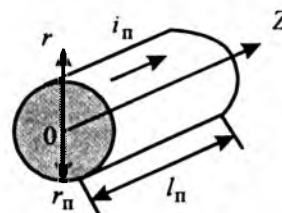


Рис.1. Расчётная модель тонкого изотропного круглого металлического проводника с током проводимости  $i_n(t)$

в его атомах, приводящие к выделению в проводнике избыточной энергии в виде фононов – тепловой энергии кристаллической решётки материала проводника или энергии колебаний ее атомов (ионов) [16,18]. Учитывая быстропротекающий характер воздействия БИТ на материал проводника [9,10], примем, что рассматриваемый проводник представляет собой адиабатически изолированную термодинамическую систему, в которой его теплоотдачей и тепловым излучением в окружающую среду можно пренебречь, а процесс поглощения им ЭМП аналогичен процессу поглощения твёрдым телом (веществом) теплового излучения. Будем считать, что исследуемый проводник приближённо удовлетворяет модели АЧТ, а энергетическая структура атомов материала проводника имеет зонный характер [16,18], приводящий к поглощению им ЭМП в широкой, практически сплошной полосе круговых частот  $\omega$ . Влиянием температуры нагрева проводника на тепло- и электрофизические характеристики его материала, за исключением удельного электрического сопротивления, пренебрегаем. Условимся, что при ЭВ исследуемого проводника в конденсированной среде потерями подводимой к электрически взрывающемуся проводнику (ЭВП) электромагнитной энергии (мощности) на излучение, перемещение стенки канала искрового разряда и увеличение внутренней энергии плазмы на начальной стадии процесса ЭВ проводника можно также пренебречь.

Требуется с учётом принятых допущений разработать приближённую квантовомеханическую модель поглощения ЭМП проводником с током проводимости большой плотности и вызванного им быстрого высокоинтенсивного нагрева материала проводника под действием БИТ, получаемых в электрической цепи ВЭФУ с ЕНЭ или ИНЭ.

#### Основные расчётные соотношения модели

На основании закона Джоуля–Ленца для плотности тепловой энергии  $w_T$  (Дж/м<sup>3</sup>) в материале исследуемого проводника для его различных фазовых состояний при принятых допущениях приближённо можно записать [10,19]:

$$w_T = \gamma_n^{-1} \int_0^t \delta_n^2(t) dt, \quad (1)$$

где  $\delta_n(t) = i_n(t)/S_n$  – плотность импульсного тока проводимости от ВЭФУ с ЕНЭ (ИНЭ) в проводнике, (А/м<sup>2</sup>);  $\gamma_n$  – удельная электропроводность материала или продуктов ЭВ проводника, см/м;  $t$  – текущее значение времени, с.

Плотность тепловой энергии  $w_T$  в проводнике для нашего случая можно представить в виде следующего разложения по круговой частоте поглощения  $\omega$  (с<sup>-1</sup>), аналогичного интегралу Фурье:

$$w_T = \int_0^\infty u_\omega d\omega, \quad (2)$$

где  $u_\omega$  – спектральная плотность энергии теплового поглощения в проводнике, Дж·с/м<sup>3</sup>, характеризующая распределение объёмной плотности тепловой энергии  $w_T$  в спектре по круговой частоте  $\omega$  поглощения ЭМП.

В принятом приближении на основании термодинамического закона Кирхгофа функцию  $u_\omega$  в выражении (2) принимаем равной спектральной плотности энергии равновесного излучения для АЧТ, имеющей согласно формулам Планка и Кирхгофа-Клаузиуса в используемых нами обозначениях следующий вид [16]:

$$u_\omega = (\sqrt{\epsilon\mu})^3 h \omega^3 [\exp(h\omega/2\pi k_B T_n) - 1]^{-1} / 2\pi^3 c^3, \quad (3)$$

где  $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$  Дж·с – постоянная Планка [18];  $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана [18];  $T_n = \theta_n + 273,16$  – абсолютная температура материала проводника, К;  $\theta_n$  – текущая температура материала проводника, °С;  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света в вакууме [18];  $\epsilon, \mu$  – соответственно относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости: при  $r/r_n < 1$  материала проводника, а при  $r/r_n \geq 1$  – непроводящей среды, его окружающей.

Подставив (3) в (2) и проинтегрировав, получаем:

$$w_T = (\sqrt{\epsilon\mu})^3 a_n T_n^4, \quad (4)$$

где  $a_n = 8\pi^5 k_B^4 / 15c^3 h^3 = 7,56 \cdot 10^{-16}$  Дж·м<sup>-3</sup>·К<sup>-4</sup> – постоянная поглощения ЭМП проводником.

Из (4) видно, что полученная формула по форме записи соответствует закону Стефана–

Больцмана, характеризующему излучательную способность АЧТ, размещённого в вакууме [16,17]. Причём для рассматриваемого проводника (АЧТ) его поглощательная способность прямо пропорциональна четвертой степени абсолютной температуры  $T_n$  материала проводника. Кроме того, из (4) следует, что в результате поглощения проводником ЭМП он нагревается. Чем больше выделяющейся в проводнике удельной тепловой энергии  $w_T$ , тем выше и температура  $T_n$  его материала, ограниченная "сверху" согласно формуле (4) следующим выражением:

$$T_n = \sqrt[4]{w_T / (\varepsilon\mu)^{3/2} \cdot a_n}. \quad (5)$$

Из анализа формулы (3) следует, что спектральная плотность  $u_\omega$  энергии теплового поглощения в принятой расчётной модели проводника имеет максимум при некотором значении  $\omega = \omega_m$  и при некоторой максимальной температуре  $T_n = \text{const}$ . Исследуя производную вида  $\partial u_\omega / \partial \omega|_{T_n=\text{const}} = 0$ , можно показать, что:

$$\frac{\omega_m}{T_n} = b_n / \sqrt{\varepsilon\mu}, \quad (6)$$

где  $b_n = 3,69 \cdot 10^{11} \text{ К}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}$  – константа поглощения тепловой энергии материалом проводника.

Соотношение (6) свидетельствует о том, что при повышении температуры материала проводника  $T_n$  максимум для  $u_\omega$  смещается в сторону больших круговых частот  $\omega$  поглощаемого ЭМП. Данную зависимость иллюстрируют приведённые на рис.2 расчётные кривые 1–3 для распределения спектральной плотности тепловой энергии  $u_\omega$  применительно к медному ( $\varepsilon = 1$ ;  $\mu = 1$ ) проводнику (объёмной плотности поглощаемой проводником теплоты, приходящейся на ту или иную круговую частоту  $\omega$  ЭМП) при разных максимальных температурах  $T_n$  проводника, построенные по формуле (3). Данные рис.2 качественно и количественно подтверждают правомерность соотношения (6) и показывают, что в частотном распределении спектральной плотности  $u_\omega$  энергии теплового поглощения исследуемого проводника (АЧТ) имеются резко выраженные максимумы, подчиняющиеся известному закону смещения Вина [16], полученному ранее для случая равновес-

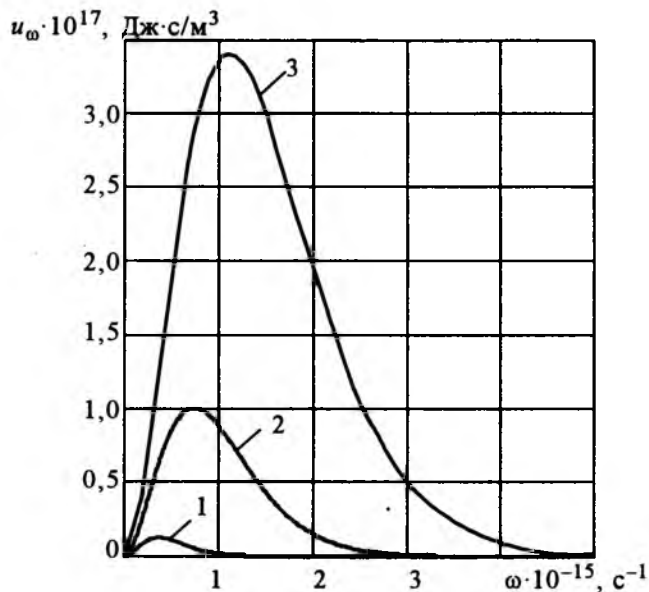


Рис.2. Зависимость спектральной плотности  $u_\omega$  тепловой энергии, поглощаемой медным проводником, при различных значениях его абсолютной температуры  $T_n$ :

1 –  $T_n = 1000 \text{ К}$ ; 2 –  $2000 \text{ К}$ ; 3 –  $3000 \text{ К}$

ного теплового излучения в вакууме АЧТ.

Следует отметить, что кривые 1–3 на рис.2 приблизительно характеризуют при  $T_n = \text{const}$  спектр поглощения для медного проводника, т.е. показывают в какой пропорции рассматриваемое нами вещество проводника (медь) поглощает кванты света (порции ЭМП) различной круговой частоты  $\omega$ . Согласно известным положениям квантовой механики, чем выше значения циклической частоты  $\omega$  для поглощаемого материалом (веществом) кванта света, тем больше его энергия  $E = h\omega/2\pi$  и тем квант становится жёстче [16]. Поэтому по мере увеличения максимальной температуры  $T_n$  материала проводника и смещения на рис.2 максимумов кривых 1–3 для  $u_\omega$  вправо поглощаемые указанным проводником волны ЭМП (кванты энергии) становятся всё жёстче, а их электромагнитная энергия всё больше. Таким образом, с ростом температуры  $T_n$  в поглощении медного проводника начинают преобладать кванты всё более высоких энергий.

#### Расчётно-экспериментальная проверка полученных результатов

Выполним вначале по выражению (5) численную оценку максимальной температуры плазмы  $T_n$  внутри и на поверхности сильно-



точного искрового плазменного канала разряда, инициированного в воде медным ЭВП, включённым в разрядную цепь ЕНЭ ВЭФУ. Согласно [20] примем, что при  $T_n > 635$  К для воды  $\mu = 1$ , а  $\varepsilon = 10$ . Считаем, что при ЭВ медного проводника ( $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ ) для формулы (1) справедливо полученное экспериментальным путём соотношение вида:

$$\int_0^t \delta_n^2(t) dt = J_v = 1,95 \cdot 10^{17} \text{ A}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4} [10], \text{ где } J_v -$$

критическое значение интеграла тока (инерции) для меди. Далее расчёт значений удельной электропроводности  $\gamma_n$  интенсивно нагреваемого материала проводника с достаточной для практических целей степенью точности осуществим по известной в электрофизике и атомной физике кинетической формуле [10,21]:

$$\gamma_n = 0,5e_0^2 n_e m_e^{-1} \tau_e, \quad (7)$$

где  $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл – электрический заряд электрона [10,16];  $n_e$  – плотность свободных электронов в материале проводника,  $\text{м}^{-3}$ ;  $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$  кг – масса покоя электрона [10,16];  $\tau_e = l_e/v_e$  – среднее время пробега свободного электрона между актами его рассеяния на атомах (ионах) кристаллической решетки материала проводника (время релаксации) [10,16], с;  $l_e$  – средняя длина пробега свободного электрона, м;  $v_e$  – средняя скорость неупорядоченного движения свободного электрона, м/с.

Известно, что плотность свободных электронов  $n_e$  в проводнике равна концентрации атомов (ионов)  $N_0$  ( $\text{м}^{-3}$ ) материала проводника, умноженной на его валентность, определяемую числом неспаренных электронов на внешних (валентных) электронных оболочках (энергетических уровнях) атомов материала проводника (например, для меди валентность равна 2 [18,21]). В тоже время концентрация атомов (ионов)  $N_0$  в металлическом проводнике с плотностью его материала  $d_n$  ( $\text{кг/м}^3$ ) определяется из соотношения [16]:

$$N_0 = \frac{d_n}{M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27}}, \quad (8)$$

где  $M_a$  – атомная масса материала проводника, практически равная массовому числу  $A$  ядра атома (иона) материала проводника, вычисляемому в соответствии с периодической

системой элементов Менделеева в атомных единицах массы (одна атомная единица массы равна  $1/12$  массы атома изотопа углерода  $^{12}_6\text{C}$ , что составляет  $1,6606 \cdot 10^{-27}$  кг [18]).

Несмотря на определённую пространственную направленность перемещения вдоль оси  $OZ$  свободных электронов в рассматриваемом проводнике, неупорядоченный характер их движения в материале последнего все же будет оставаться для них определяющей чертой. Так как при хаотическом движении свободных электронов в металлическом проводнике их большинство имеет энергию, практически близкую к энергии Ферми  $E_F$  (например, для меди  $E_F \approx 7$  эВ [18]), то в (7) для оценки средней скорости  $v_e$  неупорядоченного движения свободного электрона в его корпускулярном приближении, которая на много порядков превышает его среднюю дрейфовую скорость под влиянием внешнего от ВЭФУ силового электромагнитного воздействия, на начальной стадии высокоинтенсивного нагрева и ЭВ проводника в электрической цепи ВЭФУ воспользуемся следующей формулой [21]:

$$v_e = (2E_F/m_e)^{1/2}. \quad (9)$$

Для определения в (7) средней длины  $l_e$  пробега свободного электрона в проводнике с током проводимости используем модель свободных электронов Зоммерфельда для твёрдого тела [10], согласно которой в случае частично вырожденного межатомного "электронного газа", удовлетворяющего состоянию лоренцевой плазмы [16], с учётом формулы Мотта для упругого рассеяния электронов в кулоновском поле точечного электрического заряда

$$l_e = 10^6 \cdot (N_0 S_e)^{-1}, \quad (10)$$

где  $S_e = Z^2 e_0^4 / 16 \pi \varepsilon_0^2 E_F^2$  – сечение рассеяния свободных электронов атомами (ионами) материала проводника, определяемое в области высоких температур  $T_n$  тепловыми колебаниями его кристаллической решетки [10],  $\text{м}^2$ ;  $Z$  – порядковый номер химического элемента (материала проводника) согласно периодической системе элементов Менделеева, численно равный положительному заряду ядра его атома (для меди  $Z = 29$  [16]);  $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$  Ф/м – диэлектрическая постоянная [10].

Выполненные согласно (7)–(10) расчётные оценки рассматриваемых нами физических величин свидетельствуют о том, что в нашем случае:  $E_F = 11,21 \cdot 10^{-19}$  Дж;  $v_e = 1,569 \cdot 10^6$  м/с;  $N_0 = 8,43 \cdot 10^{28}$  м<sup>-3</sup>;  $n_e = 16,86 \cdot 10^{28}$  м<sup>-3</sup>;  $S_e = 9,908 \cdot 10^{-16}$  м<sup>2</sup>;  $l_e = 1,197 \cdot 10^{-8}$  м;  $\tau_e = 0,762 \cdot 10^{-14}$  с. Для сравнения полученных по (7)–(10) оценочных расчётных значений искомых физических величин с известными опытными данными следует отметить, что согласно используемым в [2] при изучении ЭВ металлов под воздействием БИТ экспериментальным результатам длина пробега свободного электрона для меди в точке её плавления ( $\theta_n = 1083^\circ\text{C}$  [10])  $l_e \approx 0,39 \cdot 10^{-8}$  м. Кроме того, для меди на основании подтверждённых опытом данных [10, табл. 10, II] при  $\theta_n = 0^\circ\text{C}$   $l_e \approx 5 \cdot 10^{-8}$  м, а  $\tau_e \approx 5 \cdot 10^{-14}$  с. При росте температуры  $\theta_n$  материала  $l_e$  и  $\tau_e$  из-за усиливающихся колебаний атомов (ионов) кристаллической решётки медного проводника будут уменьшаться. Подставляя найденные значения  $n_e$  и  $\tau_e$  в выражение (7), получаем, что в рассматриваемом случае удельная электропроводность меди  $\gamma_n = 1,81 \cdot 10^7$  см/м. Напомним, что при  $\theta_n = \theta_0 = 20^\circ\text{C}$  для меди  $\gamma_n = 5,81 \cdot 10^7$  см/м [10]. С учётом принятых исходных данных в медном проводнике с критическим значением интеграла тока  $J_v$  плотность тепловой энергии  $w_T = 1,077 \cdot 10^{10}$  Дж/м<sup>3</sup>. При использовании опытного значения  $l_e = 0,39 \cdot 10^{-8}$  м, при котором для меди время релаксации  $\tau_e = 0,248 \cdot 10^{-14}$  с, а  $\gamma_n = 0,589 \cdot 10^7$  см/м, искомая плотность тепловой энергии  $w_T = 3,31 \cdot 10^{10}$  Дж/м<sup>3</sup>. Эти значения  $w_T$  из-за достаточно большого числа введённых нами ограничений в расчёт  $\gamma_n$  оказались меньше удельной теплоты сублимации  $w_C$  для меди, характерной для протекания явления её ЭВ, в соответствии с экспериментальными данными  $w_C \approx 4,68 \cdot 10^{10}$  Дж/м<sup>3</sup> [7,22]. Тем не менее, по-нашему мнению, выполненные приближённые расчётные оценки  $\gamma_n$  по (7)–(10) подтвердили работоспособность предложенного электрофизического подхода для нахождения на основе закономерностей атомной физики изменений удельной электропроводности  $\gamma_n$  металлического проводника в условиях воздействия на него высоких плотностей электромагнитной (тепловой) энергии.

Используя в дальнейшем равенство вида  $w_T = w_C$ , произведём по (5) и принятым значениям  $\mu$  и  $\epsilon$  (при  $r/r_n < 1$   $\mu = 1$  и  $\epsilon = 1$ , а при  $r/r_n \geq 1$ ,  $\mu = 1$ ,  $\epsilon = 10$ ) расчётную оценку при подводном ЭВ медного проводника значений максимальной температуры плазмы  $T_n$  внутри и на поверхности образующегося сильно-точного искрового плазменного канала разряда. В результате на оси канала подводного искрового разряда ( $\mu = 1$ ;  $\epsilon = 1$ ) расчётная максимальная температура плазмы  $T_n \approx 2,81 \cdot 10^6$  К, а на поверхности канала подводного искрового разряда ( $\mu = 1$ ;  $\epsilon = 10$ ) –  $T_n \approx 1,18 \cdot 10^6$  К. Из результатов численной оценки  $T_n$  по (5) следует, что температура плазмы в центральной зоне канала сильно-точного искрового разряда примерно в 2,38 раза выше поверхностной, что хорошо согласуется с экспериментальными результатами, приведёнными в [8]. Причиной такого радиального распределения температуры плазмы  $T_n$  в канале подводного искрового разряда, на наш взгляд, являются согласно (5) различные значения относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  для плазменного состояния материала проводника и окружающей его конденсированной (водной) среды. Следует заметить, что в [8] при исследовании ЭВ металлических проволок экспериментально зарегистрированные яркостные (поверхностные) значения температуры  $T_n$  в канале подводного искрового разряда составляли порядка  $5 \cdot 10^5$  К. Другие исследователи ЭВП [5,6,11] приводят рекордные опытные данные для яркостной температуры канала искрового разряда на его дуговой стадии, инициированного ЭВ металлических проволок, численно составляющие порядка 100 эВ ( $1\text{эВ} = 1,16 \cdot 10^4$  К [10]) и более. Поэтому согласно экспериментальным результатам [5,6,11] максимальные значения температуры плазмы при ЭВ тонких медных проводников в электрической цепи ВЭФУ с ЕНЭ могут составлять  $T_n \geq 1,16 \cdot 10^6$  К, что количественно хорошо согласуется с полученными нами на основе предложенной квантовомеханической модели поглощения ЭМП проводником с током проводимости расчётными оценками значений рассматриваемой температуры  $T_n$ .

## Выводы

1. Предложена приближённая квантовомеханическая модель быстрого высокоинтенсивного нагрева в газовой или конденсированной средах тонкого металлического проводника электрическим током проводимости большой плотности, протекающим в электрической цепи ВЭФУ с ЕНЭ или ИНЭ. Данная модель базируется на известных фундаментальных положениях и принципах квантовой механики и атомной физики, определяющих процессы избирательного поглощения и излучения твёрдым телом электромагнитной (тепловой) энергии.

2. Получена формула (5) для приближённого расчёта максимальной абсолютной температуры  $T_n$  быстрого нагрева материала проводника и образующейся после его ЭВ под воздействием БИТ плазмы. Выполненные на основе предложенной модели расчётные оценки максимальной абсолютной температуры плазмы  $T_n$  на поверхности и продольной оси сильноточного канала искрового разряда, инициированного подводным ЭВ тонкой медной проволоки, хорошо согласуются с соответствующими известными экспериментальными данными для искомой температуры  $T_n$ .

## Список литературы

1. Лебедев С.В. Возможность использования электрического взрыва проволок для исследования металлов при высоких температурах// Теплофизика высоких температур. 1968. Т.6, №1. С.157–159.
2. Лебедев С.В., Савватимский А.И. Металлы в процессе быстрого нагревания электрическим током большой плотности// Успехи физических наук. 1984. Т.144, Вып. №2. С.215–250.
3. Кремнев В.В., Месяц Г.А. Методы умножения и трансформации импульсов в сильноточной электронике. Новосибирск: Наука, 1987.
4. Ковалев В.П., Кормилицын А.И., Лучинский А.В. и др. Игур-1 – электронный ускоритель с индуктивным накопителем энергии и взрывающимися проводниками// Журнал технической физики. 1981. Т.51, Вып. №9. С.1865–1869.
5. Электрический взрыв проводников/ Под ред. А.А. Рухадзе, И.С. Шпигеля. М.: Мир, 1965.
6. Александров А.Ф., Рухадзе А.А. Физика сильноточных электроразрядных источников света. М.: Атомиздат, 1976.
7. Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии/ Под ред. В.Н. Карньюшина. Минск: Наука и техника, 1983.
8. Гулый Г.А. Научные основы разрядно-импульсных технологий. Киев: Наукова думка, 1990.
9. Техника больших импульсных токов и магнитных полей/ Под ред. В.С. Комелькова. М.: Атомиздат, 1970.
10. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М.: Мир, 1972.
11. Баранов М.И. Приближенный расчёт минимальной температуры плазмы при электрическом взрыве проводников под воздействием больших импульсных токов// Электротехника и электромеханика. Харьков: НТУ "ХПИ". 2004. № 1. С.62–65.
12. Ильин Г.Г., Нурматов Э.М., Фишман И.С. Определение температуры и других параметров плазмы взрывающейся проволоки по самообращённым спектральным линиям и спектрам поглощения// Теплофизика высоких температур. 1975. Т.13, № 2. С.288–294.
13. Баранов М.М., Баранов М.И., Носенко М.А. Аналитический расчёт максимальной температуры нагрева массивного проводника импульсным током// Электротехника и электромеханика. Харьков: НТУ "ХПИ". 2004. № 3. С.87–97.
14. Баранов М.М., Баранов М.И. Аналитический расчёт максимальной температуры нагрева тонкостенного проводника импульсным током// Вестник НТУ "ХПИ". Электроэнергетика и преобразовательная техника. 2004. № 35. С.131–136.
15. Столович Н.Н., Миницкая Н.С. Температурные зависимости теплофизических свойств некоторых металлов. Минск: Наука и техника, 1975.
16. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики. Киев: Наукова думка, 1989.
17. Сивухин Д.В. Общий курс физики. Термодинамика и молекулярная физика. Т.2. М.: Наука, 1975.
18. Кухлинг Х. Справочник по физике. М.: Мир, 1982.
19. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.2. Л.: Энергоиздат, 1981.
20. Таблицы физических величин: Справочник/ Под ред. акад. И.К. Кикоина. М.: Атомиздат, 1976.
21. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники/ Под ред. Б.Х. Кривницкого, В.Н. Дулина. Т.1. М.: Энергия, 1977.
22. Баранов М.И. Упрощенная математическая модель электрического взрыва проводников под воздействием больших импульсных токов// Электротехника и электромеханика. Харьков: НТУ "ХПИ". 2003. № 3. С.59–64.

**Баранов Михаил Иванович** – заведующий отделом электромагнитных испытаний НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ", доктор техн. наук. Окончил в 1972 г. инженерно-физический факультет ХПИ по специальности "Инженерная электрофизика". В 1999 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Переходные процессы при воздействии больших импульсных токов и сильных импульсных магнитных полей на проводящие объекты".

# **Дистанционная оценка значения тепловых потоков оборудования на основе тепловизионной диагностики**

ВЛАСОВ А.Б.

*Приведены результаты исследования теплового потока от поверхности фарфорового изолятора. Показано, что экспериментальные данные полностью описываются теоретическими соотношениями, полученными на основе закономерностей процессов теплопередачи в различных средах, что подтверждает вывод о необходимости развития моделей тепловизионной диагностики для оценки теплового состояния аппаратов в процессе эксплуатации.*

*The brought results of the study of the value of the heat flow from surface of the porcelain insulator. It is shown that experimental given are completely described by theoretical correlations, got on base of the regularities of the processes теплопередачи in different ambience. The results confirm the conclusion about need of the development of the models thermovision diagnostics for estimation of the heat condition device in process of the usages.*

Повышение достоверности технического диагностирования, характеризующей степень объективного соответствия результатов диагностики действительному техническому состоянию энергетического оборудования, методами тепловизионной диагностики непосредственно связано с развитием методик дистанционного контроля теплофизических параметров аппаратов и конструкций. Поэтому актуальным является обоснование и проверка применимости методов определения технического состояния оборудования путём дистанционной оценки значения тепловых потоков на основе тепловизионных испытаний и расчёта диагностических моделей, параметрами которых являются температуры среды, поверхности исследуемого аппарата и т.п.

Расчёт значения тепловых потоков производится с учётом коэффициентов теплоотдачи  $\alpha$  на границе раздела различных сред.

Учёт особенностей процессов теплопередачи позволяет рассчитать значение коэффициента теплоотдачи на поверхности различных высоковольтных аппаратов [1,2]. Это даёт возможность современными методами тепловизионной диагностики оценить не только распределение тепловых полей на поверхности электрического оборудования, в частности, фарфоровых покрышек, но и рассчитать тепловые потоки, обусловленные тепловыделениями в объёме и процессами теплоотдачи на границах раздела [3–5].

Точность расчёта тепловых потоков определяется оценкой коэффициента теплоотдачи  $\alpha$  на границах раздела, например, фарфор–

масло, фарфор–воздух и т.п. Алгоритмы расчёта совокупности соотношений, описывающих многообразие различных процессов теплопередачи и используемых для расчёта коэффициентов теплоотдачи и тепловых потоков от поверхности, представлены в [1,2].

Представляет интерес экспериментальная оценка значений тепловых потоков и коэффициентов теплоотдачи на поверхности фарфоровой изоляции реальных электротехнических конструкций и сравнение этих результатов со значениями, полученными в результате расчёта тепловых потоков.

Для решения поставленной задачи проведены эксперименты. В качестве объектов исследования выбраны два идентичных проходных трансформаторных фарфоровых изолятора (ПТ-6 УЗ) высотой  $H \approx 18$  см и внешним (средним) диаметром  $D \approx 45$  мм, внутренним диаметром  $d \approx 23$  мм. По центральной оси изолированной внутренней полости объёма изоляторов, расположенных вертикально на расстоянии 25 см друг от друга и закреплённых в держателях, пропущен нихромовый провод диаметром 1,6 мм.

Наличие двух изоляторов, через которые пропущен один провод, предусмотрено для увеличения точности эксперимента. Первоначально полости обоих изоляторов были воздушными, затем после установления идентичности показаний на изоляторах, одна из полостей заполнялась трансформаторным маслом.

Разогрев провода постоянным или переменным током (до 20 А) приводит к повы-

шению его температуры и установлению радиальных тепловых потоков через воздух и стенку фарфоровой изоляции. Значение тепловых потерь на единицу длины провода  $P_l$  (Вт/м) может быть рассчитано по известным значениям тока  $I$ , напряжения  $U$  и длины проводника.

Температура внешней поверхности изолятора  $t_{\phi.н.}$ , металлического проводника внутри воздушной полости  $t_{п.в.в}$  или заполненной трансформаторным маслом  $t_{п.м.в.}$ , снаружи  $t_{п.в.н}$  (вне изолятора), температура воздуха  $t_0$  на удалении от изоляторов контролировались в различных точках термопарами типа "медь-константан", а также тепловизионным методом.

Для экспериментальной оценки значений тепловых потоков на локальные участки поверхности фарфора устанавливались контактные датчики, с помощью которых оценивалась поверхностная плотность теплового потока  $q_s$ .

Значение линейной плотности теплового потока  $q_l$  от наружной поверхности фарфоровой изоляции рассчитывается по соотношению

$$q_l = \pi D q_s. \quad (1)$$

Тепловое состояние аппаратов и конструкций оценивалось на основе разработанных моделей тепловизионной диагностики [1–6], учитывающих превышения температуры поверхности покрышки

$$\Delta t_{п.н}(I) = t_{\phi.н}(I) - t_0; \quad (2)$$

превышения температуры провода, находящегося на воздухе или в масле, при различном токе  $I$  (или мощности  $P_l$ )

$$\Delta t_{п.н}(I) = t_{п.н}(I) - t_0. \quad (3)$$

Контролируя значения напряжения и тока проводника при испытании, можно рассчитать потери на единицу длины провода  $P_l$  и сравнить их со значением линейной плотности теплового потока  $q_l$  на внешней поверхности изолятора (прямая 1 на рис.1). Результаты экспериментов показывают, что после установления равновесного состояния линейная плотность теплового потока  $q_l$ , рассчитанная по соотношению (1), практически равна  $P_l$ , обусловленным джоулевским разогревом провода; коэффициент корреляции

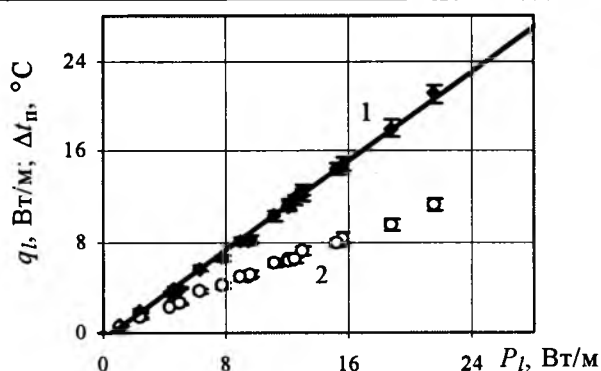


Рис.1. Зависимости  $q_l(P_l)$  и  $\Delta t_{п}(P_l)$  для проходного изолятора

между  $P_l$  и  $q_l$  равен 0,999. Это подтверждает предположение, что тепловой поток от провода через фарфоровую изоляцию, имеет, в основном, радиальный характер.

По мере увеличения потока от поверхности, значение превышения температуры поверхности фарфора  $\Delta t_{п}$  нелинейно возрастает (2 на рис.1, кривая 3 на рис.2) и при  $P_l = 21,5$  Вт/м  $\Delta t_{п} \approx 11,3^\circ\text{C}$ .

Температура провода  $t_{п.в.в}$  внутри замкнутой воздушной полости на 30–40% выше, чем  $t_{п.в.н}$  проводника вне её (кривые 1 и 2 на рис.2) за счёт меньшего теплоотвода через фарфоровый изолятор. При температуре среды  $t_0 = (22 \pm 0,5)^\circ\text{C}$  увеличение тока от 2 до 9 А ( $P_l \approx 1 \div 22$  Вт/м) приводит к изменению температуры провода  $t_{п.в.в}$  в воздушной полости изолятора от 28,5 до 150°C (кривая 1 на рис.2), в то время как на открытых участках провода (вне изолятора) температура  $t_{п.в.н}$  растёт от 26,5 до 110°C (кривая 2 на рис.2). При

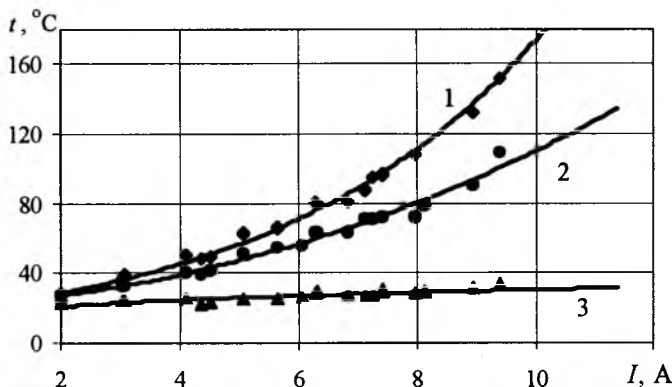


Рис.2. Экспериментальные зависимости  $t_{п.в.в}(I)$  (1),  $t_{п.в.н}(I)$  (2),  $t_{\phi.н}(I)$  (3)

этом температура поверхности фарфора  $t_{ф.н}$  изменяется в пределах 23–34°C (кривая 3 на рис.2), так что превышение температуры поверхности  $\Delta t_{п}$  изменяется от 0,47 до 12°C.

Экспериментальное значение коэффициента теплоотдачи  $\alpha_3$  от поверхности фарфора определяется по результатам опытов на основе показаний датчиков теплового потока по соотношению

$$\alpha_3 = q_s / \Delta t_{п} \quad (4)$$

Расчёт теоретического значения коэффициента теплоотдачи  $\alpha_T$  на границе раздела фарфор–воздух может быть произведён при различных значениях температуры поверхности фарфора  $t_{ф.н}$  и среды  $t_0$  с учётом особенностей процессов теплопередачи путём теплопроводности, конвекции и излучения [1,2].

В диапазоне линейного потока от поверхности 1–22 Вт/м  $\alpha_3$  изменяется в пределах 9–13,5 Вт/(м<sup>2</sup>·°C); в первом приближении аналитическая зависимость  $\alpha_3(q_l)$  представляется в виде:  $\alpha_3 = \ln(9701 q_l^{1,226})$  (рис.3).

На рис.4 приведена зависимость, отражающая корреляцию между теоретическим  $\alpha_T$  и экспериментальным  $\alpha_3$  значениями коэффициента теплоотдачи на поверхности фарфора; значения  $\alpha_3$  и  $\alpha_T$  связаны линейной зависимостью с коэффициентом корреляции не ниже 0,98. Значения экспериментальных коэффициентов теплоотдачи отличаются от теоретических в среднем не более чем на 2,5%.

Анализ экспериментальной зависимости температуры провода  $t_{п}$  (на воздухе и в масле) от  $I$  или  $q_l$  показывает (рис.2, 5), что перерасчёт приращений температуры провода

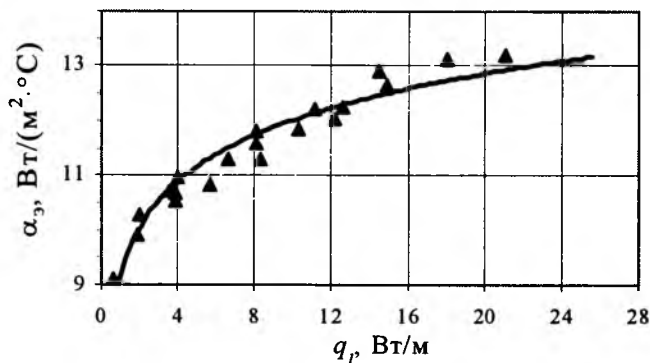


Рис.3. Зависимость  $\alpha_3(q_l)$  для фарфорового изолятора

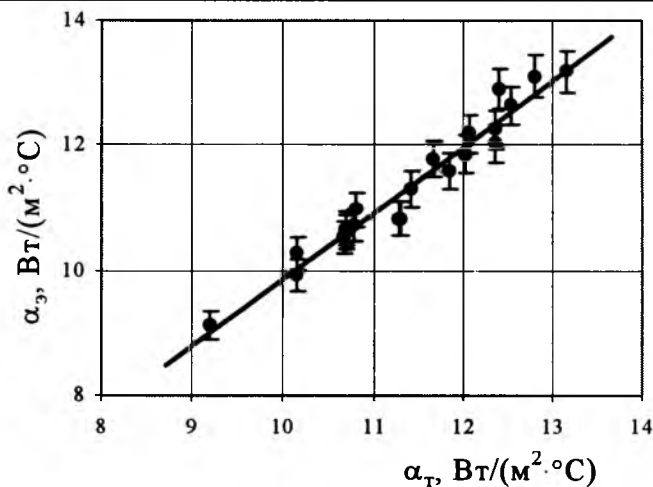


Рис.4. Корреляция между  $\alpha_3(q_l)$  и  $\alpha_T(q_l)$

на различные токи путём использования соотношения

$$\Delta t_{п2} / t_{п1} = (I_2 / I_1)^2, \quad (5)$$

рекомендуемого рядом нормативных документов, не является корректным.

Например, на воздухе вне изолятора экспериментальное значение  $\Delta t_{п.в.н} = 4,76^\circ\text{C}$  при  $I \approx 2 \text{ А}$  ( $q_l \approx 0,6 \text{ Вт/м}$ ). С учётом соотношения (5) при  $I \approx 9,4 \text{ А}$  ( $q_l \approx 21 \text{ Вт/м}$ ) расчётное значение  $\Delta t_{п.в.р} \approx 106^\circ\text{C}$ , в то время как экспериментальное  $\Delta t_{п.в.н} \approx 86^\circ\text{C}$ .

При заполнении воздушной полости трансформаторным маслом температура провода уменьшается от  $t_{п.в.в}$  до  $t_{п.м.в}$  за счёт теплопроводности масла. Например, при  $I = 8 \text{ А}$   $t_{п.в.в} = 108^\circ\text{C}$ ,  $t_{п.м.в} = 44^\circ\text{C}$ ; при  $I \approx 9,4 \text{ А}$   $t_{п.в.в} = 151^\circ\text{C}$ ,  $t_{п.м.в} = 49^\circ\text{C}$  (рис.2, 5).

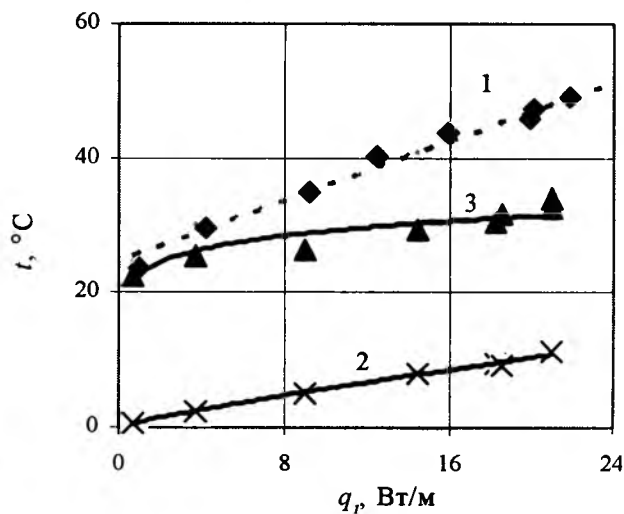


Рис.5. Зависимость  $t_{п.м.в}(q_l)$  (1),  $t_{ф.н}(q_l)$  (2),  $\Delta t_{п}(q_l)$  (3)

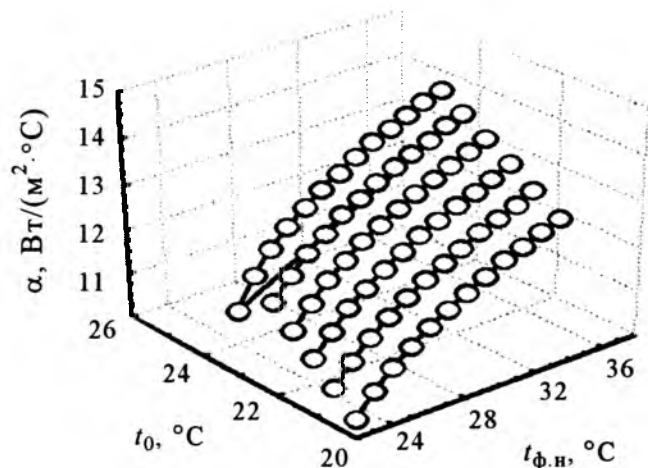


Рис.6. Расчётная зависимость  $\alpha_T(t_0, t_{ф.н})$  при различных температурах  $t_0$  и  $t_{ф.н}$  фарфорового изолятора при  $H = 0,18$  м,  $D = 0,04$  м

Значение температуры провода, находящегося на воздухе, внутри масляной или воздушной полости может быть рассчитано теоретически при известных значениях температуры фарфоровой покрышки  $t_{ф.н}$ , воздуха  $t_0$ , определяющих значения теплового потока и коэффициента теплоотдачи с учётом процессов теплопроводности, конвекции и излучения по алгоритмам, представленным в [1–6].

Расчётные значения температуры провода  $t_{п.м.р}$  в масляной полости изолятора совпадают с экспериментальными данными с относительной погрешностью не более 2,5%.

Методами факторного анализа могут быть определены коэффициенты многочлена, описывающие аналитическую зависимость коэффициента теплоотдачи от различных параметров, аналогично [4,5].

На рис.6 приведены теоретические зависимости коэффициента теплоотдачи от исследуемого фарфорового изолятора цилиндрической формы при различных температурах поверхности фарфора  $t_{ф.н}$  и окружающей среды  $t_0$ . Например, при  $t_0 = 20^\circ\text{C}$  и  $t_{ф.н} = 24^\circ\text{C}$  теоретическое значение  $\alpha_T(t_{ф.н}) = 11,29$  Вт/(м<sup>2</sup>·°C); аналогично, при  $t_0 = 25^\circ\text{C}$  и  $t_{ф.н} = 28^\circ\text{C}$  расчётное значение  $\alpha_T(t_{ф.н}) = 11,2$  Вт/(м<sup>2</sup>·°C).

С учётом теории подобия, определяющей процессы теплопередачи через различные

среды, результаты испытаний на фарфоровых изоляторах малых размеров могут быть обобщены на различные конструкции фарфоровых покрышек высоковольтных вводов, трансформаторов тока и напряжения и т.п.

Оценка тепловых потоков может быть произведена как от поверхности фарфорового изолятора, так и от металлического проводника.

На практике при тепловизионном контроле контактных соединений можно рассчитать их температуру при различных условиях в зависимости от тока, температуры окружающей среды и т.п.

Методика расчёта тепловых потоков позволяет оценить избыточные тепловые потери как при нарушении работоспособности отдельных узлов оборудования (например, контактных соединений при развитии дефектов), так и при техническом диагностировании сложного энергетического оборудования в процессе его эксплуатации.

Полученные результаты подтверждают выводы [1–6]: при оценке тепловых режимов оборудования необходимо учитывать особенности теплоотдачи на различных границах раздела сред.

В процессе тепловизионной диагностики путём измерения распределения температуры поверхности исследуемых объектов энергетики (электрических аппаратов и конструкций с фарфоровыми покрышками), значение теплового потока от поверхности рассчитывается с достаточной степенью точности. На основе адекватных диагностических моделей данные тепловизионной диагностики можно использовать для оценки температуры внутренних слоёв конструкции или аппаратов [3–5].

Проведённые исследования показывают возможность диагностики теплового состояния энергетического оборудования непосредственно в процессе эксплуатации на основе расчёта значений тепловых потоков. Это даёт основание для перспективного использования тепловизионной диагностики не только при мероприятиях планово-предупредительного ремонта и технического обслуживания оборудования, но и при выполнении мероприятий энерго- и ресурсосбережения.



## Список литературы

1. Власов А.Б. Тепловизионная диагностика объектов электро- и теплоэнергетики. Диагностические модели. Мурманск: Изд-во МГТУ, 2005.

2. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2003611742. Программа расчёта коэффициента теплопередачи от поверхности при тепловизионном контроле / Власов А.Б. 2003 г.

3. Власов А.Б. Тепловизионный контроль высоковольтных трансформаторов напряжения // Электротехника. 2004. №1. С.42–47.

4. Власов А.Б. Факторный анализ диагностической модели тепловизионного контроля трансформаторов тока с конденсаторным типом изоляции // Электротехника.

2004. №12. С.17–23.

5. Власов А.Б. Факторный анализ результатов тепловизионного контроля высоковольтных вводов с твёрдой изоляцией // Электротехника. 2005. № 2. С. 3–8.

6. Власов А.Б. Обработка и анализ данных тепловизионного контроля электрооборудования // Электротехника. 2002. № 7. С.37–43.

**Власов Анатолий Борисович** – профессор кафедры электрооборудования судов Мурманского ГТУ, канд. техн. наук. Окончил физический факультет Ленинградского ГУ в 1973 г. Защитил диссертацию по теме "Старение неполярных полимерных диэлектриков при одновременном воздействии переменного электрического напряжения и электролитов" в МЭИ в 1980 г.

## Многоячейковые регулируемые резонансные преобразователи частоты с многозонной модуляцией в системах высокочастотного индукционного нагрева

ЗЕМАН С.К., ОСИПОВ А.В.

Рассматриваются способы регулирования питающего индукторную систему многоячейкового резонансного преобразователя частоты. Показана эффективность применения дискретно-непрерывного способа регулирования, основанного на многозонной частотно-широотно-импульсной модуляции. Исследованы энергетические и регулировочные характеристики преобразователя, получены аналитические зависимости угла сдвига первых гармоник тока и напряжения, а также коммутируемого регулируемой ячейкой тока от глубины модуляции. Проведена экспериментальная проверка полученных результатов, приведены количественные оценки, даны практические рекомендации.

Технологии, в основу которых положен высокочастотный индукционный нагрев, в настоящее время широко используются в различных отраслях промышленности для термической обработки деталей, сварных соединений, сборки-разборки узлов и механизмов, сопрягаемых посредством горячей посадки и т.д. В системах индукционного нагрева нагрузкой преобразователя частоты (ПЧ) является параллельный или последовательный резонансный контур, образованный нагреваемой деталью индуктором и компенсирующей его реактивную энергию ёмкостью. Многие авторы [1, 2] предпочитают использовать параллельный резонансный контур, питаемый

*The means of the regulation of the many cellular controlled resonance frequency converters supplying induction system are considered. Efficiency of the using discrete-continuous way of the regulation founded on many cellular frequency-pulse-length modulations is displayed. The power and operating characteristic of the frequency converter explored. Analytical dependencies of the phase displacement between the first harmonics of the current and voltages are received. Dependency of the switched with controlled cell current from modulation depth is received too. Experimental proof of the model verification, quantitative estimations and practical recommendations are presented.*

ПЧ на основе инвертора тока, умалчивая о сложностях реализации источника тока большой мощности, необходимости введения регулируемого звена постоянного тока, преобразующего полный поток энергии, массогабаритных показателях необходимого при этом дросселя.

Авторы настоящей работы долгое время применяют ПЧ на инверторах напряжения, питаемых классическим мостовым трёхфазным выпрямителем, которые существенно выигрывают по массогабаритным показателям и установленной мощности силовых элементов.

При проектировании ПЧ важную роль играет режим его работы, в большинстве тех-

нологических процессов эффективным является режим стабилизации передаваемой в нагреваемую деталь мощности. При этом, учитывая, что зависимость электромагнитных свойств нагреваемой детали от температуры обуславливает изменение приведённого импеданса нагрузки в достаточно широком диапазоне, необходимо глубокое регулирование выходного напряжения ПЧ [3, 4]. Широко распространены способы регулирования с непрерывным изменением параметров импульсов выходного напряжения, основанные на следующих видах модуляции: амплитудной (АМ), реализуемой регулированием входного напряжения резонансного инвертора, частотной (ЧМ), основанной на зависимости импеданса нагрузки от рабочей частоты, широтно-импульсной (ШИМ), характеризующейся изменением ширины импульса выходного напряжения инвертора. Указанные способы регулирования обладают существенными недостатками: АМ требует включения в структуру ПЧ дополнительного регулируемого звена, например, в виде понижающего преобразователя постоянного напряжения [4]; применение ЧМ и ШИМ связано с необходимостью демпфирования динамических потерь, возникающих при переключении ключей.

Несмотря на появление мощных IGBT транзисторов, использование преобразователей построенных на одной инверторной ячейке не всегда позволяет получить требуемые мощностные параметры, поэтому возникает необходимость построения многоячейковых структур ПЧ, регулируемых с помощью многозонной модуляции [5]. Часто применяется дискретная многозонная модуляция, при которой выходное напряжение ПЧ изменяется дискретно, что требует увеличения количества ячеек для обеспечения необходимой точности регулирования. Существуют комбинированные (дискретно-непрерывные) способы регулирования, основанные на введении в дискретную многоячейковую структуру непрерывно регулируемой ячейки, определение основных регулировочных и энергетических характеристик такой структуры, выбор типа модуляции вызывают ряд трудностей.

Поэтому исследование многоячейковых резонансных преобразователей, определение способов их регулирования, обеспечивающих

низкую габаритную мощность силовых элементов и высокую точность регулирования при ограниченном количестве ячеек, является актуальной задачей и целью настоящей работы.

### Многоячейковые резонансные ПЧ с дискретным регулированием выходного напряжения

Существует большое количество вариантов построения структур многоячейковых ПЧ. В частности, распространены многоячейковые ПЧ на основе трансформаторов со ступенчатым регулированием вторичного напряжения с помощью отпаек по первичной стороне [6], основным недостатком которых является перегрузка транзисторов по напряжению. В этом отношении наиболее эффективен принцип суммирования выходных напряжений инверторных ячеек общим контуром. Принцип реализуется структурой ПЧ параллельно-последовательного типа, представленной на рис. 1. Выходное напряжение ПЧ изменяется дискретно и определяется комбинацией инверторных ячеек, находящихся в режиме вольтодобавки, т.е. передающих напряжение в контур суммирования. Для исключения выходного напряжения ячейки из контура суммирования первичная обмотка соответствующего согласующего трансформатора закорачивается ключами инвертора.

Число возможных комбинаций состояний ячеек определяет количество образованных таким образом зон регулирования ПЧ и соответственно его точность регулирования. В случае проектирования ячеек с выходными напряжениями, пропорциональными весовым коэффициентам двоичного кода, число зон регулирования  $Z$  определяется выражением

$$Z = 2^N - 1, \quad (1)$$

где  $N$  – число ячеек.

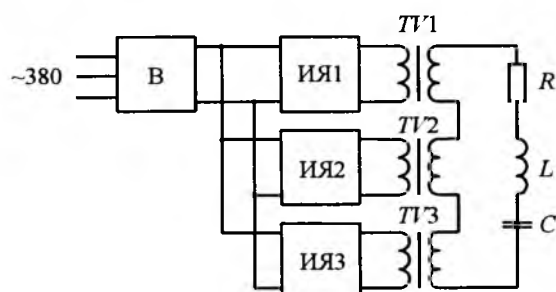


Рис. 1. Многоячейковый ПЧ с суммированием выходных напряжений ячеек

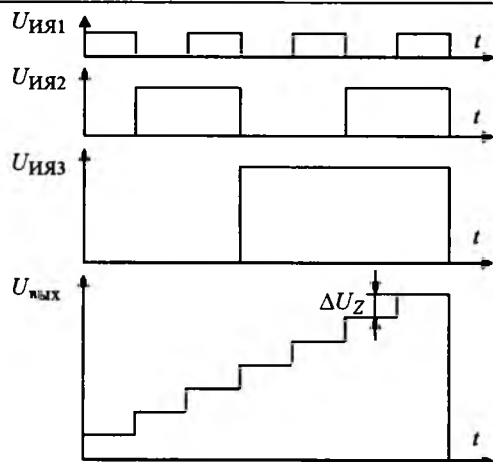


Рис.2. Диаграммы работы многоячейкового ПЧ с дискретным регулированием

На диаграммах (рис.2) показан вариант такого ПЧ с тремя ячейками ( $N = 3$ ). Видно, что точность регулирования в таких системах невысока и определяется напряжением зоны регулирования, равным напряжению младшей ячейки  $\Delta U_Z = U_{ИЯ1}$ .

Режим работы ПЧ при стабилизации мощности нагрузки ( $P_n = \text{const}$ ) достаточно специфичен и приводит к завышению габаритной мощности силовых элементов  $P_r$ , которая определяется максимальными значениями выходного напряжения и тока и соответственно зависит от глубины регулирования напряжения  $S_{ПЧ} = U_{\text{max}} / U_{\text{min}}$ :

$$\begin{aligned} P_n &= U_{\text{max}} I_{\text{min}} = U_{\text{min}} I_{\text{max}}; \\ P_r &= U_{\text{max}} I_{\text{max}} = S_{ПЧ} P_n. \end{aligned} \quad (2)$$

Исследования многоячейковых ПЧ с дискретным регулированием, работающих в режиме  $P_n = \text{const}$ , привели к выводу о зависимости максимальных мгновенных значений токов транзисторов от зоны регулирования  $\Delta U_Z$ , а значит и от количества зон регулирования  $Z$ . Таким образом, и габаритная мощность транзисторов зависит от  $Z$ . На основе аналитического расчёта, приведённого в [7], получено соотношение

$$P_{rVT} = k_{VT} S_{ПЧ} P_n \frac{S_{ПЧ} + (Z - 1)}{Z}, \quad (3)$$

где  $k_{VT}$  – коэффициент, равный отношению амплитудного и действующего значений тока.

В относительных единицах

$$P_{rVT*} = S_{ПЧ} \frac{S_{ПЧ} + (Z - 1)}{Z}. \quad (4)$$

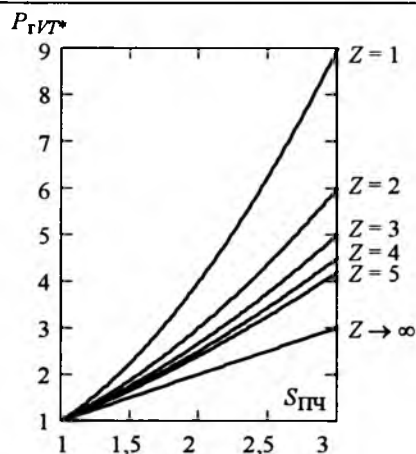


Рис.3. Зависимости габаритной мощности от глубины регулирования в различных зонах

Графическая интерпретация полученной зависимости приведена на рис.3 и отражает существенное уменьшение габаритной мощности с ростом количества зон регулирования, т.е. с увеличением количества ячеек. Последнее обстоятельство приводит к широкому разбросу мощностей ячеек (пропорциональных двоичному коду), соответственно и их динамических параметров, вследствие чего нарушается синхронная коммутация транзисторов, что может привести к аварийному режиму. Кроме того, увеличение числа ячеек существенно ухудшает массогабаритный показатель системы в целом.

#### Многоячейковые ПЧ с комбинированным дискретно-непрерывным способом регулирования на основе "скользящей" ЧШИМ ячеек

Комбинированный дискретно-непрерывный способ регулирования ПЧ основан на введении в его структуру дополнительной непрерывно регулируемой ячейки, переходящей из одной зоны в другую и поэтому названной "скользящей" [5]. Проводимые в НИИ АЭМ (г. Томск) теоретические и экспериментальные исследования позволили установить, что дискретно-непрерывный способ регулирования выгодно сочетает преимущества систем с дискретным и непрерывным изменением параметров импульсов выходного напряжения и является эффективным способом регулирования ПЧ в системах индукционного нагрева. В частности, применение таких ПЧ позволило существенно повысить точность регулирования выходного напряже-

ния, которая в этом случае определяется точностью "скользящей" ячейки. Вследствие этого при дискретно-непрерывном регулировании существенно снижены максимальные мгновенные значения токов транзисторов, в результате чего минимизирована их габаритная мощность. Принцип работы ПЧ с дискретно-непрерывным способом регулирования поясняется с помощью диаграмм (рис.4). Переход "скользящей" регулируемой ячейки из зоны в зону производится путём изменения комбинации находящихся в режиме вольтдобавки дискретных ячеек ИЯ1, ИЯ2. Учитывая, что, как правило, регулирование "скользящей" ячейкой производится в диапазоне, ограниченном допустимыми пределами  $U_{\max ЯР}$  и  $U_{\min ЯР}$ , переход из зоны в зону осуществляется по условию их достижения. За время перехода нагрузка ПЧ, а следовательно, и его суммарное выходное напряжение не изменяются, поэтому добавление напряжения зоны  $\Delta U_Z$  в контур суммирования (переход в большую зону) приводит к резкому снижению напряжения "скользящей" ячейки на равное значение, т.е. на  $\Delta U_Z$  (рис.4):

$$U_{ЯР}^- = U_{\max ЯР} - \Delta U_Z, \quad (5)$$

аналогично при переходе в меньшую зону регулирования напряжение скользящей ячейки увеличивается на  $\Delta U_Z$

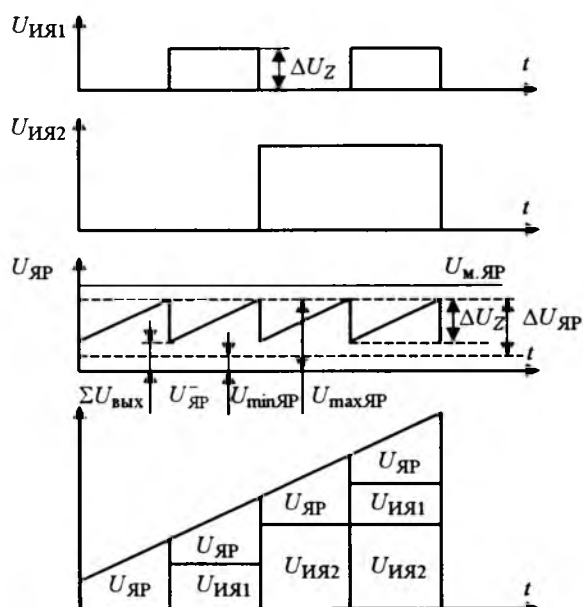


Рис.4. Диаграммы работы многоячейкового ПЧ с дискретно-непрерывным регулированием

$$U_{ЯР}^+ = U_{\min ЯР} + \Delta U_Z. \quad (6)$$

Учитывая, что необходимо обеспечить принадлежность значений напряжения "скользящей" ячейки области допустимого диапазона, можно записать неравенства

$$U_{\max ЯР} > U_{ЯР}^+; U_{\min ЯР} < U_{ЯР}^- \quad (7)$$

и, таким образом, сформулировать неременное для таких систем условие

$$\Delta U_Z \leq (U_{\max ЯР} - U_{\min ЯР}) = \Delta U_{ЯР}. \quad (8)$$

Следует отметить, что характеристики описанной комбинированной дискретно-непрерывной системы существенно зависят и во многом определяются способом регулирования "скользящей" ячейки, как правило, построенной на основе мостового инвертора. Регулирование может быть основано на каком-либо из видов модуляции, при этом следует отметить, что применение ЧМ затруднительно из-за невозможности работы на разных частотах ячеек, входящих в общий контур суммирования, АМ приводит к росту массогабаритных показателей, ШИМ – к росту динамических потерь. Благоприятный режим коммутации транзисторов резонансного мостового инвертора (рис.5, а) обеспечивает регулирование с помощью частотно-широтно-импульсной модуляции (ЧШИМ)<sup>1</sup>, предложенной в [8]. При ЧШИМ момент выключения ключей одной стойки инвертора (регулируемой VT3, VT4) опережает момент выключения другой (нерегулируемой VT1, VT2) на определенный угол  $2\alpha$ , как в классической ШИМ. Однако при ШИМ на постоянной частоте включение транзисторов происходит после перехода тока нагрузки через 0, что является неблагоприятным, так как к открываемому транзистору прикладывается напряжение питания, а обратный диод соседнего по стойке транзистора находится в открытом состоянии и замыкает ток нагрузки. При этом, учитывая, что диод закрывается с задержкой, обусловленной временем восстановления его запирающих свойств, процесс

<sup>1</sup> В некоторых работах, например [9], эта модуляция называется фазосдвигающей широтно-импульсной из-за сдвига фаз основных гармоник тока и напряжения.

включения транзистора сопровождается сквозным током в стойке инвертора [8, 10]. Применение ЧШИМ позволяет решить эту проблему подстройкой выходной частоты инвертора по условию включения транзисторов до нуля тока, в этом случае напряжение на открываемом транзисторе равно 0, так как его обратный диод открыт, что обеспечивает бестоковую коммутацию и благоприятный режим включения транзисторов. Однако ток выключения транзисторов регулируемой стойки остается ненулевым, что требует применения демпфирующих ёмкостей  $C1, C2$ , снижающих скорость нарастания напряжения на транзисторах и уменьшающих динамические потери. Кроме того, при ЧШИМ появляется фазовый сдвиг между основными гармониками тока и напряжения (рис.5, в), который приводит к появлению реактивной составляющей сопротивления нагрузки, снижению коэффициента мощности.

Первая гармоника выходного тока при ЧШИМ согласно векторной диаграмме (рис.5, б) определяется выражением

$$I_{1м} = \frac{U_{1м}}{R'} \cos \varphi = \frac{4E}{\pi R'} \cos \alpha \cos \varphi, \quad (9)$$

где  $\alpha$  – угол управления;  $\varphi$  – угол сдвига гармоник тока и напряжения.

Диаграммы тока и напряжения (рис.5, в) позволяют сделать вывод о равенстве углов  $\alpha$  и  $\varphi$ , поэтому

$$I_{1м} = \frac{4E}{\pi R'} \cos^2 \varphi. \quad (10)$$

Угол  $\varphi$  связан с рабочей частотой  $\omega$  и добротностью контура  $Q$  соотношением

$$\begin{aligned} \varphi &= \arctg\left(\frac{X(\omega)}{R'}\right) = \arctg\left(\frac{\omega L' - 1/\omega C'}{R'}\right) = \\ &= \arctg\left(\frac{\omega^2 L' C' - 1}{\omega R' C'}\right) = \arctg\left(\frac{(\Omega^2 - 1) Q}{\Omega}\right), \end{aligned} \quad (11)$$

где  $L', C', R'$  – приведённые к цепи ячейки параметры резонансного контура;  $\Omega = \omega \sqrt{L' C'}$  – подстройка частоты относительно резонансной.

Таким образом, при ЧШИМ требуемая для включения транзисторов при нулевом токе подстройка частоты определяется углом  $\varphi$  и

параметрами резонансного контура. Расчётное соотношение  $\Omega$  приведено в [8], однако более удобной представляется следующая запись в относительных единицах:

$$\Omega(\varphi) = \frac{\operatorname{tg} \varphi + \sqrt{\operatorname{tg}^2 \varphi + 4Q^2}}{2Q}. \quad (12)$$

Недостатки инверторной ячейки с ЧШИМ минимизируются при её введении в многоячейковую структуру в качестве "скользящей" [9]. Таким образом, реализуется многозонная ЧШИМ, глубина модуляции которой изменяется в зависимости от номера зоны регулирования, что отражено на рис.6, б. При многозонной ЧШИМ равенство углов  $\varphi$  и  $\alpha$  нарушается, что вызывает ряд трудностей при расчётах. Для математического описания полученной системы выходное напряжение ПЧ разделено на две составляющие: суммарную гармонику напряжений нерегулируемых ячеек (в фазе с током), равную  $(4/\pi)\Delta U_Z(n-1)$  и регулируемую ЧШИМ ячейкой (с фазовым сдвигом на  $\alpha$ )  $(4/\pi)U_{м.я\rho} \cos^2 \alpha$ , где  $U_{м.я\rho}$  – амплитуда выходного напряжения "скользящей" ячейки.

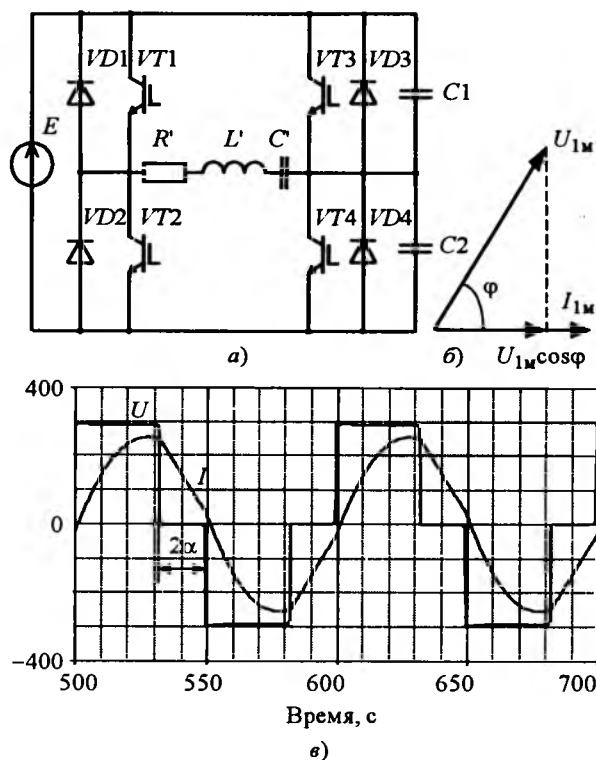


Рис.5. Частотно-широтно-импульсная модуляция: а – последовательный резонансный инвертор; б – векторная диаграмма при ЧШИМ; в – диаграммы тока и напряжения при ЧШИМ

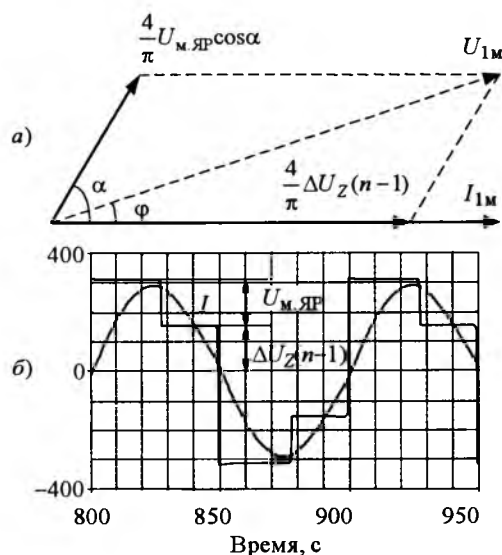


Рис.6. Многозонная ЧШИМ:

*a* – векторная диаграмма; *б* – диаграммы тока и напряжения

Исходя из анализа векторной диаграммы (рис.6, *a*), в режиме стабилизации выходной мощности для амплитуды первой гармоники выходного тока можно записать:

$$I_{1m} = \frac{2P_n}{(4/\pi)U_{m.yp} \cos^2 \alpha + (4/\pi)\Delta U_Z(n-1)} \quad (13)$$

Если диапазон регулирования "скользящей" ЧШИМ ячейки близок к амплитудному значению её напряжения, можно принять допущение  $\Delta U_Z = U_{m.yp}$ . Учитывая, что в режиме стабилизации мощности ( $P_n = \text{const}$ ) минимальный ток соответствует максимальному выходному напряжению, т.е.

$$I_{1min} = \frac{2P_n}{(4/\pi)\Delta U_Z Z}, \quad (14)$$

можно получить регулировочную характеристику, выраженную в относительных единицах,

$$I_*(\alpha) = \frac{Z}{\cos^2 \alpha + (n-1)}; \quad (15)$$

$$I_*(\gamma) = \frac{Z}{\sin^2(\pi\gamma/2) + (n-1)},$$

где  $\gamma$  – относительная длительность импульса выходного напряжения "скользящей" ячейки.

Регулировочная характеристика при  $Z = 4$  представлена на рис.7, *a*, её вид позволяет сделать вывод, что с ростом номера зоны регулирования "скользящая" ячейка стремится от режима стабилизации мощности в первой

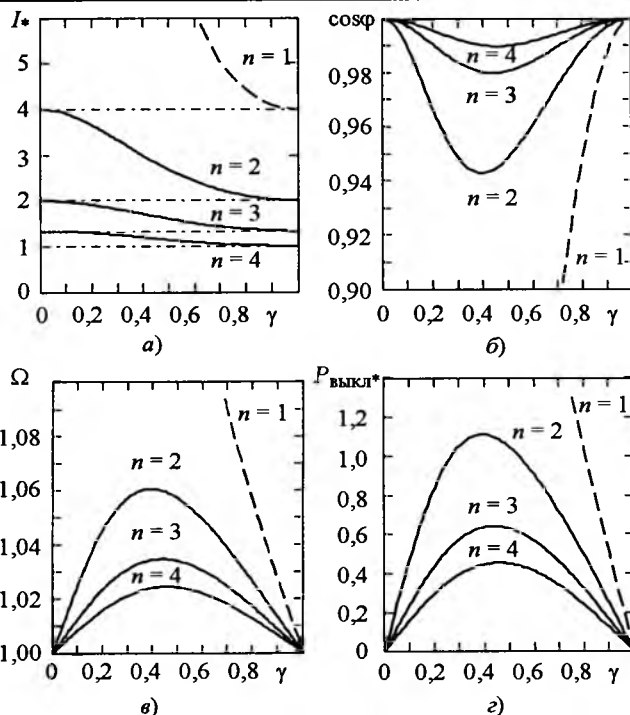


Рис.7. Основные характеристики ПЧ с многозонной ЧШИМ:

*a* – регулировочная характеристика; *б* –  $\cos \phi(\gamma)$ ; *в* –  $-\Omega(\gamma)$ ; *г* –  $P_{\text{выкл}}(\gamma)$

зоне регулирования (т.е. при автономной работе "скользящей" ячейки) к режиму стабилизации тока при  $n \rightarrow \infty$ . Следует отметить, что согласно проведенным в [9] исследованиям для большинства цилиндрических индукторных систем с соосным расположением нагреваемой заготовки требуемая глубина регулирования ПЧ не превышает  $S_{ПЧ} \leq 4$ , поэтому при  $Z = 4$  можно исключить автономную работу "скользящей" ячейки (рис.7, *a*).

Применение многозонной ЧШИМ, кроме того, приводит к уменьшению фазового сдвига основных гармоник тока и напряжения. Из анализа векторной диаграммы можно установить связь между углами фазового сдвига и регулирования

$$\cos \phi = \frac{(n-1) + \cos^2 \alpha}{\sqrt{(n-1)^2 + 2(n-1)\cos^2 \alpha + \cos^2 \alpha}} \quad (16)$$

Переходя к относительной длительности выходного напряжения "скользящей" ячейки, получим следующую зависимость, представленную на рис.7, *б*,

$$\cos \phi = \frac{(n-1) + \sin^2(\pi\gamma/2)}{\sqrt{(n-1)^2 + 2(n-1)\sin^2(\pi\gamma/2) + \sin^2(\pi\gamma/2)}} \quad (17)$$

Соотношение (17) совместно с (12) позволяет определить требуемую подстройку частоты ПЧ с многозонной ЧШИМ в различных зонах регулирования, графически при  $Q = 3$  соответствующая зависимость показана на рис. 7, в. Анализ зависимостей показывает, что исключение автономной работы "скользящей" ячейки позволяет ограничить  $\cos \varphi \geq 0,94$ , при этом  $\Omega \leq 6\%$ . Незначительность подстройки частоты делает многозонную ЧШИМ похожей на многозонную ШИМ, однако пренебрежение подстройкой частоты недопустимо из-за необходимости включения ключей до нуля тока и сохранения резонансного режима работы.

Как уже было отмечено, выключение транзисторов "скользящей" ячейки сопровождается коммутацией ненулевого тока и требует применения демпфирующих ёмкостей, правильный расчёт которых имеет большое значение и вызывает ряд затруднений. Значение демпфирующей ёмкости определяется временем выключения транзистора и коммутируемым током  $I_{\text{выкл}}$ , для которого при пренебрежении высшими гармониками можно записать

$$I_{\text{выкл}} = (I_{1\text{м}}/K_{\text{тр.яп}})\sin\pi\gamma, \quad (18)$$

где  $K_{\text{тр.яп}}$  – коэффициент трансформации "скользящей" ячейки.

Выражение (18) при подстановке в него регулировочной характеристики, позволяет найти коммутируемый "скользящей" ячейкой ток

$$I_{\text{выкл}} = \frac{2P_{\text{н}}\sin\pi\gamma}{(4/\pi)\Delta U_{\text{з}}K_{\text{тр.яп}}(\sin^2(\pi\gamma/2) + (n-1))} = \frac{2P_{\text{н}}\sin\pi\gamma}{(4E/\pi)(\sin^2(\pi\gamma/2) + (n-1))}. \quad (19)$$

На основе (19) можно найти значение коммутируемой "скользящей" ячейкой мощности по отношению к стабилизируемой ПЧ, которая выразится следующим соотношением (рис. 7, з):

$$P_{\text{выкл}*}(\gamma) = \frac{\pi}{2} \frac{\sin\pi\gamma}{\sin^2(\pi\gamma/2) + (n-1)}. \quad (20)$$

Характеристика показывает, что при исключении автономной работы "скользящей"

ячейки коммутируемая мощность ограничена  $P_{\text{выкл}*} \leq 1,1P_{\text{н}}$ . Снижение коммутируемой мощности может быть достигнуто путём увеличения числа зон регулирования, при этом полученные зависимости позволяют оценить электрические режимы транзисторов и проектировать демпфирующие их выключение снабберы.

Общий анализ приведённых на рис. 7 характеристик показывает их качественное улучшение с ростом номера зоны регулирования, при этом рекомендовано для обеспечения благоприятного режима ПЧ исключить автономную работу ЧШИМ ячейки, что достигается применением не менее четырёх зон регулирования.

#### Экспериментальное исследование многоячейковых резонансных ПЧ с многозонной ЧШИМ

Справедливость полученных результатов и сделанных выводов подтверждена экспериментальными испытаниями, проведёнными на физической модели, реализованной на основе многоячейкового ПЧ со "скользящей" ЧШИМ ячейкой. ПЧ построен по структуре параллельно-последовательного типа (рис. 1) и состоит из трёх мостовых инверторов на IGBT транзисторах 2MBI100N-120, управляемых драйверами EXB844, и суммирующего согласующего трансформатора. Один из инверторов выполняет функции "скользящей" ячейки и непрерывно регулируется с помощью ЧШИМ. Для формирования управляющих импульсов инверторов использован однокристалльный микроконтроллер AT90S8535, обладающий высоким быстродействием и встроенным АЦП, который необходим для ЧШИМ формирователя. При разработке алгоритма управления ПЧ зависимость частоты от относительной длительности импульса, характерная для ЧШИМ, привела к необходимости введения фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), реализованной путём последовательного приближения, которая позволяет поддерживать резонансный режим работы преобразователя в диапазоне 7–20 кГц.

Полученные осциллограммы выходного тока и напряжения во второй зоне регулирования ( $n = 2$ ) при добротности резонансного контура  $Q = 1,5$  представлены на рис. 8. От-



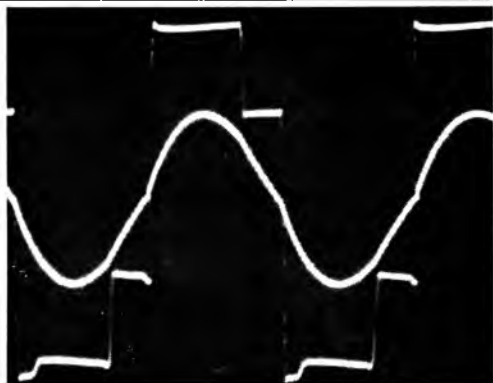


Рис.8. Осциллограммы выходного тока и напряжения многоячейкового ПЧ со "скользящей" ЧШИМ ячейкой при  $n = 2$

мечена незначительная подстройка частоты, связанная со сдвигом основных гармоник выходного тока и напряжения ПЧ в процессе регулирования.

### Выводы

1. Установлено, что многоячейковые ПЧ с дискретным регулированием имеют повышенную габаритную мощность, низкую точность, требуют большого числа инверторных ячеек. Применение дискретно-непрерывного регулирования основанного на введении в многоячейковую структуру ПЧ регулируемой "скользящей" ячейки позволяет минимизировать габаритную мощность, повысить точность регулирования при ограниченном числе ячеек.

2. Доказана эффективность применения ЧШИМ для регулирования выходного напряжения "скользящей" ячейки, проведённые в работе исследования позволили определить основные характеристики полученного многоячейкового ПЧ с многозонной ЧШИМ. Установлено, что с ростом номера зоны регулирования характеристики ПЧ качественно улучшаются: уменьшается подстройка частоты, обусловленная сдвигом первых гармоник тока и напряжения, увеличивается коэффициент мощности, а также снижается коммутируемая "скользящей" ячейкой мощность.

3. Рекомендовано для обеспечения подстройки частоты менее 6% и коммутируемой мощности менее  $1,1P_n$  исключить автономную работу "скользящей" ячейки, что достигается применением не менее четырёх зон регулирования.

4. Справедливость и достоверность полученных характеристик подтверждена экспериментальными испытаниями. Полученные в настоящей работе соотношения обладают приемлемой для инженерной практики точностью и могут быть использованы при проектировании многоячейковых ПЧ для индукционного нагрева.

### Список литературы

1. Поляков В.Д., Чаколья Э. Высокочастотный генератор для индукционного нагрева // *Электротехника*. 2000. № 12. С. 31–35.
2. Силкин Е.М. Транзисторные преобразователи частоты для индукционного нагрева // *Электротехника*. 2004. № 10. С. 24–30.
3. Владимиров С.Н., Земан С.К., Осипов А.В., Толстов В.П. Особенности индукционного нагрева ферромагнитной стали // *Изв. вузов. Электромеханика*. 2004. № 1. С. 50–54.
4. Земан С.К., Миков А.В., Осипов А.В., Шапченко В.Ю. Анализ построения силовой преобразовательной части в установках высокочастотного индукционного нагрева для различных технологических процессов // *Аппаратно-программные средства автоматизации технологических процессов*. Томск: Изд-во Том. ун-та, 2002. Вып. 4. С. 179–186.
5. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА. Томск: Радио и связь, 1990.
6. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1986.
7. Земан С.К., Осипов А.В. Исследование многоячейковых преобразователей частоты для высокочастотного индукционного нагрева в режиме стабилизации выходной мощности // *Труды IX международной научно-практической конференции "Современные техника и технологии"*. Томск: Изд. ТПУ, 2003. С. 113–115.
8. Satoshi Nagai, Hirokazu Nagura, Mutsuo Nakaoka. New load-adaptive variable-frequency high-frequency series-resonant inverter with phase-shifted PWM control strategy for induction-heating power supply // *Memoirs of the faculty of engineering, Kobe University*. 1992. № 39. P. 43–51.
9. Осипов А.В. Системы высокочастотного индукционного нагрева заготовок перед пластической деформацией. Автореф. дис... канд. техн. наук. Томский университет систем управления и радиоэлектроники. 2004.
10. Патанов Д.А. Общие проблемы снижения коммутационных потерь в инверторах напряжения // *Схемотехника*. 2001. № 7. С. 17–19.

**Земан Святослав Константинович** – заместитель директора ГНУ "НИИ АЭМ при ТУСУР", канд. техн. наук. Окончил электромеханический факультет Томского политехнического института в 1969 г. Защитил диссертацию по теме "Разработка и исследование систем заряда аккумуляторных батарей разнополярными импульсными токами" в 1975 г.

**Осипов Александр Владимирович** – старший научный сотрудник кафедры КСУП Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), канд. техн. наук. Окончил факультет электронной техники ТУСУР в 1999 г. Защитил диссертацию по теме "Системы высокочастотного индукционного нагрева заготовок перед пластической деформацией" в 2004 г.

# **Идентификация механических потерь в подшипниках электрических машин в режиме колебаний**

**МАЛАФЕЕВ С.И., КОПЕЙКИН А.И.**

*Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований колебательного метода испытаний подшипниковых узлов электрических машин. Метод основан на определении диссипативных характеристик подшипников при колебаниях, возбуждаемых специальным генератором, выполненным на основе синхронной машины с постоянными магнитами. Важным достоинством метода является реализация испытаний по безразборной технологии.*

Обеспечение надёжности и безопасности функционирования электрических машин в промышленности является важнейшим условием их эффективной эксплуатации. Достижение этих требований в значительной мере зависит от качества работы подшипников и подвижных узлов сопряжения, а именно, от их характеристик, определяющих диссипативные, вибрационные, виброакустические, шумовые, тепловые и другие эффекты, возникающие в зоне контакта подвижных механических элементов.

Опыт эксплуатации электроприводов показывает, что неисправности подшипников составляют значительную долю причин отказов. Например, более 25% аварийных остановок насосно-компрессорного оборудования вызваны отказом подшипников электродвигателей приводов агрегатов [1]. В [2] отмечается, что выполненный анализ качества отремонтированного насосного оборудования, предъявляемого к приёмке в эксплуатацию, показал, что 24% агрегатов не нуждались в ремонте, 43% после ремонта имели такие же недопустимые вибрации, как и до ремонта. Основные проблемы при этом были связаны с установкой некачественных, хотя и новых, подшипников, плохой балансировкой роторов насосов и двигателей, некачественной центровкой валов, нарушением условий крепления агрегатов на фундаменте и дефектами самого фундамента и анкерных болтов. В связи с этим большое практическое значение имеют испытания и опытная проверка подшипниковых узлов электрических машин в

*Results theoretical and experimental researches of an oscillatory test method of the bearing units of electric machines are resulted. The method is based on definition characteristics of bearings at the fluctuations raised by the special generator, executed on the basis of the synchronous machine with constant magnets. The important advantage of a method is realization of tests on nonfolding technologies.*

составе собранного изделия. Безразборная технология испытаний соответствует современной стратегии управления надёжностью технических систем. Она предусматривает перебор и реализацию управляющих воздействий, определяемых фактическим уровнем технического состояния, климатическими и другими внешними условиями, т.е. факторами, сложившимися на момент принятия решения о состоянии системы.

Результаты теоретических и экспериментальных исследований свидетельствуют о том, что наиболее достоверным методом диагностики машин, механизмов и приводных систем является определение состояния их подшипниковых узлов по характеристикам моментов сопротивления вращению. При этом особый интерес представляют не только начальные статические и (или) квазистатические характеристики момента сопротивления, но и текущие значения этой динамической переменной в различных эксплуатационных режимах.

В настоящей работе рассматривается колебательный метод испытаний подшипниковых узлов электрических машин. Он основан на использовании электромеханических систем (ЭМС) с управляемой "электрической пружиной" [3–5], позволяет исследовать характеристики трения в динамических режимах, а также получить диссипативные характеристики для конкретных условий работы. Испытания при периодическом движении объекта (скорость изменяется по значению и знаку), способствуют ускоренному выявлению де-

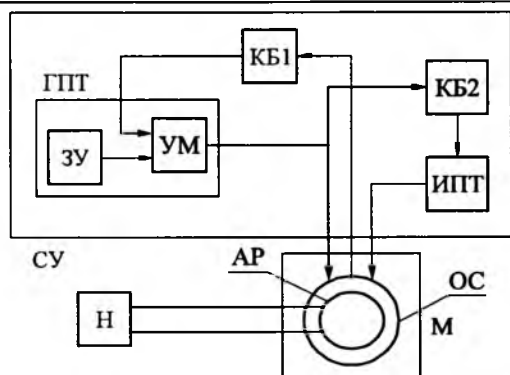


Рис.1. Общая функциональная схема электромеханической колебательной системы

фактов подшипников различной физической природы по сравнению с традиционными статическими способами.

На рис.1 показана общая функциональная схема ЭМС, которая является основой для технической реализации различных измерительных колебательных систем. Она содержит электрическую машину переменного тока  $M$  с обмотками статора  $OC$ , активным ротором  $AP$  и нагрузкой  $H$ , а также систему управления  $СУ$ , которая включает регулируемый генератор переменного тока  $ГПТ$ , состоящий из задающего устройства  $ЗУ$  и усилителя мощности  $УМ$ , регулируемый источник постоянного тока  $ИПТ$ , предназначенный для управления параметрами колебаний, а также корректирующие блоки  $КБ1$  и  $КБ2$ . Одна из обмоток статора электрической машины  $M$ , в качестве которой используется серийный двухфазный или трёхфазный двигатель либо специальный электродвигатель, подключена к выходу регулируемого источника постоянного тока  $ИПТ$ . Другая обмотка, имеющая пространственный сдвиг относительно первой на угол  $\pi/2$ , подключена к выходу усилителя гармонических колебаний, регулируемых задающим устройством  $ЗУ$ . При таком включении обмоток электрической машины переменного тока в зазоре статор – ротор возникает качающееся магнитное поле. Активный ротор создает постоянное магнитное поле. Взаимодействие качающегося и постоянного полей приводит к образованию знакопеременного момента, вызывающего колебательное движение ротора.

Обмотка статора, подключённая к источнику постоянного тока, выполняет функцию

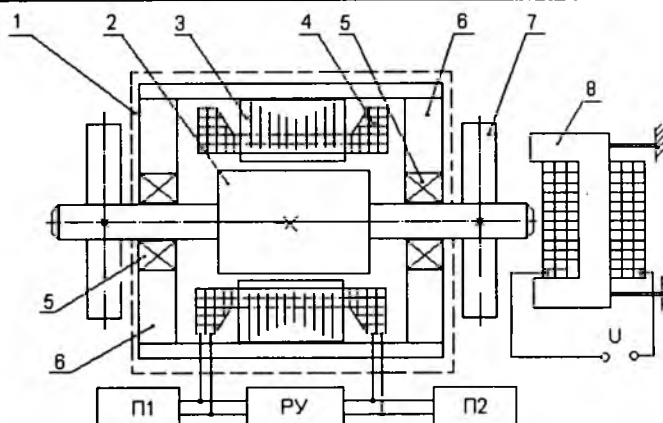


Рис.2. Функциональная схема экспериментальной установки для исследования диссипативных характеристик подшипников

"электрической пружины", устанавливающей активный ротор в начальное положение при отсутствии переменного тока в другой обмотке статора. "Жёсткость" электрической пружины определяется значением постоянного тока в обмотке, который создает пропорциональный синхронизирующий момент, возвращающий ротор в начальное положение.

Таким образом, параметры колебательного движения ротора определяются амплитудой и частотой задающего генератора  $ЗУ$  и значением постоянного тока в первой обмотке (жёсткостью электрической пружины). Регулирование постоянного тока даёт возможность простым способом управлять жёсткостью электрической пружины и, следовательно, параметрами колебаний.

Для экспериментальных исследований характеристик сил трения в подшипниковых узлах используется установка, упрощённая функциональная схема которой представлена на рис.2. Она включает генератор механических колебаний 1, выполненный на основе исполнительного синхронного электродвигателя с постоянными магнитами (2 – ротор, 3 – статор, 4 – управляющие обмотки), а также два полупроводниковых преобразователя  $П1$  и  $П2$  для питания управляющих обмоток статора. Измерение механических и электрических переменных осуществляется регистрирующим устройством  $РУ$ .

Объекты исследования (подшипники качения или скольжения 5) устанавливаются в подшипниковом щите 6. Причём возможно исследование суммарного момента трения

двух подшипников, смонтированных на одном валу, либо одного, при этом в качестве другого используется образцовый подшипник. Для имитации радиальной нагрузки подшипников используются инерционные диски 7, устанавливаемые на валу ротора 2, а для создания активной нагрузки применён тяговый электромагнит 8.

Суммарный момент сил трения в системе определяется по формуле

$$M_T = J \theta_m \Omega^2 \cos \Omega t - M_d(t) + M_3(t), \quad (1)$$

где  $J$  – момент инерции подвижной части измерительной системы;  $\theta_m$  – амплитуда механических колебаний ротора;  $\Omega$  – частота угловых колебаний ротора;  $M_d(t)$  – дополнительный момент электродвигателя, обусловленный полигармоническим током статорной обмотки;  $M_3(t)$  – электромагнитный момент исполнительного электродвигателя.

Для вычисления момента трения покоя  $M_{T0}$ , т.е. при переходе скорости через нулевое значение, для случая гармонического закона распределения магнитного поля в зазоре между ротором и статором используется соотношение

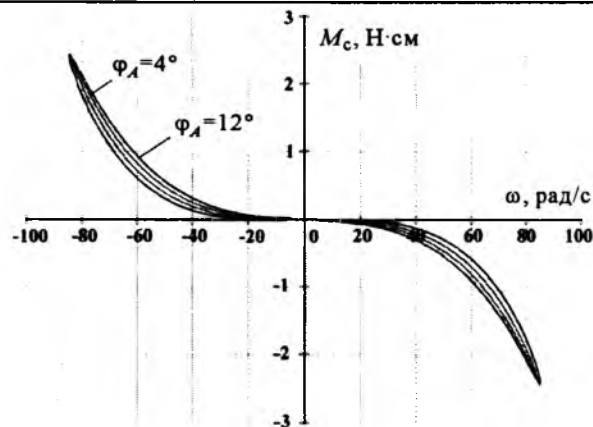
$$M_{T0} = J \theta_m \Omega^2 - M_{д.м} \sin \theta_m + M_3(t), \quad (2)$$

где  $M_{д.м}(t)$  – максимальное значение добавочного момента.

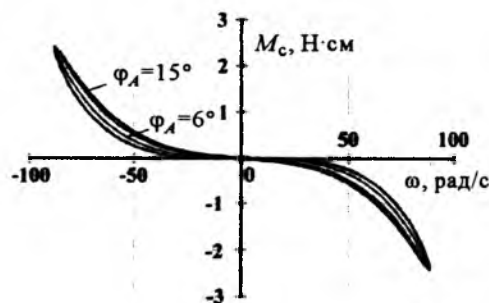
Добавочный момент  $M_{д.м}(t)$  в случае синусоидального распределения индукции в воздушном зазоре рассматриваемой конструкции магнитной системы вычисляется по известному соотношению:

$$M_{д.м}(t) = M_{д.м} \sin \theta.$$

Следовательно, уравнение (1) позволяет выполнить полный расчёт характеристик трения при гармоническом законе движения вала измерительной установки. Так как все параметры и динамические переменные измеряются в установившемся динамическом режиме и результаты могут быть повторены многократно ввиду периодического характера движения, а следовательно, с достаточно высокой точностью, то этим способом обеспечивается и большая точность измерения  $M_T(\Omega_m)$ . Кроме того, возможно определение характеристик трения в широком диапазоне частот изменением амплитуды колебаний  $\theta_m$  и жёсткости электрической пружины путём



а)



б)

Рис.3. Характеристики динамического трения подшипников двигателя И6615 при различных значениях переменных

вариаций электрических параметров преобразователей П1 и П2.

В соответствии с изложенной методикой были рассчитаны диссипативные характеристики подшипниковых узлов синхронного двигателя И6615 с постоянными магнитами при следующих значениях динамических переменных:

а)  $U_A = 15$  В;  $I_A = 150$  мА;  $I_B = 0,5$  А;  $\theta_m = 90^\circ$ ;  $f = 8,6$  Гц;

б)  $U_A = 12,3$  В;  $I_A = 103$  мА;  $I_B = 0,5$  А;  $\theta_m = 88^\circ$ ;  $f = 9,05$  Гц.

Характеристики динамического трения, рассчитанные на основе полученных данных, представлены соответственно на рис.3, а, б.

Для исследования характеристик подшипников электрической машины в собранном состоянии её ротор соединяется с помощью специальной муфты с выходным валом генератора механических колебаний, выполненного по схеме, показанной на рис.1. В случае измерения моментов инерции роторов синхронных машин используется соответ-

ствующее подключение статорных обмоток испытуемой машины к электрической части электромеханической системы. Исполнительным двигателем при этом служит сама электрическая машина, причём испытания можно производить в производственных условиях на полностью собранном (готовом) изделии.

Экспериментальные исследования опытных установок показали, что при измерении моментов сил трения основная приведённая погрешность не превышает 1%. Важными достоинствами метода являются инвариантность результатов измерений относительно времени, что не достигается при методах, использующих режим установившейся скорости, малая чувствительность к внешним механическим возмущениям, простота измерений и обработки экспериментальных данных, а также возможность измерения диссипативных характеристик подшипников электрических машин в собранном состоянии.

#### Список литературы

1. Баширов М.Г., Сайфутдинов Д.М. Обеспечение безопасности эксплуатации насосно-компрессорного оборудования с электрическим приводом электромагнитными методами диагностики // Электронный научный журнал "Нефтегазовое дело". Уфимский Государственный нефтяной технический университет, 2002. С. 1 – 9.
2. Малов Е.А., Шаталов А.А., Бронфин И.Б., Долгопят В.Н., Костюков В.Н., Бойченко С.Н., Мелинг А.Я.

Эффективность внедрения стационарных систем вибродиагностики "КОМПАС" на Омском НПЗ // Безопасность труда в промышленности. 1997. № 1. С. 9 – 15.

3. Копейкин А.И., Малафеев С.И. Управляемые электромеханические колебательные системы. Владимир: По-сад, 2001.

4. Копейкин А.И., Малафеев С.И. Применение управляемых колебательных систем для идентификации характеристик трения механических элементов устройств автоматики // Труды шестой сессии Международной научной школы "Фундаментальные и прикладные проблемы теории точности процессов, машин, приборов и систем" / Под ред. Л.В. Ефремова и А.С. Захаревского. СПб.: ИПМаш РАН, 2003. С. 223 – 226.

5. Копейкин А.И., Малафеев С.И. Измерение моментов инерции с помощью автоколебательной электромеханической системы // Измерительная техника. 1994. № 4. С. 31–32.

6. Kopeykin A.I., Malafeev S.I. Identification dynamic characteristics of bearings // Fourth International Congress. Mechanical Engineering Technologies'04. September 23-25.2004. Varna, Bulgaria. Proceedings. Vol. 6. P. 7 – 9.

**Малафеев Сергей Иванович** – профессор Владимирского государственного университета, доктор техн. наук. Окончил в 1975 г. приборостроительный факультет Владимирского политехнического института. Защитил диссертацию по теме "Управление по критерию эффективного использования энергетических ресурсов в мехатронных системах" в МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2002 г.

**Копейкин Анатолий Иванович** – доцент Владимирского государственного университета, канд. техн. наук. Окончил в 1962 г. факультет телемеханики и автоматики Рязанского радиотехнического института. Защитил диссертацию по теме "Разработка и исследование электромеханического датчика угловых ускорений" во Владимирском политехническом институте в 1973 г.

## ИСТОЧНИКИ ТОКА

### К вопросу оптимизации электродов свинцового аккумулятора

БАЮНОВ В.В., КРИВЧЕНКО Г.В., ПОДАЛИНСКИЙ Ю.А.

*Рассмотрено влияние смещения ячеек и увеличения их количества в электродах свинцового аккумулятора на распределение тока внутри ячеек.*

Стационарные свинцовые аккумуляторы широко применяются в различных энергетических установках и системах связи. Токоотводы положительных и отрицательных электродов имеют, в основном, одинаковое коли-

*The influence of displace of the cells and theirs increase in the electrodes of lead acid battery on current distribution in the cells is considered.*

чество вертикальных ребер и горизонтальных жилок. В этом случае ячейки положительных и отрицательных электродов совпадают по размерам сторон и располагаются непосредственно друг против друга. Иногда в токоот-

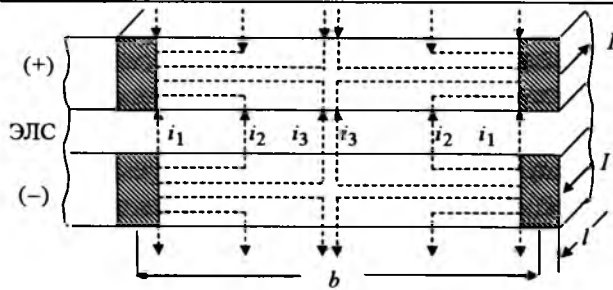


Рис.1. Направления составляющих тока  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  в ячейках отрицательного (-) и положительного (+) электродов и в электролите с сепарацией (ЭЛС) во время разряда свинцового аккумулятора ( $b$  – ширина ячейки;  $l$  – длина ячейки;  $l > b$ )

воде отрицательного электрода количество жилок или рёбер больше, чем в токоотводе положительного электрода. Это приводит к смещению ячеек положительного и отрицательного электродов относительно друг друга.

Представляет практический интерес определить влияние смещения ячеек электродов на изменение сопротивления ячеек и составляющих тока.

Распределение направлений тока в ячейках положительного и отрицательного электродов при одинаковых размерах ячеек и совпадении их рёбер и жилок относительно друг друга представлено на рис.1. Сопротивление обеих ячеек  $R_{яч}$  положительного и отрицательного электродов при прохождении тока состоит из следующих составляющих:

$$R_{яч} = R_{конт(-)} + R_{а.м(-)} + R_{пол(-)} + R_{элс} + R_{пол(+)} + R_{а.м(+)} + R_{конт(+)} \quad (1)$$

где  $R_{конт(-)}$ ,  $R_{конт(+)}$  – контактное сопротивление между активной массой ячейки отрицательного и положительного электрода и токоотводом;  $R_{а.м(-)}$ ,  $R_{а.м(+)}$  – сопротивление активных масс ячеек;  $R_{пол(-)}$ ,  $R_{пол(+)}$  – сопротивление поляризации ячеек;  $R_{элс}$  – сопротивление электролита и сепарации.

Расчёты показали, что основными составляющими сопротивления ячеек являются сопротивления поляризации и электролита с сепарацией  $R_{пол(-)}$ ,  $R_{пол(+)}$ ,  $R_{элс}$  (97 %). Высокие значения этих сопротивлений обеспечивают близкое к равномерному распределение плотности тока по поверхности электродов, что подтверждается данными [1]. На всех режимах разряда аккумулятора в начале и в

конце срока службы ток по направлению  $i_1$  имеет большее значение, чем ток по направлению  $i_3$  (рис.1). Ток по направлению  $i_3$  определяется сопротивлением ячейки по зависимости (1), а ток по направлению  $i_1$  – по зависимости (1) без составляющих  $R_{а.м(-)}$  и  $R_{а.м(+)}$ .

Сопротивления активных масс ячеек отрицательного  $R_{а.м(-)}$  и положительного  $R_{а.м(+)}$  электродов при постоянной плотности тока в расчёте на геометрическую поверхность ячеек определяются зависимостями:

$$R_{а.м(-)} = \rho \frac{0,335b}{4S_{а.м(-)}}; \quad (2)$$

$$R_{а.м(+)} = \rho \frac{0,335b}{4S_{а.м(+)}}; \quad (3)$$

$$S_{а.м(-)} = \delta_{(-)}l; \quad S_{а.м(+)} = \delta_{(+)}l,$$

где  $b$ ,  $l$  – ширина и длина ячейки ( $l > b$ );  $\delta_{(-)}$ ,  $\delta_{(+)}$  – толщина ячейки;  $\rho$  – удельное сопротивление активных масс.

Смещение ячейки отрицательного электрода относительно ячейки положительного электрода на 0,5 или 0,25 ширины ячеек  $b$  не изменяет значений  $R_{а.м(-)}$ ,  $R_{а.м(+)}$  по зависимостям (2) и (3), поскольку в отрицательном электроде со смещённой ячейкой рассматривается площадь, соответствующая площади ячейки положительного электрода (рис.2). Аналогичный результат получается при смещении ячейки положительного электрода относительно ячейки отрицательного электрода. Таким образом, смещение ячеек одинакового размера относительно друг друга не оказывает влияния на сопротивление активных масс и общее сопротивление ячеек.

Влияние количества жилок и рёбер в токоотводах на электрические характеристики рассматривалось в [2, 3]. По данным [2] с увеличением количества ячеек в положитель-

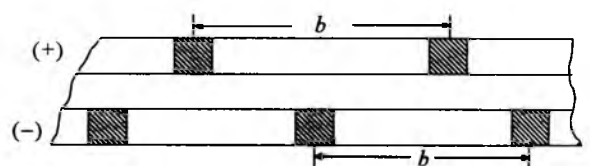


Рис.2. Смещение одинаковых по размерам ячеек электродов на половину их ширины ( $b$ )

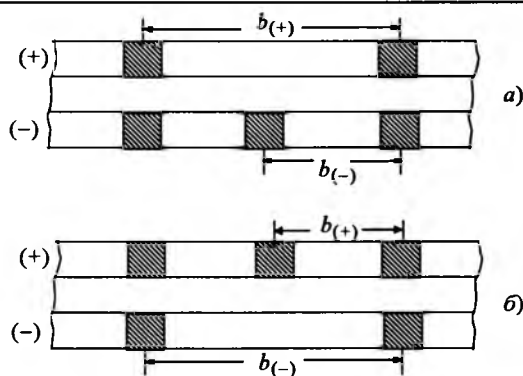


Рис.3. Увеличение количества ячеек в электродах в два раза:

а – в отрицательном электроде; б – в положительном электроде.

ном электроде на единицу площади электрода электрические характеристики свинцового аккумулятора повышаются в связи с ростом проводимости активной массы. Уменьшение площади ячеек отрицательного электрода до 50 мм<sup>2</sup> приводит к снижению контактного сопротивления между активной массой и токоотводом отрицательного электрода [3].

Рассмотрим влияние изменения количества ячеек в электродах на изменение составляющих сопротивления ячейки  $R_{яч}$ . С увеличением количества ячеек в отрицательном электроде по сравнению с положительным электродом при уменьшении в 2 раза ширины ячейки (рис.3,а) сопротивление  $R_{а.м(+)}$ , рассчитанное по (3), остаётся неизменным, а сопротивление  $R_{а.м(-)}$  для площади ячейки отрицательного электрода, соответствующей площади ячейки положительного электрода, уменьшится в 4 раза:

$$R_{а.м(-)} = \rho \frac{0,335b_{(-)}}{8S_{а.м(-)}} = \rho \frac{0,335b_{(+)}}{16S_{а.м(-)}}. \quad (4)$$

С увеличением количества ячеек в положительном электроде в 2 раза по сравнению с отрицательным электродом при уменьшении в 2 раза ширины ячейки (рис.3,б) сопротивление  $R_{а.м(-)}$ , рассчитанное по (2), остаётся неизменным, а сопротивление  $R_{а.м(+)}$  для площади ячейки положительного электрода, соответствующей площади ячейки отрицательного электрода, уменьшится в 4 раза:

$$R_{а.м(+)} = \rho \frac{0,335b_{(+)}}{8S_{а.м(+)}} = \rho \frac{0,335b_{(-)}}{16S_{а.м(+)}}. \quad (5)$$

С увеличением в 2 раза количества ячеек в отрицательном или в положительном электроде уменьшаются в 1,7 раза составляющие  $R_{конт(-)}$  или  $R_{конт(+)}$  в уравнении (1).

Удельное сопротивление активной массы положительного электрода в заряженном состоянии в 28 раз больше удельного сопротивления активной массы отрицательного электрода, а в разряженном состоянии – больше в 190 раз. С учётом отношения толщин электродов  $\delta_{(+)}/\delta_{(-)} = 1,5 \div 1,6$  различие в сопротивлениях  $R_{а.м(+)}$  и  $R_{а.м(-)}$  ячеек одинаковых размеров будет соответственно меньше.

Оценку влияния изменения количества ячеек в электродах на распределение токов в ячейках рассмотрим на примере стационарного свинцового аккумулятора СН-504:

вариант 1 – количество ячеек в отрицательном и положительном электродах и их геометрические поверхности одинаковые,  $S_{яч(-)} = S_{яч(+)}$  (рис.1);

вариант 2 – количество ячеек в отрицательном электроде в 2 раза больше, чем в положительном электроде,  $S_{яч(-)} = 0,5S_{яч(+)}$  (рис.3,а);

вариант 3 – количество ячеек в положительном электроде в 2 раза больше чем в отрицательном электроде,  $S_{яч(+)} = 0,5S_{яч(-)}$  (рис.3,б).

Данные расчёта тока  $i_1$  с минимальным сопротивлением ячейки и тока  $i_3$  с максимальным сопротивлением ячейки представлены в таблице.

В варианте 2 отношение токов  $(i_1 - i_3)/i_3$  уменьшается по сравнению с вариантом 1 в 1,04–1,11 раза на 10-часовом разряде и в 1,01–1,07 раза на 1-часовом разряде.

В варианте 3 отношение токов  $(i_1 - i_3)/i_3$  уменьшается по сравнению с вариантом 1 в 2,6–3,8 раза на 10-часовом разряде и в 1,3–3,9 раза на 1-часовом разряде. Во всех вариантах отношение  $(i_1 - i_3)/i_3$  в начале разряда меньше, чем в конце разряда на 10- и 1-часовых разрядах соответственно в 2,6–3,8 и 1,2–4,0 раза.

Приведённые данные показывают, что с увеличением количества ячеек в положительном электроде (вариант 3) более эффективно уменьшается различие токов  $(i_1 - i_3)/i_3$  в ячейке по сравнению с увеличением количества ячеек в отрицательном электроде (вариант 2).



## Токи в ячейках электродов стационарного свинцового аккумулятора

Параметр	Варианты аккумуляторов		
	Вариант 1 $S_{\text{яч}(+)} = S_{\text{яч}(-)}$	Вариант 2 $S_{\text{яч}(-)} = 0,5S_{\text{яч}(+)}$	Вариант 3 $S_{\text{яч}(+)} = 0,5S_{\text{яч}(-)}$
Начало 10 - часового разряда			
$i_1, \text{A}$	0,020026	0,02002	0,02001
$i_3, \text{A}$	0,019974	0,01997	0,01999
$(i_1 - i_3) / i_3, \%$	0,26	0,25	0,1
Окончание 10 - часового разряда			
$i_1, \text{A}$	0,0201	0,0201	0,020026
$i_3, \text{A}$	0,0199	0,0192	0,019974
$(i_1 - i_3) / i_3, \%$	1,0	0,9	0,26
Начало 1- часового разряда			
$i_1, \text{A}$	0,10294	0,10294	0,10284
$i_3, \text{A}$	0,10264	0,10266	0,10260
$(i_1 - i_3) / i_3, \%$	0,29	0,27	0,23
Окончание 1- часового разряда			
$i_1, \text{A}$	0,103365	0,103365	0,102944
$i_3, \text{A}$	0,102241	0,102251	0,102657
$(i_1 - i_3) / i_3, \%$	1,1	1,09	0,28

Таким образом, при увеличении количества рёбер (жилок) и соответственно ячеек в положительном электроде по сравнению с отрицательным электродом уменьшается сопротивление составляющих  $R_{\text{а.м}(+)}$  и  $R_{\text{конт}(+)}$  в ячейках, что в свою очередь, способствует уменьшению различия между токами в ячейках  $i_1$  и  $i_3$  и более равномерному использованию компонентов активных масс в электродах во время разряда и заряда аккумулятора.

Увеличение количества ячеек в отрицательном электроде по сравнению с положительным электродом уменьшает сопротивление составляющих  $R_{\text{а.м}(-)}$  и  $R_{\text{конт}(-)}$  в ячейках и способствует незначительному уменьшению различия между плотностями тока в ячейках  $i_1$  и  $i_3$  и не оказывает существенного влияния на распределение компонентов активных масс по толщине электродов во время разряда и заряда аккумулятора.

### Выводы

1. Смещение ячеек одинаковых размеров отрицательного и положительного электродов свинцового аккумулятора относительно друг

друга на 0,5 и 0,25 ширины ячеек не изменяет значений сопротивлений активных масс в ячейках.

2. Увеличение количества ячеек в положительном электроде по сравнению с ростом числа ячеек в отрицательном электроде способствует более равномерному распределению тока внутри ячейки и соответственно компонентов активных масс по толщине электродов во время разряда и заряда аккумулятора.

### Список литературы

1. Kral Petr, Krivak Petr, Vaca Petr // Power Sources. 2002. Vol. 105, № 1. P. 35–44.
2. Пат. 5958625 США, МПК<sup>6</sup> Н 01 М 4/68, № 08/925543 Заявл. 08.09.1997. Оpubл. 28.09.1999, НПК 429/241.
3. Пат. 6593032 США, МПК<sup>7</sup> Н 01 М 4/74, Н 01 М 6/04. Заявл. 27.10.1998. Оpubл. 15.07.2003.

Баюнов Виктор Васильевич – ведущий специалист ОАО "НИАИ "Источник", канд. техн. наук.

Кривченко Галина Васильевна – старший научный сотрудник ОАО "НИАИ "Источник", канд. техн. наук.

Подалинский Юрий Анатольевич – генеральный директор ОАО "НИАИ "Источник".

## **УВЕДОМЛЕНИЕ (ПРИГЛАШЕНИЕ)**

Совет директоров Открытого акционерного общества «Электропривод» (место нахождения: 107078, г. Москва, ул. Садовая Спасская, д. 1/2, стр. 5) уведомляет своих акционеров о проведении очередного годового общего собрания акционеров.

Собрание состоится 01 июня 2006 г. в 14 ч. в помещении по адресу: г. Москва, ул. Садовая Спасская, д. 1/2, корп. 3, конференц-зал. Начало регистрации лиц, участвующих в собрании, – 13 ч. Дата составления списка лиц, имеющих право на участие в собрании – 18 апреля 2006 г.

### **Повестка дня:**

1. Утверждение годового отчёта Общества.
2. Утверждение годовой бухгалтерской отчётности, в том числе отчётов о прибылях и убытках (счетов прибылей и убытков) Общества.
3. Утверждение распределения прибыли Общества по результатам 2005 г.
4. О размере, сроках и форме выплаты дивидендов по результатам 2005 г.
5. Избрание членов совета директоров (наблюдательного совета) Общества.
6. Избрание членов ревизионной комиссии (ревизора) Общества.
7. Утверждение аудитора Общества.

Материалы по подготовке очередного собрания акционеров публикуются на стенде Общества по месту его нахождения.

**Аракелян В.Г.** Физическая химия элегазового электротехнического оборудования. М.: Изд-во МЭИ, 2002. 296 с.

Монография посвящена вопросам физико-химического обеспечения конструирования, изготовления и эксплуатации высоковольтного элегазового оборудования. Автор объясняет причины возникновения проблем электротехнического использования шестифтористой серы, сущность проблемы обеспечения качества элегаза в эксплуатации этого вида электротехнического оборудования и описывает пути решения этих проблем.



Монография состоит из шести глав. В первой главе собраны сведения о физико-химических свойствах шестифтористой серы в необходимом объеме и форме, удобной для использования в расчётах электротехнических устройств. Вторая глава описывает аналитические методы и приборы, необходимые для контроля качества элегаза и выполнения научных исследований. Третья глава посвящена химическому поведению шестифтористой серы в электрических разрядах и конструкционным материалам, допустимым для использования в элегазовых аппаратах. В четвертой главе описывается комплексная система обеспечения качества элегаза в электрооборудовании на весь назначенный срок эксплуатации и за его пределами, в основе которой лежат технические требования на все стадии создания элегазового аппарата. Система построена так, что качество элегаза обеспечивается автоматически как результат соблюдения установленных правил конструирования, изготовления, подготовки к эксплуатации и введения в строй. Пятая глава рассматривает вопросы физико-химической диагностики элегазового электрооборудования на базе установленных критериев предельного состояния, методов и приборов оперативного диагностического контроля. Шестая глава содержит необходимые сведения по санитарно-гигиеническому и экологическому обеспечению как объектов элегазовой электроэнергетики, так и населенных мест за пределами санитарно-защитной зоны предприятия.

Книга снабжена многочисленными примерами расчёта для понимания и облегчения использования приведенных формул и уравнений, причём результаты выполненных расчётов использованы в дальнейшем для пояснения излагаемого материала.

Монография предназначена, прежде всего, для студентов электротехнических вузов по специальности "Электрические аппараты", для формирования специалистов-электротехников, которые станут продолжателями освоения культуры проектирования и производства новой техники. Книга необходима научным и инженерным работникам, имеющим отношение к разработке и эксплуатации элегазовых устройств.

Реквизиты автора: borin@vei.ru (с указанием темы: "Аракеляну"), arakelva@mtu-net.ru, тел. (495) 7031606, (495) 3619030.

# **БУХГАЛТЕРСКИЙ БАЛАНС** ОАО "Электропривод" за 2005 г.

тыс. руб.

Актив	На начало 2005 г.	На конец 2005 г.	Пассив	На начало 2005 г.	На конец 2005 г.
I. Внеоборотные активы	<b>12610</b>	<b>11113</b>	III. Капитал	<b>30582</b>	<b>28234</b>
II. Оборотные активы	<b>83100</b>	<b>59871</b>	IV. Долгосрочные обязательства	—	—
			V. Краткосрочные обязательства	<b>65128</b>	<b>42750</b>
Баланс	<b>95710</b>	<b>70984</b>	Баланс	<b>95710</b>	<b>70984</b>

## **АУДИТОРСКОЕ ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

фирмы ООО "Финэкоцентр"  
(лицензия E000496 от 25.07.2002 г. Минфина РФ)

"... порядок ведения бухгалтерского учёта соответствует законодательству РФ, прилагаемая к настоящему заключению финансовая (бухгалтерская) отчётность (Приложение № 1) достоверна, т.е. подготовлена таким образом, чтобы обеспечить во всех существенных отношениях отражение финансового положения на 31.12.2004 г. ОАО "Электропривод" и результаты финансово-хозяйственной деятельности за период с 01.01.2005 г. по 31.12.2005 г. включительно".

**Юридический адрес ОАО "Электропривод":**

107078, г. Москва, Садовая Спасская ул., д. 1/2, строение 5.

Тел. **208-21-60**, факс: **208-26-23**.