

Электротехника

10 1994

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

**АЛЕКСАНДРОВ Г.Н., АРХАНГЕЛЬСКИЙ Ю.Н., БУЛАТОВ О.Г.,
ГЛОВАЦКИЙ А.В., ИНЬКОВ Ю.М., КОВАЛЕВ Ф.И., КОЗЛОВ В.Б.,
КОПЫЛОВ И.П., КОРОТКОВ Г.С., КУБАРЕВ Л.П., ЛУРЬЕ А.И.,
МОСКАЛЕНКО В.В., ОБОЛЕНСКИЙ Н.А., ОРЛОВ Е.Г., ПЕШКОВ И.Б.,
ПОДАРУЕВ А.И., ПОЗДЕЕВ А.Д., ПОПОВ А.Н., ПОПОВ В.В.,
ПРЕСНОВ Ю.Л., РУСАКОВ В.Г. (зам. главного редактора),
СУВОРОВ Н.И., ТРУБАЧЕВ С.Г., ЮНЬКОВ М.Г.**

Редактор отдела **Кунавина О.В.**

Адрес редакции: 123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 212

Телефон: 254-11-52



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ
ГЛАВНОГО УПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ
ПРОМЫШЛЕННОСТИ
КОМИТЕТА ПО МАШИНОСТРОЕНИЮ РФ

Издается при содействии АО «Росэлпром»,
АО «Прогрессэлектро», ассоциации
инженеров силовой электроники
и ассоциации «Автоматизированный
электропривод»

ИЗДАЕТСЯ С ЯНВАРЯ 1930 ГОДА

№ 10 ОКТЯБРЬ 1994

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Данилевич Я.Б. Синхронный генератор небольшо-
й мощности с постоянными магнитами
Милых В.И. Исследование импульсного режима
возбуждения линейного электродвигателя . . .

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Абрамов А.Н. Система «непосредственный пре-
образователь частоты — асинхронный дви-
гатель» на выходной частоте, равной частоте
сети
Масмуди Н.В. Исследование динамических на-
грузок электропривода хода бурового станка
по системе ТРН-АД

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Казанцев В.Г., Рогинская Л.Э. Анализ способов
автоподстройки частоты автономных инвер-
торов, нагруженных на колебательный контур
Иванов А.А. Применение резонансного инвер-
тора в устройствах поиска мест повреждений
в электрических сетях
Кюрегян А.С., Покровский С.В. Исследования
и разработка высоковольтных выпрямитель-
ных устройств

ТРАНСФОРМАТОРЫ

- Дробышевский А.А., Левицкая Е.И. Индикация
повреждений обмоток трансформаторов с ис-
пользованием метода низковольтных импуль-
сов

- Покровский С.В., Чванов В.А. Перспективные
конструкции трансформаторов, реакторов и
трансформаторов-выпрямителей 29

- Соколов В.В., Гурин В.В. Продление срока
службы силовых трансформаторов 31

2 ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

- 3 Султанов С., Исламова В.И. Исследование рас-
пределения напряжения и нагрева варисторов
вдоль ОПН в условиях загрязнения и ес-
тественных осадков 33

ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

- 10 Мармер Э.Н. Вакуумные электропечи с экран-
ной теплоизоляцией 36

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- 13 Васильев Н.Ф., Логинов А.Л., Батаев А.В. Со-
временное состояние и перспективы развития
электрических инвалидных колясок 41

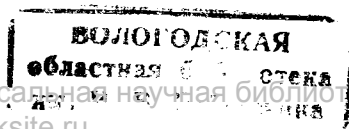
- 17 Лазимов Т.М. Особенности расчета коэффи-
циента покрытия высокочастотных биметал-
лических проводников 44

- 21 Крылов С.В., Тимашова Л.В. Диагностика элек-
трооборудования линий передач и подстанций
с применением приборов термовидения . . . 47

- 26 Крылов С.В., Тимашова Л.В. Исследования ра-
диопомех от гирлянд изоляторов и арматуры
линий электропередач СВИ. Методы ограни-
чения помех 49

СПРАВОЧНО-ИНФОРМАЦИОННЫЙ РАЗДЕЛ

- 27 Перечень статей, депонированных в Информ-
электро 51
В Академии электротехнических наук 53
Русаков Вячеслав Григорьевич 54



Синхронный генератор небольшой мощности с постоянными магнитами

Я.Б. ДАНИЛЕВИЧ, чл.-кор. РАН

ОЭЭП РАН

В настоящее время имеется необходимость в источниках тока малой мощности для использования энергии ветра, небольших водотоков, сжигания отходов, бросового тепла. Источники малой мощности могут иметь платежеспособный спрос при ряде условий: они должны быть недорогими, простыми в эксплуатации, обеспечивать качественной электроэнергией при изменяющихся параметрах работы первичного двигателя, что обусловлено, например, изменениями скорости ветра, режима водотока, энергетических характеристик сжигаемого мусора.

Выполненный ОЭЭП РАН анализ показал, что для синхронных генераторов небольшой мощности, под которыми здесь понимаются машины мощностью в несколько киловатт, наибольший интерес представляют синхронные машины с постоянными магнитами на роторе в качестве источника магнитного потока возбуждения. При этом для поддержания напряжения на зажимах агрегата и частоты тока представляется целесообразным применение соответствующего тиристорного преобразователя.

ОЭЭП РАН создан для диапазона мощностей до 30 кВт синхронный генератор универсального назначения с постоянными магнитами, выполненными из сплава ниодим-железо-бор (фенебор).

Основные данные генератора

Номинальная мощность, кВт	2,5	
Номинальное линейное напряжение, В	220	
Номинальный коэффициент мощности	0,8	
Номинальная частота тока, Гц	50	
Номинальная частота вращения, об/мин	1500	
Рабочий диапазон частоты вращения, при котором обеспечивается выдача мощности частотой 50 Гц, об/мин		1200—4000
Мощность, выдаваемая при частоте вращения, отличной от номинальной, кВт		
при 1200 об/мин		0,33
при 4000 об/мин		3,10

Так как в агрегате, в составе которого работает синхронный генератор с постоянными магнитами, номинальное напряжение и частота тока при изменении частоты вращения первичного двигателя обеспечиваются за счет тиристорного преобразователя частоты, то синхронный генератор целесообразно выполнить с повышенным числом полюсов. При этом достигается снижение габари-

ритов машины и одновременно повышается эффективность работы преобразователя частоты. В созданном генераторе число полюсов ротора принято равным $2p=16$.

Компоновочно машина выполнена на двух опорных подшипниках качения с одним выходным концом вала, однако возможны и другие решения — с одним подшипником (другой общий с первичным двигателем), с двумя свободными концами вала, с вертикальным расположением вала, с фланцевым присоединением к первичному двигателю.

В роторе генератора по окружности установлены 16 постоянных магнитов призматической формы из сплава ниодим-железо-бор. Тип постоянных магнитов выбран, исходя из их высоких магнитных характеристик: остаточная индукция — 1,06 Тл, коэрцитивная сила — $720 \cdot 10^3$ А/м. Особенностью принятых постоянных магнитов является тангенциальное намагничивание, что учтено в конструкции ротора. Разумеется, возможно применение и других типов магнитов с иными параметрами. С учетом тангенциального намагничивания между магнитами установлены полюсы, выполненные из ферромагнитного материала в виде отдельных секторов, которые насаживаются на немагнитную втулку и крепятся болтами.

Так как генератор соединяется с сетью через преобразователь частоты, его обмотка статора может быть трехфазной (такое исполнение принято в машине мощностью 2,5 кВт) или же многофазной в зависимости от типа преобразователя. С учетом повышенной частоты тока в номинальном режиме сердечник статора собран из листов электротехнической стали толщиной 0,35 мм с пониженными удельными потерями. В пазы статора уложена всыпная двухслойная обмотка петлевого типа с изоляцией класса нагревостойкости 200°C. После укладки обмотки весь статор пропитывается и запекается, чем достигается повышенная монолитность обмотки статора, улучшается ее теплоотдача к сердечнику статора, повышается надежность машины в целом за счет снижения температурного уровня ее активных частей.

Созданный генератор типа СГПМ-2,5-8 (С — синхронный; Г — генератор; ПМ — постоянные

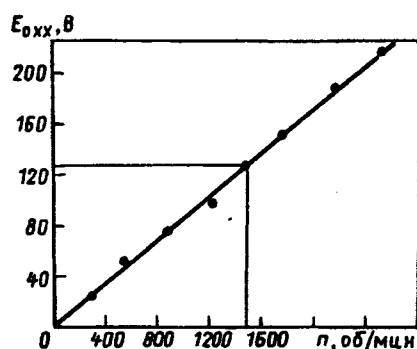


Рис. 1

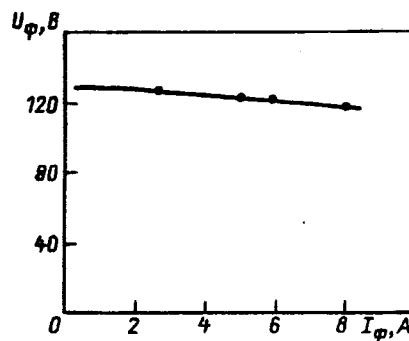


Рис. 2

магниты; 2,5 — мощность номинальная, кВт; 8 — число пар полюсов) подробно испытывался на стенде ОЭЭП РАН как отдельно, так и совместно с тиристорным преобразователем. Результаты испытаний в целом подтвердили правильность разработанных алгоритмов расчета и использованных конструктивных решений. На рис. 1 приведена полученная зависимость ЭДС на зажимах обмотки от частоты вращения; а на рис. 2 — внешняя

характеристика генератора при номинальной частоте вращения 1500 об/мин. КПД генератора по данным исследований составляет 87,2%. Во время исследований определялся также момент трогания ротора генератора — он составил при номинальной частоте вращения примерно 11% номинального. Превышение температуры обмотки статора при номинальной мощности оказалось равным 55 К, сердечника статора — 50 К.

Исследование импульсного режима возбуждения линейного электродвигателя

В.И. МИЛЫХ, канд. техн. наук

Линейный электродвигатель (ЛЭД), конструкция которого представлена на рис. 1, является исследовательским вариантом обращенной машины постоянного тока. На нем отрабатываются вопросы проектирования высокоиспользованного малоинерционного линейного электропривода импульсного действия с различными вариантами коммутации обмотки якоря (ОЯ): щеточно-коллекторной и вентильной. Этот экспериментальный образец (ЭО) рассчитан на мощность в импульсе порядка 400 кВт и является прототипом более мощных ЛЭД такого типа, которые могут использоваться для стартового ускорения различных объектов или в иных аналогичных системах электропривода.

Отмеченная специфика объясняет особенности конструкции ЭО в известном ряду ЛЭД [1] — неферромагнитный индуктор с нетипичной структурой катушек, а также вынесенная в зазор ОЯ, которая крепится на стальном сердечнике двустороннего статора (по оси x он виден только частично, а для ОЯ показано лишь место ее расположения).

Рабочие циклы ЛЭД являются очень кратковременными и перемежаются гораздо более длительными паузами. Один цикл обеспечивается

подачей на обмотку индуктора (ОИ) соответствующего импульса напряжения — на фоне аналогичного включения ОЯ.

ОИ намотана алюминиевой лентой сечением $2 \times (26 \times 0,2)$ мм² и имеет высокую плотность тока (порядка 70 А/мм²), что возможно при обусловленном режиме эксплуатации и необходимо для обеспечения достаточного уровня магнитного поля (МП) при минимуме массы. Основные детали индуктора выполнены также из алюминия и его сплавов.

При возбуждении индуктора его обмотка нагревается и, кроме того, происходит электродинамический процесс, затрагивающий электропроводящие элементы его конструкции.

В статье представлены результаты расчетно-экспериментальных исследований электродинамического процесса возбуждения при подаче на ОИ одиночного импульса напряжения. При этом рассматривали наиболее интенсивный по скорости и, соответственно, по сопутствующим явлениям режим возбуждения, когда на ОИ сразу подается номинальное напряжение. Длительность импульса определялась необходимым временем ускорения объекта и могла быть различной — это не меняет сути дальнейшего решения. В случае ЭО ЛЭД

примем вероятную продолжительность возбуждения — 1 с. Время такого порядка может быть и в реальных условиях эксплуатации ЛЭД.

Максимальное использование ОИ, характеризующееся выбором предельной плотности тока в ней, ограничено допустимым нагревом и может быть достигнуто при минимальной исходной температуре, например, равной температуре окружающей среды. Ясно, что определяющее влияние имеет еще и частота рабочих циклов ЛЭД. При последующих стартах нагрев продолжается, начиная с уровня температуры, до которого она успеет снизиться во время паузы. Естественно, что допустимая плотность тока из-за этого окажется сниженной, поэтому электродинамические явления в элементах конструкции будут менее интенсивны. Тем не менее, будем ориентироваться на условия, обеспечивающие предельное использование в одном импульсе. Это может быть в вариантах реальной эксплуатации ЛЭД, когда в паузах между стартами индуктор подвергается интенсивному охлаждению до исходного уровня, либо, в крайнем случае, имеется необходимый комплект сменных индукторов.

В соответствии с этим, итогами расчетов могут явиться выявление уровня инерционности системы возбуждения ЛЭД и определение допустимой плотности тока ОИ по условиям нагрева. Кроме того, вычисленные токовые параметры ОИ создают основу для получения в дальнейшем тяговых характеристик ЛЭД, а токи элементов конструкции — для расчета действующих на них усилий. Последнее позволит предпринять меры для обеспечения прочности.

Общий подход при расчетно-теоретическом анализе соответствует цепно-полевому методу в сочетании с численным интегрированием дифференциальных уравнений, описывающих переходные процессы в системе возбуждения. Для цепно-полевого метода характерно классическое сочетание электрических схем замещения [2] и

определение их параметров полевыми методами [3]. В данном случае ОИ и электропроводящие элементы конструкции рассматриваются как магнитосвязанные электрические контуры, а их индуктивные параметры (ИП): коэффициенты собственной L и взаимной M индуктивности определяются посредством расчета МП. Аналогией избранного подхода является сочетание решений, полученных в [4, 5].

В конструктивной схеме на рис. 1 наиболее полно показаны элементы, относящиеся к системе возбуждения ЛЭД и учитываемые при выполнении поставленной задачи. Главное здесь — плоский индуктор, расположенный в зазоре δ двустороннего сердечника статора. ОИ включает в себя две несущие катушки и одну вспомогательную (обеспечивающую коммутацию ОЯ). Механической основой индуктора являются внутрикатушечные каркасы, обжимные планки и боковые листовые накладки. Токосвод к ОИ осуществляется посредством скользящего контакта.

Основные размеры ЛЭД по рис. 1: $\delta = 0,072$ м; $\tau = 0,24$ м; $b_k = 0,1$ м; $l_c = 0,3$ м. Длина статора по оси движения x равна 9 м.

Число витков каждой из трех катушек индуктора $w_n = 58$; номинальное значение тока I_n составляет 770 А.

Расчетная модель. При возбуждении возникает переходный процесс, который рассмотрим на основе электрической схемы замещения (рис. 2). Она содержит коммутируемый контур с ОИ и целый ряд контуров реакции. Первый контур становится активным при замыкании ключа Q — положение a . В этом случае ОИ питается от генератора постоянного тока (ГПТ). Его якорная цепь представлена: E_a — источником ЭДС; R_a — резистивным и L_a — индуктивным идеальными элементами. При размыкании ключа (положение b) контур ОИ становится пассивным, как и все остальные, а ее ток i_1 пойдет через силовой диод VD , что предотвращает коммутационное перенапряжение.

Совокупность контуров реакции представляет систему вихревых токов (ВТ) в деталях конструкции, реагирующих на переходный процесс в цепи ОИ. Все эти контуры, как и непосредственно ОИ, замещены сосредоточенными резистивным R_n и индуктивным L_n элементами и имеют магнитные связи, учитываемые коэффициентами взаимной индуктивности $M_{n,m}$ ($n = 1, 2, \dots, N$; $m = 1, 2, \dots, N$), где N — общее число контуров. При достаточной простоте расчетной модели основная проблема заключается в формировании системы контуров и определении их па-

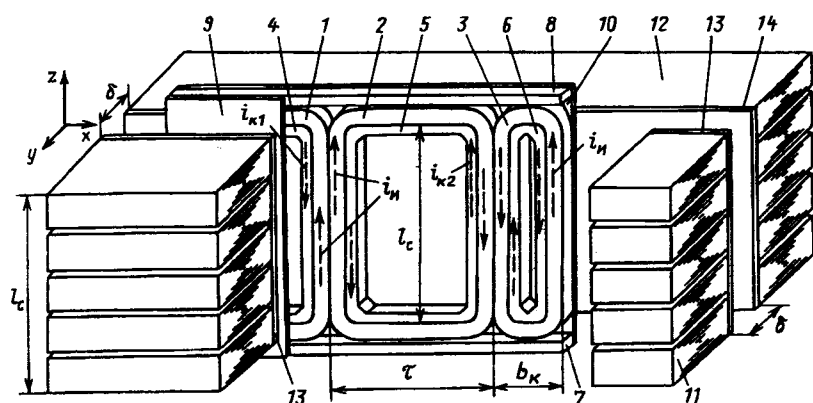


Рис. 1. Конструктивная схема системы возбуждения ЛЭД: 1, 2 — несущие и 3 — вспомогательная катушки индуктора; 4–6 — каркасы катушек; 7, 8 — обжимные планки; 9, 10 — боковые накладки; 11, 12 — сердечники статора; 13, 14 — слой расположения обмотки якоря (не показана)

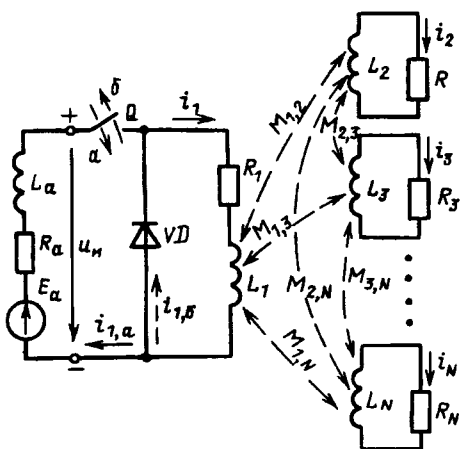


Рис. 2. Электрическая схема замещения системы возбуждения индуктора с учетом элементов его конструкции

раметров.

Не вызывает сомнения путь тока в ОИ — его направляет достаточно толстый проводник. Более или менее явными являются и контуры каркасов катушек (здесь при более точном подходе можно думать только о дроблении каждого из них на параллельные контуры ввиду неравномерной плотности тока из-за скин-эффекта). Но не так очевидны возможные контуры ВТ в листах боковых накладок, поэтому здесь допустим их априорное назначение.

Опыт изучения ВТ [6, 7] свидетельствует, что их структуру можно заранее предугадать по стационарному распределению МП возбуждающего контура: в нашем случае — это поле ОИ. Его расчет был проведен в поперечном сечении x , совпадающем с плоскостью симметрии ЛЭД по оси z (рис. 1). В двумерной постановке это не составляет серьезной проблемы и было выполнено методом конечных разностей (МКР) по методике, аналогичной [8], с использованием прямоугольной расчетной сетки (неудобство доставляет только большая протяженность области расчета по оси x , что требовало соответствующих количества линий сетки и затрат времени ЭВМ).

Вычисленное распределение составляющей магнитной индукции (МИ) B_y вдоль линии x , проходящей по боковой накладке индуктора, показано на рис. 3. Практически такие же результаты получены при измерениях, что, между прочим, показало приемлемость двумерного расчета МП в условиях ЭО ЛЭД. Три волны в кривой $B_y(x)$ соответственно должны породить три вихря тока в накладке. И представляется естественным, что контуры ВТ будут до некоторой степени концентричны токам в катушках индуктора. Поэтому напротив каждой из катушек выделена своя обособленная система контуров, которые и показаны на рис. 3 вверху.

Лист накладки условно подразделен на достаточно узкие полосы, образующие боковые стороны контуров. Выбор полос регламентирован

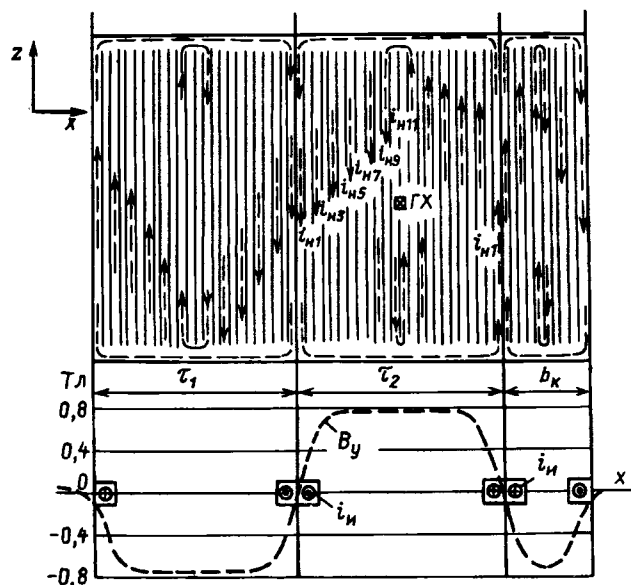


Рис. 3. Распределение магнитной индукции поля катушек индуктора и принятая система контуров в его боковой накладке

приемлемостью допущения о равномерной плотности тока в пределах их ширины. В торце контуры ВТ замкнуты по более развитым в поперечном сечении обжимным планкам. Для примера ряд условных контуров показан стрелками токов с обозначениями i_{n1} , i_{n3} , и т.д.

Определив систему контуров, можно приступить к нахождению их параметров.

Активные сопротивления R_n ОИ и контуров реакции получали на основе формулы $R = \rho \cdot l_s / S_n$ (ρ — удельное электрическое сопротивление; l_s — длина по средней линии контура; S_n — площадь поперечного сечения). Например, при базовой температуре $T_0 = 20^\circ\text{C}$ для ОИ $R_{и} = 0,47 \text{ Ом}$; для каркасов несущих катушек $R_{к} = 0,6 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}$; для контуров накладок, концентричных основным катушкам (рис. 3), сопротивления составили от $0,9 \cdot 10^{-3}$ до $1,3 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$ (учитывалась различная доля, вносимая их частями, приходящимися на нажимные планки). Ясно, что это не окончательные значения, так как в процессе возбуждения проводники нагреваются и, соответственно, при расчетах использовались температурные зависимости $\rho(T)$. Поэтому к исходным данным были отнесены начальные значения температур для всех контуров.

$$T_n|_{t=0} = T_{n,0}, \quad n = 1, 2, 3, \dots, N, \quad (1)$$

а сопротивления считаются зависимыми функциями времени — $R_n(t)$.

Индуктивные параметры при достаточно сложной и многочисленной системе контуров с необходимыми детализацией и точностью можно получить только расчетом МП. При этом удобным является оперирование с векторным магнитным потенциалом (ВМП), и тогда на основе

$$M_{m,n} = \frac{1}{I_m I_n V_m} \int \vec{J}_m \vec{A}_n dV, \quad (2)$$

где \vec{A}_n — ВМП поля, возбужденного током I_n контура n ; I_m — ток контура m , распределенный по объему интегрирования V_m с плотностью J_m . Если номера n и m различны, то по (2) получаем коэффициент взаимной индуктивности, если одинаковы, — то собственную индуктивность L_n . В условиях ЭО ЛЭД с относительно большим зазором насыщением стальных сердечников можно пренебречь и считать ИП постоянными.

Расчет МП контуров конструкции индуктора проводился в двумерной постановке в поперечном сечении xu , как уже объяснено применительно к ОИ. Пример расчетной модели для одного из каркасов в виде сечений его сторон K и K' , размещенных в зазоре δ , дан на рис. 4. Здесь же на части области расчета показана картина МП каркаса. Линии поля — это линии равного ВМП, нормированного его максимальным значением $A_{\max} = 0,0296$ Вб/м при заданном токе каркаса $I_K = 20$ кА.

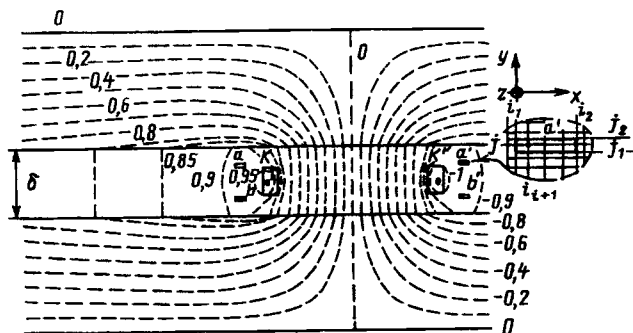


Рис. 4. Расчетная модель магнитного поля каркаса KK' и расположение сторон условного контура боковых накладок — aa' и bb'

При двумерной расчетной модели ВМП и токи имеют только одну составляющую — по оси z и тогда вместо (2), задавая равномерное распределение плотности тока в сечениях S_m катушек и контуров, получаем:

$$M_{m,n} = \frac{w_m l_a}{S_m I_n} \sum_{k=1}^K \int A_{z,n} dS, \quad (3)$$

где w_m — число витков m контура; l_a — активная длина сторон контура по оси z (для ОИ принято $l_a \approx l_c$, для каркасов — несколько меньше, для накладок — больше, что ясно из рис. 1); K — количество сторон в сечении данного контура (для ОИ при трех катушках $K=6$; для каждого из каркасов $K=2$; для контура в листовых накладках $K=4$, так как в один расчетный контур из рис. 2 включались по два физических контура с двух симметричных сторон индуктора, что понижало порядок решаемой далее системы уравнений). Пример одного из сдвоенных контуров накладок aa' — bb' дан на рис. 4 вместе с уже

представленными сечениями контура для одного каркаса — KK').

Более конкретно, при прямоугольной сеточной модели (ее фрагмент с сечением стороны a' одного из контуров aa' листовых накладок есть на рис. 4) численная реализация формулы (3) имеет вид

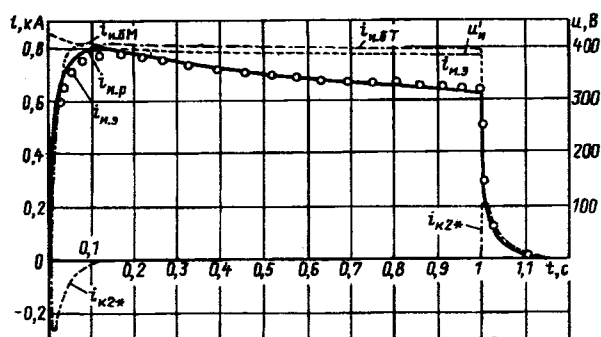
$$M_{m,n} = \frac{w_m l_a}{4S_m I_n} \sum_{k=1}^K \sum_{i=i_1}^{i_2-1} \sum_{j=j_1}^{j_2-1} (A_{j,i} + A_{j+1,i} + A_{j,i+1} + A_{j+1,i+1}) \Delta x_i \Delta y_j,$$

где $A_{j,i}$, $A_{j+1,i}$, $A_{j,i+1}$, $A_{j+1,i+1}$ — значения ВМП в узлах сетки; i, j — индексы системы нумерации ее узлов и ячеек; Δx_i , Δy_j — элементы сеточной дискретизации по осям x и y ; i_1, i_2, j_1, j_2 — номера линий, ограничивающих сечение контура.

Расчетные значения ИП катушек индуктора даны в таблице. Построчные суммы дали справа столбец индуктивностей каждой из катушек с учетом влияния двух других. Просуммировав числа в столбце, получим индуктивность ОИ целиком. Данные свидетельствуют об относительно слабой магнитной связи катушек, что присуще и любым другим контурам на различных полюсных делениях. Взаимные индуктивности ОИ с каркасами несущих катушек 1 и 2 (рис. 1) равны 47,4 и 50,7 мкГн, соответственно; индуктивность каркасов составила 0,8 мкГн. Контуров листов боковых накладок имели ИП того же порядка.

Номера катушек	Индуктивность, мГн			
	катушек			Результующая
	1	2	3	
1	3,47	0,25	-0,07	3,65
2	0,25	3,47	0,09	3,81
3	-0,07	0,09	1,23	1,25
Вся обмотка	—	—	—	8,71

Параметры источника (конкретного ГПТ) E_a , R_a и L_a в принципе можно определить измерениями в стационарном режиме. Однако их использование при быстром возбуждении ОИ не даст адекватной внешней характеристики ГПТ, что проверено экспериментально. Дело в том, что при ударной нагрузке свое влияние оказывает механический переходный процесс в системе асинхронный двигатель—ГПТ, соизмеримый по времени с запиткой ОИ. Не исключено также влияние нагрева обмоток ГПТ. Поэтому, уходя от излишних усложнений, все равно не дающих идеальной характеристики ГПТ, воспользовались прямо экспериментальной зависимостью напряжений на зажимах ОИ $u_{\text{н}}(t)$. Она снята при тех же условиях, при которых будем проводить расчет электродинамического переходного процесса. Функция $u_{\text{н}}(t)$ показана на рис. 5 и при



$$T_{nj+1} = T_{nj} + \frac{(i_{nj}^2)_{\text{ср}} \Delta t_j \rho_{nj}}{c_{p,nj} \gamma_n S_n^2}.$$

С учетом этого по классическим зависимостям [10] удельные сопротивления

$$\rho_{nj+1} = \rho_{n,0} [1 + (T_{nj+1} - T_0) \alpha_p];$$

удельные теплоемкости

$$c_{p,nj+1} = c_{p,n,0} [1 + (T_{nj+1} - T_0) \alpha_c],$$

где $\rho_{n,0}$, $c_{p,n,0}$ — значения соответствующих величин, определяемые при базовой температуре T_0 по справочным данным для заданных материалов; α_p , α_c — температурные коэффициенты.

Далее по значениям ρ_{nj+1} находятся сопротивления R_{nj+1} , а по текущему времени — напряжение $u_{nj+1}(t_{j+1})$. Затем шаг повторяется, начиная с решения системы (4) и определения производных (6).

Для облегчения решения в его процессе из системы исключались контуры, в которых токи становились пренебрежимо малы.

Итогом всего является обозначенный числовой массив (5).

Результаты расчета электродинамического процесса в индукторе представлены на рис. 5–7. Общее число контуров 33 — с учетом сдвоенных контуров накладок, каркасов и ОИ. Поэтому порядок системы (4) был достаточно велик и приемлемое время расчета получалось при использовании ЭВМ класса не ниже IBM PC-AT 386/387.

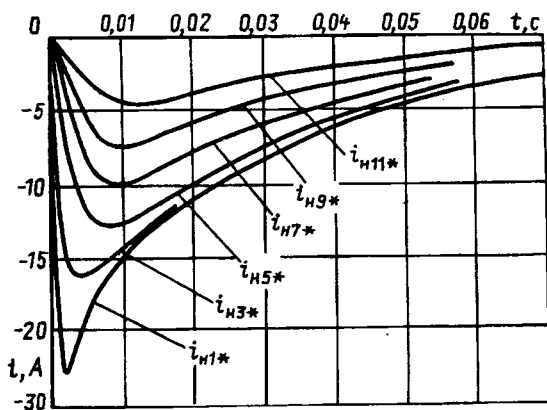


Рис. 6. Временные функции вихревых токов в контурах листовой накладки

Целостную картину изменения тока ОИ $i_{и}$ дает рис. 5, где уже было представлено заданное напряжение $u_{и}(t)$. Основными являются график тока $i_{и,р}$, рассчитанного по изложенной методике, а также экспериментально снятая функция $i_{и,э}(t)$. Измерения выполнялись светолучевым осциллографом и дублировались запоминающим электронным осциллографом. Очевидна хорошая сходимость расчета с опытом. Чуть завышенные значения $i_{и,р}$ на начальной стадии возбуждения можно объяснить неучетом скин-эффекта [10] в проводнике ОИ, а также допущениями при формировании контуров

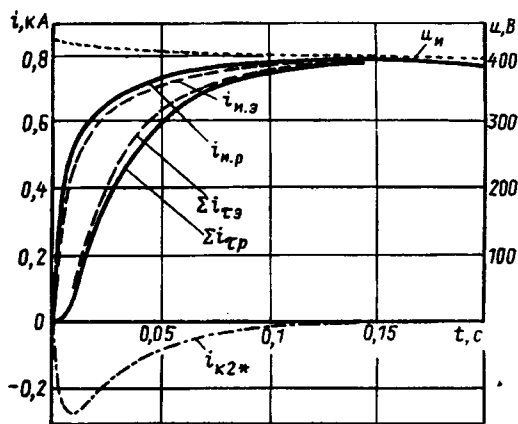


Рис. 7. Начальный интервал возбуждения ($\Sigma i_{тп}$, $\Sigma i_{тэ}$ — расчетная и экспериментальная суммарная функция токов на одном полюсном делении несущей катушки, остальные обозначения соответствуют рис. 5)

реакции. Заметный спад после достижения экстремума объясняется увеличением сопротивления нагревающейся ОИ: при заданной начальной температуре 23°C (1) ее расчетное превышение за весь интервал возбуждения составило 57°C. Нагрев же элементов конструкции был незначительным. Различия, хотя и относительно небольшие, токов $i_{и,р}$ и $i_{и,э}$ к концу возбуждения возникали, вероятнее всего, из-за частичной теплоотдачи в изоляцию ОИ, т. е. процесс не чисто адиабатический, и фактические увеличения температуры и сопротивления чуть меньше, чем при расчете.

При указанных ранее размерах проводника и представленных на рис. 5 значениях тока ОИ его плотность оказывается в пределах 65–75 А/мм². С учетом полученного нагрева после одного рабочего цикла температура обмотки достигнет 80°C. Поэтому принятая плотность тока в обусловленном режиме эксплуатации может считаться приемлемой. На большее рассчитывать не следует, так как должен иметься некоторый резерв; да и температура окружающей среды может быть выше, чем принято. Тогда конечная температура приблизится к предельно допустимому для изоляции уровню.

Для выявления роли нагрева ОИ был проведен расчет без учета изменения температуры: такой график тока $i_{и,6т}$ есть на рис. 5 и разница с $i_{и,р}$ очевидна. А для выявления роли реакции контуров конструкции был проведен расчет без учета магнитных связей (но с учетом изменения температуры) — кривая $i_{и,6м}$. Ее отличие от полнофакторной кривой $i_{и,р}$ проявилось только на крутых фронтах рассматриваемых импульсов тока.

Из многочисленных контуров реакции для иллюстрации на рис. 5 и 6 взяты токи на втором полюсном делении, считая слева (рис. 1 и 3). Эти токи здесь достигают наибольших значений, например, в каркасах: ток $i_{к2}$ на 6,7% больше, чем $i_{к1}$.

Для сопоставимости с током индуктора токи реакции i_p (каркасов и накладок) приводились

к числу витков катушки индуктора по формуле

$$i_{p*} = i_p / w_n. \quad (11)$$

Ток i_{k2*} показан на рис. 5 (здесь видим два всплеска — при включении и отключении ОИ). Набор приведенных токов накладок для нечетных контуров (рис. 3) показан на рис. 6 — при включении ОИ (при отключении примерно такое же соотношение, как и для тока каркаса). В сумме на полюсном делении токи всех контуров накладок с двух сторон индуктора $\Sigma i_{тн}$ дают примерно то же значение, что и ток одного каркаса. Ясно, что суммарные токи реакции сопоставимы с током самой ОИ, а достаточно внушительно они выглядят в неприведенном виде — максимум тока каркаса $I_{k2max} = 15,7$ кА.

Выявив действие токов реакции на ток ОИ, рассмотрим еще их влияние на МП в зазоре. Ведь растягивание фронта МИ $B_y(t)$ может привести к ослаблению стартового усилия индуктора. Для иллюстрации возьмем одну точку в центре одной из катушек ОИ (ГХ на рис. 3).

В центре катушки в возбуждении МИ участвуют все контуры полюсного деления (влияние соседних полюсных делений весьма слабое). Поэтому здесь МИ $B_{y\delta}$ пропорциональна сумме всех токов полюсного деления $\Sigma i_{т}$, включая и одну катушку ОИ (для контуров реакции суммируются приведенные токи). В условиях ЭО ЛЭД (большой зазор δ) зависимость МП от токов близка к линейной, поэтому можно использовать коэффициент пропорциональности $k_{МП}$ и считать, что

$$B_{y\delta} = k_{МП} \Sigma i_{т}. \quad (12)$$

На рис. 7 даны расчетная $\Sigma i_{тр}$ и экспериментальная $\Sigma i_{тэ}$ суммарные функции токов на выбранном полюсном делении в сопоставлении с ранее представленными на рис. 5 кривыми токов $i_{и.р}$ и $i_{и.э}$ (теперь — только передние фронты) и напряжения $u_{и}$. Здесь же повторен в более растянутой форме график тока i_{k2*} .

Кривая $\Sigma i_{тэ}$ получена на основе осциллографирования МИ $B_{y\delta}$ (одновременно с током $i_{и.э}$) посредством использования генератора Холла (ГХ), расположение которого и было показано на рис. 3. Переход от $B_{y\delta}$ к $\Sigma i_{тэ}$ осуществлялся инверсией формулы (12), т.е.

$$\Sigma i_{тэ} = B_{y\delta} / k_{МП}, \quad (13)$$

причем $k_{МП}$ получен на основе расчета МП и обработки результатов по формуле (12).

Из рис. 7 очевидно хорошее согласование расчетных и измеренных параметров, а также заметное запаздывание суммарных функций токов $\Sigma i_{тэ}$ и $\Sigma i_{тр}$ (в другом масштабе с учетом (12) или (13) это были бы функции МП) по отношению к токам непосредственно ОИ.

Полученные токовые параметры позволяют определить динамику старта индуктора при вза-

имодействии его с ОЯ, а также силы, действующие на элементы его конструкции. Это может быть выполнено посредством расчета магнитных полей и на основе закона Ампера, однако уже выходит за рамки данной статьи.

Выводы

1. Проведенные исследования позволили выявить, что в рассмотренной системе возбуждения обеспечена достаточно малая электромагнитная инерция — фронты нарастания тока обмотки индуктора и его магнитного поля достаточно коротки по сравнению со временем импульса возбуждения, требующегося для рабочего режима быстросрабатывающего ЛЭД.

2. При включении и отключении обмотки индуктора в элементах его конструкции возникают значительные вихревые токи, максимальные значения которых соизмеримы с магнитодвижущей силой катушек этой обмотки. Однако эти токи достаточно быстро затухают и заметное их влияние на поле возбуждения проявляется только на относительно малых по времени фронтах импульса возбуждения. Поэтому это влияние не является определяющим для работы ЛЭД.

3. Проведенные расчеты и эксперименты показали возможность использования в рассмотренном режиме возбуждения плотности тока, повышенной более чем на порядок по сравнению с обычными условиями эксплуатации электрических машин. При этом нагрев обмотки индуктора находится в допустимых пределах, но при условии, что перед очередным циклом она будет охлаждаться практически до исходного уровня температуры. Из-за нагрева обмотки в течение секундного импульса возбуждения ток в ней снижается примерно на 20%.

Список литературы

1. Козаченко Е.В. Линейные тяговые электродвигатели. М.: Информэлектро, 1984.
2. Электротехнический справочник. Т. 1. Общие вопросы. Электротехнические материалы. / Под общ. ред. В.Г. Герасимова и др. М.: Энергоатомиздат, 1985.
3. Теоретические основы электротехники. Том II. Нелинейные цепи и основы теории электромагнитного поля / Под ред. П.А. Ионкина. М.: Высшая школа, 1976.
4. Милых В.И. Электродинамические процессы в экранах многополюсной системы возбуждения сверхпроводникового двигателя постоянного тока // Электричество. 1987. № 4. С. 37–42.
5. Милых В.И. Вывод энергии из сверхпроводящей системы возбуждения двигателя постоянного тока // Изв. АН СССР. Сер. Энергетика и транспорт. 1984. № 4. С. 86–95.
6. Данько В.Г., Милых В.И., Станкевич А.И. Вихревые токи в низкотемпературной зоне криостата в криодвигателе постоянного тока // Электричество. 1982. № 11. С. 14–19.
7. Милых В.И., Климов Ю.А. Анализ электродинамических процессов в экране системы возбуждения криодвигателя постоянного тока // Техническая электродинамика. 1987. № 5. С. 70–75.
8. Милых В.И. Расчет электромагнитного поля в поперечном сечении электрических машин // Электротехника. 1982. № 12. С. 46–49.
9. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1973.
10. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. М.: Наука, 1974.

Система «непосредственный преобразователь частоты — асинхронный двигатель» на выходной частоте, равной частоте сети

А.Н. АБРАМОВ, канд. техн. наук

Московский Государственный Открытый Университет (МГОУ)

В большинстве литературных источников верхней выходной частотой непосредственного преобразователя частоты (НПЧ), собранного по трехфазной мостовой схеме, называется частота, равная половине частоты питающей сети. Дальнейшее повышение выходной частоты обычно связывают с дискретным регулированием частоты.

Во ВНИИР (г. Чебоксары) разработаны и серийно выпускаются электроприводы на базе двухфазных асинхронных двигателей (АД) с плавно регулируемой частотой до 33 Гц [1]. Там же при участии автора статьи были проведены работы по повышению верхней выходной частоты НПЧ до 50 Гц, которая была достигнута при испытаниях двухфазного АД с фазным напряжением 250 В и НПЧ с входным линейным напряжением 380 В, т.е. при глубине модуляции $250/380=0,66$ [2].

В области верхней выходной частоты резко ухудшается гармонический состав тока, возрастают субгармонические составляющие, что приводит к неравномерности вращения, биению ротора и снижению момента АД. Для улучшения работы НПЧ в систему управления вводят корректирующие сигналы [3]. Из-за сильной нелинейности системы «НПЧ—АД» параметры корректирующего сигнала определяются не расчетным путем, а экспериментально. Да и сама теория НПЧ с раздельным управлением при работе на АД в области верхних частот еще недостаточно полно разработана. Поэтому представляет интерес определение предельно возможных характеристик и оптимальных углов управления тиристорами НПЧ на выходной частоте 50 Гц, при которых амплитуда и фаза первой гармоники тока двигателя наиболее близки к требуемым значениям. Характеристики позволяют оценить эффективность преобразования энергии, а оптимальные углы — параметры корректирующих сигналов в различных системах управления.

Рассмотрим наиболее распространенную схему трехфазного мостового реверсивного преобразователя (рис. 1) с раздельным управлением при работе на одну фазу АД. Очевидно, что для питания трехфазного АД требуется три таких пре-

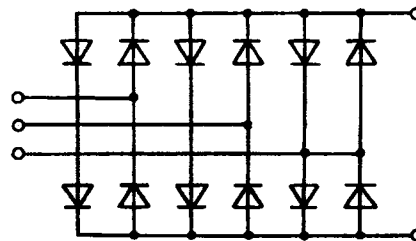


Рис. 1. Схема трехфазно-однофазного НПЧ

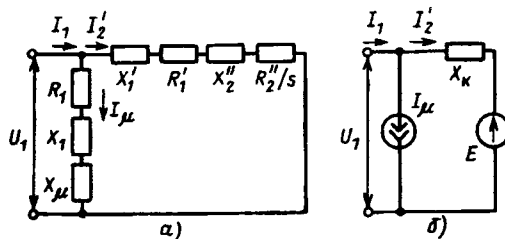


Рис. 2. Схема замещения асинхронного двигателя: а — полная; б — расчетная

образователя.

Расчет ведется в относительных единицах. Для определения средних значений параметров схемы замещения АД (рис. 2,а) были проанализированы данные, приведенные в [4]. Для двигателей 4А основного исполнения мощностью от 10 до 100 кВт со степенями защиты IP44 и IP23, со скоростями вращения 3000, 1500 и 1000 об/мин (всего 53 типоразмера) средние параметры: $X_\mu=4,11$; $X_k=X'_1+X'_2=0,23$; $X_k/R_k=3,92$; $R_k=R'_1+R'_2=0,059$; $R'_1=0,655R_k$; $X'_1=0,413X_k$; $\cos \varphi_1=0,883$, где $\varphi_1=27,3^\circ$ — фаза тока статора I_1 относительно напряжения U_1 в режиме номинального тока.

На выходной частоте НПЧ 50 Гц ток двигателя, как правило, прерывистый. На частоте пульсаций скольжение $s=1$, ветвь намагничивания представляет собой очень высокое сопротивление, а сопротивление X_k увеличивается в несколько раз. Поэтому при расчете токов пульсаций и при переходе к расчетной схеме замещения АД (рис. 2,б) приняты следующие допущения, применяемые в преобразовательной технике [5, 6]: 1 — ветвь намагничивания заменяем источником тока, равным току намагничивания I_μ ; 2 — в роторную цепь вводим ЭДС двигателя E ; 3 —

пренебрегаем активным сопротивлением R_k (только при расчете токов пульсаций). ЭДС двигателя имеет две составляющие. Первая составляющая равна $R_2'' \frac{1-s}{s} I_2'$. Здесь I_2' — первая гармоника тока ротора, приведенного к цепи статора,

$$\dot{I}_2 R_2'' \frac{1-s}{s} = \dot{U}_1 - \dot{I}_2 Z_k, \quad (1)$$

где $Z_k = \sqrt{(X_k'')^2 + (R_k'')^2}$.

Вторая составляющая вводится в режиме прерывистого тока статора [5]. Она равна падению напряжения на сопротивлении Z_k от тока намагничивания I_μ , который замыкается через роторную цепь в те интервалы времени, когда все тиристоры закрыты.

ЭДС двигателя

$$\dot{E} = \dot{U}_1 - \dot{I}_2 Z_k = -\dot{I}_\mu Z_k. \quad (2)$$

Ток намагничивания

$$I_\mu = \frac{U_1}{\sqrt{(X_\mu + X_1)^2 + R_1^2}}, \quad (3)$$

где $X_1 = c_1 X_1'$; $R_1 = c_1 R_1'$; $c_1 = 0,98$ — поправочный коэффициент, определяемый по [4].

На холостом ходу ток статора равен току намагничивания $I_\mu = 0,238$, а его фаза относительно ЭДС двигателя $\varphi_i = -89,5^\circ$. В расчетах примем $\varphi_i = -90^\circ$. Тогда $E = 0,945$, а фаза ЭДС двигателя относительно статора равна 90° .

В режиме номинального тока уравнение (2) упрощается:

$$\dot{E} = \dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_k.$$

Зная фазу тока $\varphi_i = -27,3^\circ$ и учитывая, что $U_1 = 1$, $I_1 = 1$, получаем: $E = 0,86 e^{-j11,9^\circ}$. Фаза ЭДС двигателя относительно тока статора $\varphi_i = 27,3^\circ - 11,9^\circ = 15,4^\circ$.

В области верхних частот НПЧ является сугубо нелинейным и его характеристики зависят не только от частоты и амплитуды, но и фазы ЭДС двигателя относительно напряжения сети ψ_e , а также от характера нагрузки ($\cos \varphi_1$).

В трехфазном мостовом преобразователе период повторения выходных линейных напряжений составляет 60° . Будем рассматривать характеристики НПЧ при четырех значениях ЭДС двигателя относительно ближайшего предыдущего линейного напряжения ψ_e : 0° , 15° , 30° , 45° и при двух значениях фазы тока статора относительно ЭДС двигателя: $\psi_i = 90^\circ$ (холостой ход АД) и $\psi_i = 15,4^\circ$ (номинальный ток АД). Временные диаграммы для этих вариантов приведены на рис. 3, где u_c, e — мгновенные значения линейных напряжений питающей сети и ЭДС двигателя (напомним, что U_c и E — их действующие значения); i_n, i_z — токи нагрузки и задания.

Напряжение сети U_c выбрано в $\sqrt{3}$ раз больше номинального напряжения двигателя U_1 , что соответствует питанию АД от НПЧ с входным

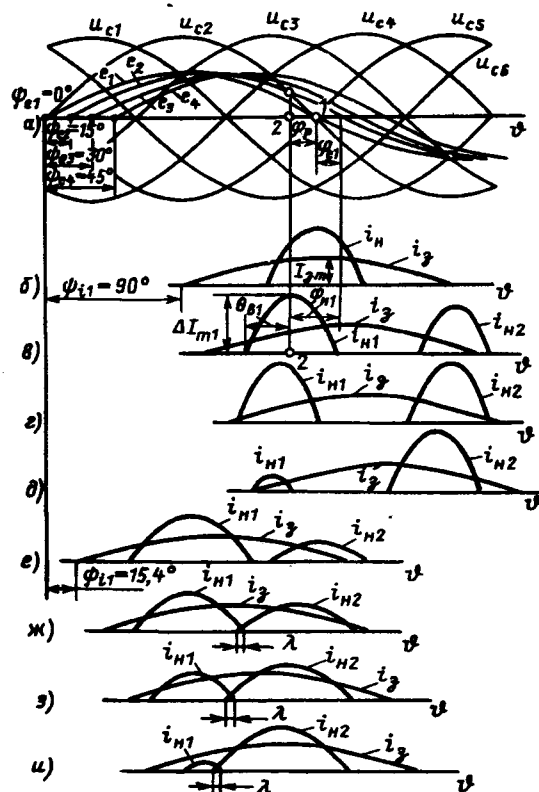


Рис. 3. Временные диаграммы напряжений (а) и токов на холостом ходу (б–д) и при номинальном токе (е–и) при разных ψ_e : 0° (б,е), 15° (в,ж), 30° (з,з), 45° (д,и)

линейным напряжением 380 В при глубине модуляции 0,58.

Рассмотрим методику расчета токов двигателя на конкретном примере: $\psi_e = 15^\circ$, $\psi_i = 90^\circ$ (рис. 3,а, в). Первый импульс тока формируется под действием результирующего напряжения, равного разности напряжения сети u_{c2} и ЭДС двигателя e_2 .

Выражения для действующего значения U_p и фазы φ_p результирующего напряжения получим, используя известные формулы для разности двух напряжений [7] и ведя отсчет углов влево от точки 1 (рис. 3,а), где $u_{c2} = 0$.

$$U_p = \sqrt{U_c^2 + E^2 - 2U_c E \cos \varphi_e}; \quad (4)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_p = \frac{\sin \varphi_e}{\cos \varphi_e - E/U_c}, \quad (5)$$

где φ_e — фаза ЭДС двигателя e_2 относительно точки 1.

При принятом допущении ($R_k = 0$) импульс тока максимален в момент, когда $u_p = 0$, и симметричен относительно этого момента (точка 2 на рис. 3,а,в). Располагая начало отсчета в точке 2 и ведя отсчет углов влево, получаем выражение для определения амплитуды импульса тока

$$\Delta I_m = \frac{1}{X_k} \int_0^{\theta_b} \sqrt{2} U_p \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2} U_p}{X_k} (1 - \cos \theta_b), \quad (6)$$

где θ_b — угол включения тиристора, отсчитываемый влево от точки 2 (рис. 3,в).

Предполагая, как и в [8], что импульсы тока имеют синусоидальную форму с амплитудой ΔI_m и полупериодом $2\theta_B$, определяем амплитуду первой гармоники импульса тока

$$a_{и1} = \frac{8}{2\pi} \int_0^{\theta_B} \Delta I_m \cos\left(\frac{90}{\theta_B} \vartheta\right) \cos \vartheta d\vartheta = \frac{2}{\pi} \Delta I_m \frac{\theta_B}{90^2 - \theta_B^2} \cos \theta_B. \quad (7)$$

В дальнейших расчетах вместо коэффициента $2/\pi = 0,63662$ будем использовать коэффициент $0,663586$, так как по уточненным данным [6] в режиме предельно-непрерывного тока при $\alpha = 90^\circ$ в шестифазном преобразователе отношение среднего тока к амплитудному значению равно не $2/\pi$, а $0,663586$, что свидетельствует о некотором отличии формы импульса тока от синусоиды. Впрочем это не принципиально, так как погрешность составляет всего $4,2\%$.

Подставляя (6) в (7), получаем выражение для амплитуды первой гармоники импульса тока

$$a_{и1} = \frac{168,92}{90^2 - \theta_B^2} \theta_B \frac{U_p}{X_k} (\cos \theta_B) (1 - \cos \theta_B). \quad (8)$$

Задаввшись требуемым значением $a_{и1}$, можно найти методом последовательных приближений угол включения θ_B . Если импульс один (рис. 3,б), то $a_{и1} = \sqrt{2}$ при номинальном токе и $a_{и1} = \sqrt{2} I_m = \sqrt{2} 0,238$ при холостом ходе. Если импульса два, то надо предварительно определить требуемые амплитуды первых гармоник каждого из двух импульсов $a_{и1}$ и $a_{и2}$, а также их фазы $\varphi_{и1}$ и $\varphi_{и2}$, которые можно найти по расстоянию между амплитудными значениями импульсов тока нагрузки $i_{и}$ и тока задания i_3 . Например, для первого импульса (рис. 3,б) $\varphi_{и1} = \varphi_{e1} + |\varphi_{p1}|$, где $\varphi_{e1} = 15^\circ$, а φ_{p1} определяется по (5). Сумма двух векторов $a_{и1}$ и $a_{и2}$ должна быть равна результирующему вектору первой гармоники тока нагрузки $a_{и}$, который равен $\sqrt{2}$ при номинальном токе или $\sqrt{2} I_m$ при холостом ходе:

$$\dot{a}_{и1} + \dot{a}_{и2} = \dot{a}_{и}. \quad (9)$$

Зная один вектор $\dot{a}_{и}$ и два угла $\varphi_{и1}$ и $\varphi_{и2}$, можно определить два других вектора [7] (при этом $\varphi_{и} = 0$):

$$a_{и1} = a_{и} \frac{\sin |\varphi_{и2}|}{\sin (|\varphi_{и2}| + \varphi_{и1})}; \quad a_{и2} = a_{и} \frac{\sin \varphi_{и1}}{\sin (|\varphi_{и2}| + \varphi_{и1})}. \quad (10)$$

В одном из рассмотренных случаев (рис. 3,д) существует ограничение на угол включения первого импульса, так как при обычных способах раздельного управления вентильными группами тиристоров (рис. 1) запрещается появление импульсов управления данной группы тиристоров до смены полярности тока задания. В этом случае однозначно определяется угол включения первого

импульса ($\theta_{в1}$) и по (8) — ($a_{и1}$). Затем по (9) находятся амплитуда второго импульса $a_{и2}$ и фаза $a_{и}$.

Действующий ток нагрузки $I_{и}$ определяем, считая, как и в [8], что импульсы тока имеют синусоидальную форму, т.е.

$$I_{и} = \sqrt{\frac{1}{2} \Delta I_{m1}^2 \frac{\theta_{в1}}{90} + \frac{1}{2} \Delta I_{m2}^2 \frac{\theta_{в2}}{90}}. \quad (14)$$

В плавно регулируемом по частоте НПЧ напряжение управления не сфазировано и не синхронизировано с сетью. Поэтому на частоте управления 50 Гц фаза сигнала управления относительно напряжения сети медленно изменяется. В этом случае эквивалентный ток, усредненный за сравнительно большой интервал времени, можно оценить по формуле

$$I_{эkv} = \sqrt{\frac{1}{4} \sum (I_{и})^2},$$

где $\sum I_{и}^2$ — сумма квадратов действующих токов при $\psi_e = 0, 15, 30, 45^\circ$.

Результаты расчетов, проведенных по рассмотренной методике, представлены в таблице, где $N_{и}$ — означает номер импульса; I_3 , I_{3m} — действующее и амплитудное значения тока задания.

I_3	φ_e , град	$N_{и}$	$\theta_{в}$, град	$\frac{\Delta I_m}{I_{3m}}$	$\frac{a_{и}}{I_{3m}}$	$\varphi_{и}$, град	$\frac{a_{и}}{I_{3m}}$	$\varphi_{и}$, град	$I_{и}$	$I_{эkv}$
0,238	0	1	32	2,18	1	0	1	0	0,31	0,362
		2	—	—	—	—	1	0	0,31	
	15	1	31,4	2,29	1,03	31,6	1	0	0,38	
		2	22,2	1,7	0,55	-77,1	1	0	0,38	
	30	1	28,4	2,27	0,92	57,3	1	0	0,43	
		2	28,4	2,27	0,92	-57,3	1	0	0,43	
1,0	45	1	12,9	0,58	0,11	77,1	1	-25,7	0,32	1,106
		2	31,1	2,25	1,03	-31,6	1	-25,7	0,32	
	0	1	41,7	1,65	0,96	15,2	1	0	1,17	
		2	31,9	0,57	0,26	-74,6	1	0	1,17	
	15	1	36,2	1,45	0,74	29,2	1	0	1,1	
		2	39,3	0,91	0,51	-45,7	1	0	1,1	
	30	1	28,2	1,0	0,4	41,8	1	0	1,03	
		2	42,8	1,25	0,75	-21,1	1	0	1,03	
	45	1	10,6	0,16	0,03	53,4	1	0	1,12	
		2	44,5	1,59	0,99	-1,17	1	0	1,12	

Временные диаграммы (рис. 3) также выполнены в соответствии с результатами расчетов, только масштаб токов на холостом ходу выбран таким, чтобы амплитуды токов задания на холостом ходу и при номинальной нагрузке были одинаковыми.

В режиме номинального тока при $\psi_e = 15, 30, 45^\circ$ происходит перекрытие импульсов (рис. 3,ж, з,и), длительность которого λ составляет соответственно $0,54^\circ$; $7,13^\circ$; $0,5^\circ$. Для сохранения прежней амплитуды вторых импульсов надо

уменьшить их углы включения соответственно на $0,33^\circ$; $3,17^\circ$ и $0,05^\circ$. В таблице приведены значения углов включения без учета перекрытия импульсов, так как их влияние на первую гармонику тока и его действующее значение ничтожно мало (при условии сохранения амплитуды импульсов).

Одним из главных следствий приведенных расчетов является то, что показана принципиальная возможность управлять НПЧ на выходной частоте при номинальном токе АД (при глубине модуляции 0,58) без амплитудных и фазовых искажений по основной гармонике тока ($a_n/I_{zm}=1$; $\varphi_n=0$). На холостом ходу эта идеальность характеристик несколько нарушена при $\psi_e=45^\circ$, где $\varphi_n=-25,7^\circ$. Но и в этом случае фазу φ_n можно уменьшить до 0° , если разрешить появление первого импульса до смены полярности тока задания (рис. 3,б). Тогда временные диаграммы и характеристики ($a_n/I_{zm}=1$; $\varphi_n=0$) будут одинаковыми при $\psi_e=45^\circ$ и $\psi_e=15^\circ$ (рис. 3,в, д), но импульсы поменяются местами.

По отношению к току задания эквивалентный (усредненный) ток увеличен при номинальном токе задания на 10,6%, а на холостом ходу — на $\frac{0,362-0,238}{0,238}100\%=52\%$. Разность между максимальным и минимальным значениями действующих значений тока, которая характеризует субгармоническую составляющую тока, составляет по отношению к току задания: при номинальном токе $(1,16-1,04) \cdot 100\%=12\%$, на холостом ходу $\frac{0,428-0,309}{0,238} \cdot 100\%=50\%$. Таким образом, система НПЧ—АД лучше работает при номинальном токе, чем на холостом ходу АД.

Выводы

1. Показана возможность получения близких к идеальным амплитудных и фазовых характе-

ристик несинхронизированной системы НПЧ—АД на выходной частоте 50 Гц при неполной модуляции (при питании АД с фазным напряжением 220 В от НПЧ с выходным линейным напряжением 380 В).

2. Определены оптимальные углы включения тиристоров НПЧ для получения таких характеристик.

3. Определены токи АД при питании от НПЧ на частоте 50 Гц и показано, что система НПЧ—АД работает лучше при номинальном токе, чем на холостом ходу АД.

4. Рассчитанные оптимальные углы включения тиристоров позволяют определить параметры корректирующих сигналов, применяемых для улучшения характеристик системы НПЧ—АД.

Список литературы

1. Частотно-регулируемый электропривод на базе двухфазных двигателей и преобразователей частоты с непосредственной связью / А.А. Сушенцов, Н.П. Чернов, В.А. Алексеев, Н.Н. Гудков // Электротехника. 1989. № 5. С. 10—13.
2. Охоткин Г.П. Совершенствование динамических свойств контура тока асинхронного электропривода с непосредственным преобразователем частоты. Дис... канд. техн. наук. Чебоксары: ВНИИР, 1990.
3. А.с. 1624651 СССР. Устройство для управления электроприводом переменного тока / А.Н. Абрамов, Г.П. Охоткин // Открытия. Изобретения. 1991. № 4.
4. Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская. М.: Энергоиздат, 1982.
5. Фираго Б.И. Теория и исследование системы «тиристорный циклоконвертор — асинхронный двигатель». Дис... доктора техн. наук. Киев: ИЭД, 1983.
6. Шипилю В.П. Автоматизированный вентильный электропривод. М.: Энергия, 1969.
7. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. М.: ГИФМЛ, 1959.
8. Булгаков А.А. Новая теория управляемых выпрямителей. М.: Наука, 1970.

Исследование динамических нагрузок электропривода хода бурового станка по системе ТРН—АД

Н.Б. МАСМУДИ

МЭИ

Анализ работы механизма хода электропривода буровых станков в процессе эксплуатации показывает, что применение простого асинхронного привода с релейно-контакторным управлением не обеспечивает требуемую надежность.

Наличие приличных зазоров в цепях механизма хода и повышенный пусковой момент применяемых двигателей краново-металлургической серии приводят к созданию больших ударных

нагрузок, разрушающих механическое оборудование передач.

Использование системы ТРН—АД является наиболее простым способом непрерывного управления моментом и скоростью асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Однако как физический объект, подлежащий исследованию, электропривод с тиристорным регулятором напряжения отличается значительной сложностью,

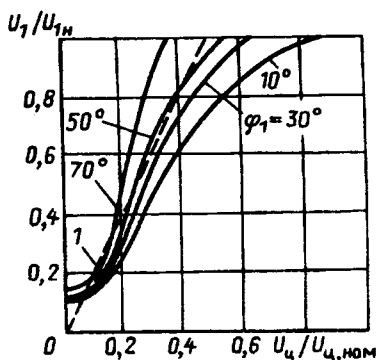


Рис. 1. Зависимости 1-й гармоники напряжения от сигнала управления в системе ТРН—АД

обусловленной дискретностью управления, нелинейной и неоднозначной зависимостью напряжения ТРН от входного напряжения управления (рис. 1), сложностью динамических процессов электромеханического преобразования энергии и нелинейной зависимостью момента асинхронного двигателя от напряжения на статоре и скольжения (рис. 2). Поэтому исследованию особенностей

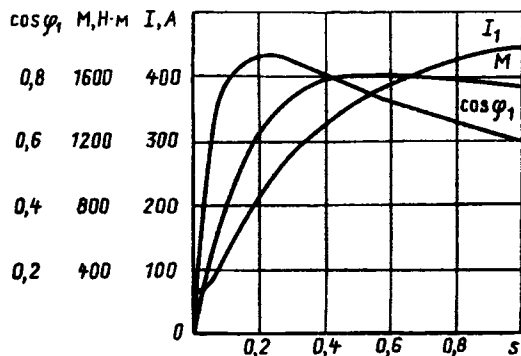


Рис. 2. Характеристики электродвигателя типа МТКВ-512-8 на 380 В

этой системы, разработке теории электропривода системы ТРН—АД посвящено большое количество работ [1—7].

Детально исследованы электромагнитные процессы в системе, выявлены статические зависимости напряжения ТРН от параметров нагрузки. Показано, что напряжение на выходе ТРН является нелинейной функцией угла регулирования, зависящей от фазового угла нагрузки φ_1 , количественно определена взаимосвязь между первой гармоникой напряжения U_{11} , напряжением управления и φ_1 , которая используется в дальнейшем изложении. Исследованы динамические свойства тиристорного регулятора напряжения как элемента системы электропривода, что дает основание полагать отработку задаваемых напряжений весьма быстродействующей, определяемой дискретностью преобразователя.

При разработке модели двигателя данной системы приняты следующие допущения [1]: магнитная цепь машины ненасыщена, явление ги-

стерезиса, вихревые токи и потери в стали отсутствуют, распределение магнитодвижущих сил и магнитных индукций вдоль окружности воздушного зазора синусоидально, а магнитная проводимость постоянна и не зависит от положения ротора, эффект вытеснения токов не учитывается, индуктивность рассеивания и активные сопротивления постоянны.

Из-за сложностей, связанных с моделированием ТРН, представим его в виде инерционного звена, что соответствует следующим допущениям: не учитываются нелинейности характеристик ТРН $U_1 = f(U_y, \varphi_1)$, его дискретность и связанное с этим наличие гармоник, отличающихся от первой гармоники и, наконец, запаздывание, связанное с дискретностью ТРН, поскольку время переходных процессов несоизмеримо больше, чем время запаздывания тиристоров.

В этом случае утрачивается возможность учета реальной формы напряжения и, как следствие, этот путь неприемлем для анализа энергетических характеристик привода. Однако в данной работе основной целью моделирования является решение задач, связанных с ограничением динамических нагрузок электромеханической системы. При решении таких задач упрощенное представление оправдано.

Кинематическая схема электропривода хода является многомассовой, но можно выделить наиболее значительные массы. Это ротор двигателя с моментом инерции $J_{дв}$ и механизм гусеничного хода с приведенным моментом инерции J_2 . Путем добавления малых масс к близлежащим можно упростить схему и представить ее в виде двухмассовой системы с учетом главного зазора между звездочкой и гусеничной лентой.

Соответственно, при моделировании изучаемой электромеханической системы она описывается следующими дифференциальными уравнениями:

$$U_y = U_{11} + T_\mu \frac{dU_{11}}{dt};$$

$$U_{1\alpha} = i_{1\alpha} R_1 + \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt};$$

$$U_{1\beta} = i_{1\beta} R_1 + \frac{d\psi_{1\beta}}{dt};$$

$$0 = i_{2\alpha} R_2 + \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} + p_\Pi \omega \psi_{2\beta};$$

$$0 = i_{2\beta} R_2 + \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} - p_\Pi \omega \psi_{2\alpha};$$

$$M = p_\Pi \frac{L_{12}}{L_2} (\psi_{2\alpha} i_{1\beta} - \psi_{2\beta} i_{1\alpha});$$

$$M - M_{12} - M_{c1} = J_{дв} \frac{d\omega_1}{dt};$$

$$M_{12} - M_{c2} = J_2 \frac{d\omega_2}{dt};$$

$$M_{12} = C_{12}(\varphi_1 - \varphi_2 \pm \Delta\varphi_3/2) \text{ при } |\varphi_1 - \varphi_2| > \Delta\varphi_3/2;$$

$$M_{12} = 0 \text{ при } |\varphi_1 - \varphi_2| \leq \Delta\varphi_3/2,$$

где U_{11} — действующее значение первой гармоники напряжения статора двигателя; $T_\mu = T_\Pi$ — постоянные времени инерционного звена; $U_{1\alpha}, U_{1\beta}$ — напряжение статора по осям α, β ; $i_{1\alpha}, i_{1\beta}, i_{2\alpha}, i_{2\beta}$ — токи в обмотках статора и ротора по осям α, β ; R_1, R_2 — активные сопротивления фазы статора и ротора; ω — угловая скорость ротора; p_Π — число полюсов АД; $\psi_{1\alpha}, \psi_{1\beta}, \psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}$ — потокоцепления обмоток статора и ротора по осям α, β ; M_{12} — упругий момент нагрузки передач; C_{12} — приведенная жесткость упругой связи; $\Delta\varphi_3$ — зазор; M_{c1}, M_{c2} — момент сухого трения на соответствующих валах; $J_{дв}, J_2$ — приведенные моменты инерции соответственно вала двигателя и механизма хода; $\omega_1 = \frac{d\varphi_1}{dt}$ — скорость вала двигателя; $\omega_2 = \frac{d\varphi_2}{dt}$ — приведенная к валу двигателя скорость механизма хода.

Для двигателя хода нет необходимости регулировать скорость в установившихся режимах работы, поэтому структура системы управления должна разрабатываться из условия формирования переходных процессов пуска, обеспечивающих требуемую плавность выбора зазоров в передачах и ограничение динамических нагрузок, обусловленных колебаниями упруго связанных масс, на остальной части процесса пуска.

Разработанная модель использовалась для сопоставления процессов в разомкнутом электроприводе хода с предлагаемой системой ТРН—АД. На рис. 3 представлена осциллограмма, полученная для используемой в настоящее время системы с неуправляемым асинхронным приводом. На осциллограмме показаны скорость двигателя ω_1 , приведенная к валу двигателя скорость передвижения ω_2 и упругий момент M_{12} . Осциллограмма снята при $M_c = M_H$; ее анализ показывает, что разгон происходит с очень большим ускорением, и за время выбора зазора скорость почти достигает установившегося значения, $M_{12\max}$ при

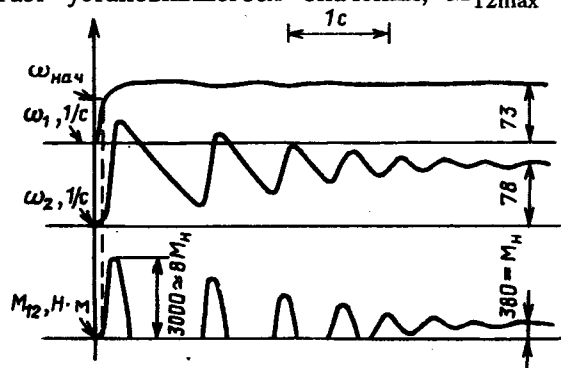


Рис. 3. Переходные процессы прямого пуска

выборе зазора равен восьмикратному M_H . При этом ротор двигателя и жестко с ним связанные элементы накапливают большую кинетическую энергию, с которой происходит удар:

$$W_K = J_{дв} \frac{\omega_{нач}^2}{2} \text{ или } W_K = J_{дв} \varepsilon_{в.з} \Delta\varphi_3,$$

где $\varepsilon_{в.з}$ — ускорение при выборе зазора; $\Delta\varphi_3$ — зазор; $J_{дв}$ — момент инерции двигателя.

Если замедлить темп нарастания скорости с помощью задатчика интенсивности, то можно значительно снизить начальную скорость $\omega_{нач}$. Отсюда формулируется цель исследования — формирование оптимального закона управления заданием напряжения, который обеспечивает ограничение динамических нагрузок на заданном уровне и соответственно выполнение требований к данному электроприводе.

Исследования на разработанной модели обусловили необходимость улучшения показателя динамичности данного привода на двух этапах: на этапе выбора зазоров и на остальной части переходного процесса пуска путем управления напряжением на статоре двигателя законом задания напряжения $U_{з.н} = f(t)$.

При выборе зазора известно, что нагрузка на валу двигателя незначительна. Соответственно, для начального разгона не требуется большое напряжение, поэтому целесообразно не включать сразу задание на входе регулятора напряжения, параметры которого были рассчитаны по методу последовательной коррекции, а сначала подать начальное задание напряжения $U_{з.нач}$, которое обеспечивает нужное начальное ускорение $\varepsilon_{нач} = \varepsilon_{в.з}$ для плавного выбора зазора, а после удара включится задание напряжения по закону: $U'_{з.н} = f(t)$ — для обеспечения дальнейшего разгона (рис. 4).

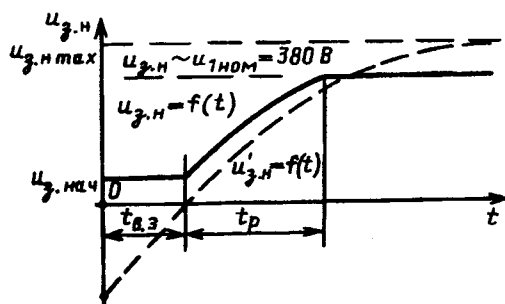


Рис. 4. Закон задания напряжения:

$$U_{з.н} = U_{з.нач}, \quad t < t_{в.з}; \quad U_{з.н} = U_{з.нач} + (U_{\max} - U_{нач}) (1 - e^{-\frac{t-t_{в.з}}{T_3}}), \quad t > t_{в.з}$$

На рис. 5 представлена осциллограмма процесса пуска с таким законом управления при постоянной времени нарастания задания $T_3 = 0,7$ с. Сравнивая эту осциллограмму с осциллограммой прямого пуска, можно видеть, что даже при небольшой T_3 достигается снижение ударных нагрузок в 2,35 раза.

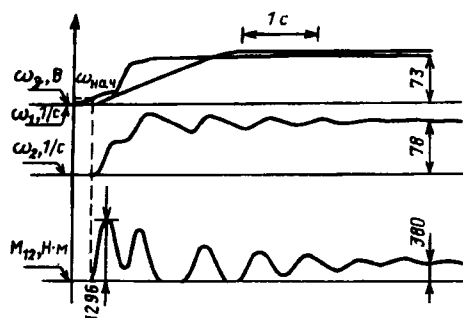


Рис. 5. Переходные процессы при тех же условиях, что и рис. 4

Изменением значения $U_{з.нач}$ можно обеспечить любое требуемое ограничение динамических нагрузок при выборе зазоров.

Разработанный закон управления применяется сегодня для буровых станков СБШ-250 заводом «Рудоавтоматика» (г. Железнодорожск), который является заказчиком этой научной работы.

Кроме зазоров, как показывает формула [1],

$$M_{12max} = M_{12cp} + (M_{12cp} - M_c) \sqrt{1 + \frac{C_{12}^2 \Delta \omega_{нач}^2}{J_2^2 \epsilon_{нач} \Omega_{12}^2}},$$

на величину удара влияют и другие факторы: начальные скорости или ускорение $\epsilon_{нач}$, частота свободных колебаний Ω_{12} и нагрузка M_c . В статье рассмотрено влияние этих факторов на динамическую нагрузку привода, исследованы процессы ограничения динамических нагрузок.

Разработанная модель позволила решить задачу разработки методики расчета параметров системы управления по заданному коэффициенту динамичности. Основой разработанной методики является полученное на модели, с применением планированного эксперимента ПФЭ 2^н, уравнение регрессии, связывающее коэффициент динамичности с параметрами переходных процессов выбора зазоров:

$$M_{12max}^* = 1,003 + 0,2881 \cdot \epsilon_{нач}^* + 0,1181 \cdot \Delta \varphi_3^* + 0,1068 \Omega_{12}^* + 0,2168 M_c^* - 0,0568 \epsilon_{нач}^* \Omega_{12}^* M_c^*, \quad (1)$$

где $\left(x = \frac{X - X_{cp}}{\Delta X}\right) \equiv (\epsilon_{нач}^*, \Delta \varphi_3^*, \Omega_{12}^*, M_c^*)$; x — кодированные значения фактора; X_{cp} — среднее значение фактора; ΔX_i — отклонение фактора X от его среднего значения X_{cp} ; $\epsilon_{нач}$ — начальное ускорение при выборе зазоров; $\Delta \varphi_3$ — зазор; Ω_{12} — частота свободных колебаний; M_c — момент нагрузки.

Кодированные значения факторов x_i заменяются действующими величинами и уравнение (1) приобретает вид:

$$M_{12max} = -0,181 + 0,064 \Delta \varphi_3 - 10^{-4} (M_c + 2,4 \Omega_{12} - 0,028 \Omega_{12} M_c) + 10^{-6} (8300 - 0,05 \Omega_{12} M_c +$$

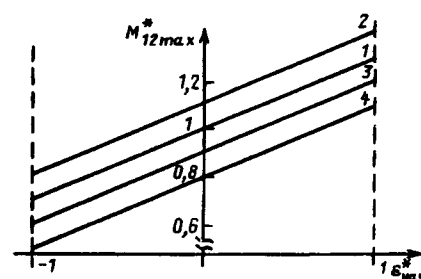


Рис. 6. Зависимости $M_{12max}^* = f(\epsilon_{нач})$:
1 — $\Delta \varphi_3 = \Omega_{12} = M_c = 0$; 2 — $\Delta \varphi_3 = +1$; $\Omega_{12} = M_c = 0$;
3 — $\Delta \varphi_3 = 0$; $\Omega_{12} = -1$; $M_c = 0$; 4 — $\Delta \varphi_3 = \Omega_{12} = 0$; $M_c = -1$

$$+ 25 M_c + 11,4 \Omega_{12}) \epsilon_{нач}.$$

Поскольку при проектировании системы управления варьируется только $\epsilon_{нач}$, то

$$M_{12max}^* = A + B \epsilon_{нач}, \quad (2)$$

где $A = -0,181 + 0,064 \Delta \varphi_3 - 10^{-4} (M_c + 2,4 \Omega_{12} - 0,028 \Omega_{12} M_c)$; $B = 10^{-6} (8300 - 0,05 \Omega_{12} M_c + 25 M_c + 11,4 \Omega_{12})$.

Подставляя исходные данные $K_d = M_{12max}^*$, $\Delta \varphi_3$; Ω_{12} ; M_c ; M_H в (2), получаем: $\epsilon_{нач} = \frac{K_d - A}{B}$.

Известно, что $M_H = k U_{н.}^2$, $M_{нач} = k U_{нач.}^2 = M_{в.з.}$, отсюда

$$U_{нач.}^2 = U_{в.з.}^2 = \frac{U_{н.}^2}{M_H} M_{в.з.} = \frac{U_{н.}^2}{M_H} J_{дв} \epsilon_{нач}.$$

Таким образом, определено $U_{нач.}$, которое обеспечивает $M_{12max}^* = K_d$.

На рис. 6 представлен ряд зависимостей $M_{12max}^* = f(\epsilon_{нач})$. Зависимости построены по найденному уравнению регрессии (1) при различных параметрах электропривода. Кривая 1 построена при $x_i = 0$, т. е. все факторы ($\Delta \varphi_3$, Ω_{12} , M_c) принимают средние значения. Кривые 2, 3, 4 построены с изменением одного фактора, соответственно, при $\Delta \varphi_3 = \Delta \varphi_{3max}$, $\Omega_{12} = \Omega_{12min}$ и $M_c = M_{cmin}$. Сопоставив эти зависимости, можно прийти к выводу, что при прочих равных условиях увеличение зазора повышает максимальную нагрузку передач, а снижение нагрузки M_c и частоты свободных колебаний уменьшает ее.

Список литературы

1. Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Ключев В.И., Терехов В.М. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов. М.: Энергия, 1980.
3. Ключев В.И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. М.: Энергия, 1971.
4. Жуковский А.А., Нанкин Ю.А., Сушинский В.А. Электропривод и автоматизация буровых станков США для открытых горных работ. М.: Недра, 1982.
5. Терехов Н.И., Авраамов И.С., Гаврилов П.Д. Регулирование и управление режимами бурения взрывных скважин. Л.: Недра, 1980.
6. Ильинский Н.Ф. Элементы теории эксперимента. М.: МЭИ, 1983.
7. Моделирование асинхронных электроприводов с тиристорным управлением / Л.П. Петров, В.А. Ладезон, Р.Г. Подзолков, А.В. Яковлев. М.: Энергия, 1977.

Анализ способов автоподстройки частоты автономных инверторов, нагруженных на колебательный контур

В.Г. КАЗАНЦЕВ, Л.Э. РОГИНСКАЯ

(г. Уфа)

Для ряда электротехнологических процессов применяются источники вторичного электропитания повышенной частоты. Эквивалентная схема замещения выходной цепи может быть представлена в виде обобщенного резонансного контура, переходные процессы в котором имеют колебательный характер (рис. 1). Токи и напряжения такого контура при применении в качестве вторичных источников резонансных инверторов тока можно считать синусоидальными.

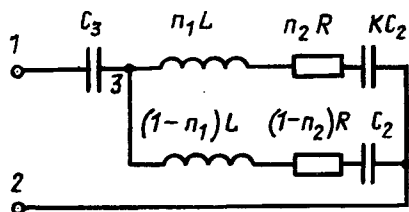


Рис. 1. Обобщенный резонансный контур

Если необходимо поддерживать максимально возможную активную мощность при изменяющихся активном и индуктивном сопротивлениях нагрузки, нужно изменять либо частоту источника питания, либо параметры компенсирующих элементов нагрузочного контура¹.

Последний способ требует введения добавочных коммутирующих элементов в силовую часть резонансного контура, поэтому рассмотрим более подробно первый способ поддержания максимальной мощности электротехнологической установки. Отметим, что включенная в схему (рис. 1) между зажимами 1, 3 емкость C_3 влияет на параметры нагрузочной цепи и тем самым на режим работы инвертора, однако на соотношение электромагнитных параметров на зажимах 3, 2 C_3 не влияет.

Таким образом, для определения входных величин датчиков электромагнитных параметров достаточно исследовать взаимосвязь токов и напряжений контура, подключенного к зажимам 2, 3 с параметрами нагрузочных и компенсирующих элементов. Кроме того, следует отметить, что скорость изменения параметров во много раз меньше периода тока, так что для каждого режима параметры нагрузки можно считать постоянными.

В таблице даны зависимости сдвига фаз между общим током контура и напряжением на его зажимах (φ_{U1}) и разности токов (напряжений) от относительной частоты вынужденных колебаний $\omega_* = \omega / \sqrt{LC_{экв}}$ и добротности $Q = \sqrt{LC_{экв}}$, приведены соотношения, связывающие активную мощность (эквивалентное сопротивление или проводимость) с теми же параметрами инвертора и нагрузочного контура, а также зависимости частот, при которых имеют место фазовый резонанс (ω_φ), равенство токов в ветвях или напряжений на элементах ($\omega_{LC}, \omega_{RLC}, \omega_{RCL}$) и максимум активной мощности контура.

Каждый из контуров таблицы (рис. 2) — частный случай обобщенной цепи по рис. 1 —

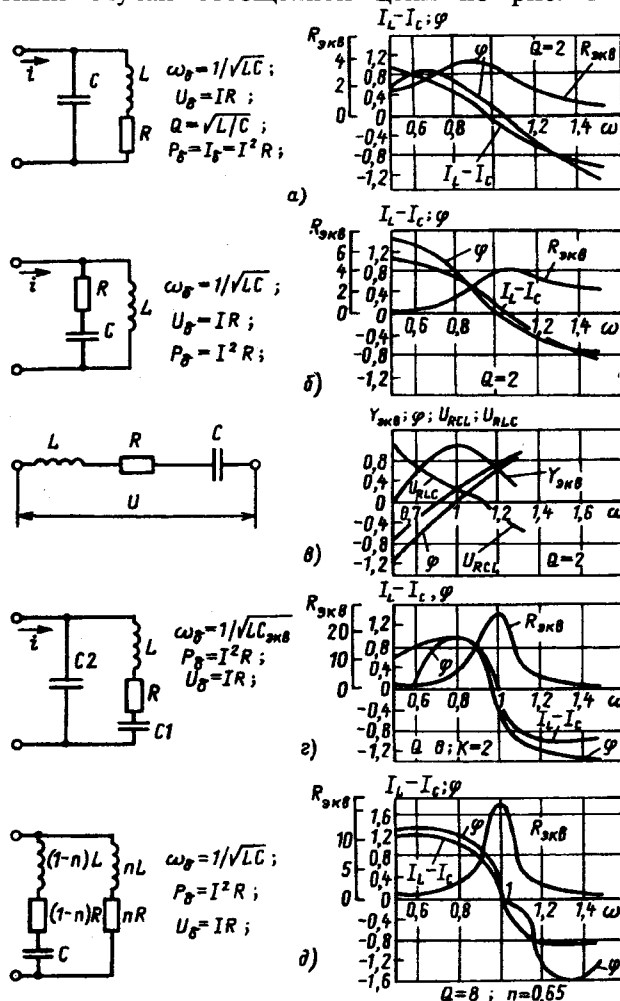


Рис. 2. Схемы и графики к таблице

¹А.с. 738073 СССР. Способ автоподстройки частоты автономного инвертора / В.Г. Казанцев, В.В. Карташев и др. // Открытия. Изобретения. 1980. № 20.

Схема	Фаза (φ_{UL})	$P=R_{\text{ЭКВ}} (Y_{\text{ЭКВ}})$	$I_L-I_C (U_{RL}-U_C); (U_{RC}-U_L)$
1 Рис. 2,а	$\varphi_{UL}=\arctg Q\omega(1-\omega^2-1/Q^2);$ $\omega_\varphi^2 = 1 - 1/Q^2$	$R_{\text{ЭКВ}}=\frac{1}{\omega^2/Q^2+(1-\omega^2)^2};$ $\omega_P^2=1-1/2Q^2;$	$\frac{1-\omega\sqrt{\omega^2+1/Q^2}}{\sqrt{\omega^2/Q^2+(1-\omega^2)^2}};$ $\omega_{LC}^2=-\frac{1}{2Q^2}+\sqrt{1+1/4Q^4}$
2 Рис. 2,б	$\varphi_{UL}=\arctg \frac{Q}{\omega^3};$ $\omega_\varphi^2=\frac{1}{1-1/Q^2}$	$R_{\text{ЭКВ}}=\frac{\omega^4}{\omega^2/Q^2+(1-\omega^2)^2};$ $\omega_P^2=\frac{1}{1-1/2Q^2}$	$\frac{-\omega^2+\sqrt{1+\omega^2/Q^2}}{\sqrt{\omega^2/Q^2+(1-\omega^2)^2}};$ $\omega_{LC}^2=\frac{1}{2Q^2}+\sqrt{1+1/4Q^4}$
3 Рис. 2,в	$\varphi_{UL}=\arctg Q\frac{-1+\omega^2}{\omega};$ $\omega_\varphi=1$	$Y_{\text{ЭКВ}}=\omega^2[\omega^2/Q^2+(1-\omega^2)^2]Q^2;$ $\omega_P=1$	$(\sqrt{\omega^4+\omega^2/Q^2}-1)[\omega^2/Q^2+(1-\omega^2)^2]^{\frac{1}{2}};$ $\omega_{RLC}^2=-\frac{1}{2Q^2}+\sqrt{1+0,25/Q^4};$ $U_{RC}-U_L=(\sqrt{1+\omega^2/Q^2}-\omega^2)/[\omega^2/Q^2+(1-\omega^2)^2]^{\frac{1}{2}};$ $\omega_{RLC}^2=1/2Q^2+\sqrt{1+0,25/Q^4}$
4 Рис. 2,г	$\varphi_{UL}=\arctg \frac{(K+1)Q\omega}{K} \times$ $\times [1-\omega^2-1/Q^2-(1-\omega^2)/\omega^2(K+1)];$ $\omega_\varphi^2=\frac{1}{2}\left(\frac{K+2}{K+1}-\frac{1}{Q^2}\right)^2 \pm$ $\pm \sqrt{1/4\left(\frac{K}{K+1}-1/Q^2\right)^2-\frac{1}{(K+1)Q^2}}$	$R_{\text{ЭКВ}}=\left(\frac{K}{K+1}\right)^2 \frac{1}{\omega^2/Q^2+(1+\omega^2)^2};$ $\omega_P^2=1-1/2Q^2$	$\frac{K}{K+1} \frac{1}{\sqrt{\omega^2/Q^2+(1-\omega^2)^2}} - \frac{1}{K+1} \times$ $\times \frac{\sqrt{[1-(K+1)\omega^2]^2+(K+1)^2\omega^2/Q^2}}{\sqrt{\omega^2/Q^2+(1-\omega^2)^2}};$ $\omega_{LC}^2=-\frac{1}{2}\left(1/Q^2-\frac{2}{K+1}\right) \pm$ $\pm \sqrt{1/4Q^4+\left(\frac{K}{K+1}\right)^2-\frac{1}{Q^2(K+1)}}$
5 Рис. 2,д	$\varphi_{UL}=\arctg Q\omega \frac{\omega^4(1-n)+\omega^2}{\omega^4(1-n)+\omega^2(1/Q^2-2)(1-n)+1};$ $\omega_\varphi^2=-1/2\left(1/Q^2+\frac{n-2}{1-n}\right) \pm$ $\pm \sqrt{1/4\left(1/Q^2+\frac{n-2}{1-n}\right)^2-\frac{1}{1-n}+\frac{n}{(1-n)Q^2}}$	$R_{\text{ЭКВ}}=n(1-n)+\frac{n^2}{\omega^2/Q^2+(1-\omega^2)^2};$ $\omega_P=1-1/2Q^2$	$(\sqrt{[1-(1-n)\omega^2]^2+(1-n)^2\omega^2/Q^2}-n\omega \times$ $\times \sqrt{\omega^2+1/Q^2})/[\omega^2/Q^2+(1+\omega^2)^2]^{\frac{1}{2}};$ $\omega_{LC}^2=-\left[\frac{1-n}{2n-1}+\frac{n-0,5}{Q^2(2n-1)}\right] \pm$ $\pm \sqrt{\left[\frac{1-n}{2n-1}+\frac{n-0,5}{Q^2(2n-1)}\right]^2+\frac{1}{2n-1}}$

является схемой замещения одной из электро-технологических нагрузок.

Первый контур (рис. 2,а) — эквивалентная схема замещения для установок индукционного нагрева. Для нее $C_1/C_2=K=\infty$; $n_1=n_2=1$; $C_{\text{ЭКВ}}=C_2$.

Если имеет место емкостной характер нагрузки (озонатор, лазер, емкостной накопитель с высоковольтным трансформатором), то эквивалентная схема может быть представлена вторым контуром (рис. 2,б), для которого $C_1=C_2=K=\infty$; $n_1=1$, $n_2=0$; $C_2=C_{\text{ЭКВ}}$.

Если в инверторе напряжения применена последовательная компенсация, то имеет место последовательный резонансный контур (рис. 2,в), причем в зависимости от характера нагрузки компенсация может быть индуктивной или емкостной. Тогда $C_1/C_2=0$; $n_1=n_2=0$. Если схемой замещения нагрузки с емкостным характером служат параллельно соединенные емкость и резонатор, то при индуктивной компенсации в инверторе тока имеет место цепь, дуальная контуру

на рис. 2,в, причем U соответствует I , U_L-I_C , U_C-I_L .

Четвертый контур (рис. 2,г) — схема замещения для установок индукционного нагрева с последовательно-параллельной компенсацией. В этой схеме $n_1=n_2=1$; $C_1/C_2 \approx K$; $\infty > K > 0$; $C_{\text{ЭКВ}}=C_2K/(K+1)$.

Пятый контур (рис. 2,д) соответствует «автотрансформаторному» включению нагрузки в установках для индукционного нагрева. В данном случае $n_1=n_2=n$; $1 > n > 0$; $C_1/C_2=\infty$.

Как видно из таблицы и рис. 2, частоты, при которых имеют место максимум мощности (ω_P , $R_{\text{ЭКВ max}}$), фазовый резонанс (ω_φ), максимум токов в ветвях (либо напряжений на элементах I_L , I_C , U_{RL} , U_{RC}), а также равенство токов в ветвях или напряжений на нагрузке и компенсирующих реактивных элементах (I_{LC} , U_{RLC} , U_{RLC}), различны.

Очевидно, что для получения максимальной мощности нагрузки необходимо регулировать частоту так, чтобы $R_{\text{ЭКВ}}=R_{\text{ЭКВ max}}$; $Y_{\text{ЭКВ}}=Y_{\text{ЭКВ max}}$, од-

нако в этом случае необходим поиск максимума мощности, т.е. применение системы экстремального регулирования. Близость друг к другу частот, при которых имеют место различные характерные режимы для каждого из контуров, позволяет использовать для подстройки частоты такие параметры, которые при максимуме мощности в нагрузке близки к нулю: это сдвиг фаз между током и напряжением контура и разность токов в ветвях (напряжений на элементах).

Из таблицы видно, что для контуров 1–3, начиная с $Q=4$ частоты $\omega_\varphi, \omega_{LC}, \omega_P$ практически одинаковы. Следовательно, для контура 1 подержание $\omega=\omega_\varphi$ или $\omega=\omega_{LC}$ практически эквивалентно условию $\omega=\omega_P$, т.е. условию максимальной мощности. Для контура 2 $\omega_\varphi \approx \omega_{LC} \approx \omega_P$, для контура 3 $\omega_\varphi = \omega_P \approx \omega_{RLC} \approx \omega_{RCL}$. Отметим, кроме того, что в данных контурах каждому электромагнитному параметру соответствует одна характерная частота, определяемая добротностью. На рис. 3 даны графики погрешности при замене частоты, соответствующей максимуму мощности, частотами ω_φ и ω_{LC} . При $Q \geq 2$ погрешность не превышает 6,5% для ω_φ и практически равна нулю для ω_{LC} в контуре 1; не превышает 3,3% для ω_φ и практически равна нулю для ω_{LC} в контуре 2; в контуре 3 ω_φ и ω_P совпадают, погрешности при $\omega=\omega_{RLC}$ не превышают 13%, а для $Q \geq 3$ не превышают 3%.

Для контуров 4, 5 характер зависимости $\omega_\varphi, \omega_{LC}=f(\omega)$ и связь между частотами ω_P, ω_φ и ω_{LC} более сложная. В то время как ω имеет одно значение (такое как в контуре 1),

ω_φ и ω_{LC} могут иметь два значения, одно из которых близко к ω_P , а другое определяется частотой резонанса напряжений в одной из ветвей. В контуре 4 с ростом K увеличивается емкость C_1 , т.е. резонанс напряжений наступает при меньшей частоте и при $K \rightarrow \infty \omega_\varphi \rightarrow 0$, то же относится и к ω_{LC2} . В контуре 5 при $n > 0,5$ имеется одно значение ω_{LC} , при $n < 0,5$ и $Q > Q_{\min}$ в контуре существуют две частоты, при которых $I_n = I_C$, причем при $n \rightarrow 0,5 \omega_{LC2} \rightarrow \infty$.

Равенство токов в контуре 5 имеет место при Q_{\min} , определяемой по формуле

$$Q_{\min}^2 = (1 - 2n)(1 + \sqrt{1 - 2n})/2n. \quad (1)$$

Очевидно, если $Q = Q_{\min}$, то

$$\omega_{LC}^2 = (1 - n)/(1 - 2n) - 1/2Q^2.$$

При $Q < Q_{\min}$ равенства токов не наблюдается.

Отметим, что всегда имеется значение $\omega_{LC} \approx \omega_P$ при $Q > Q_{\min}$. При всех Q и $n > 2/3 \omega_\varphi$ близко к $\omega_{\varphi 1} \approx \omega_P$, а при $n \rightarrow 1 \omega_{\varphi 1} \rightarrow \infty$.

Если $n < 2/3$, то Q_{\min} определяется из соотношения

$$Q_{\min}^2 = (1 - n)[(2 - 3n)/n + \sqrt{2}]/n. \quad (2)$$

При $Q = Q_{\min}$ имеется одно значение ω_φ , при остальных — два. Минимальное значение Q , при котором имеет место фазовый резонанс в контуре 4, зависит от K и определяется из соотношения

$$Q_{\min}^2 = (K + 1)(K + 2)/K^2 + 2(K + 1)\sqrt{K + 1}/K^2. \quad (3)$$

Q_{\min} убывает с ростом K : при $K \rightarrow \infty Q_{\min} \rightarrow 1$, а при $K \rightarrow 0 Q_{\min} \rightarrow \infty$. Токи в ветвях контура 4 равны при одной частоте ω_{LC} , если $K > 1$ при любом значении Q , если $K < 1$, то Q_{\min} определяется из соотношения

$$Q_{\min}^2 = (K + 1)(1 + \sqrt{1 - K^2})/2K^2, \quad (4)$$

при $K \rightarrow 0 Q_{\min} \rightarrow \infty$.

Как видно из рис. 2, полоса захвата $|\omega_{\varphi 1} - \omega_{\varphi 2}|, |\omega_{LC1} - \omega_{LC2}|$ во втором случае значительно шире, причем, как указывалось выше, при $n \geq 0,5$ или $K > 1$ вторая точка пересечения с осью абсцисс отсутствует.

Если осуществляется контроль сдвига фаз между током и напряжением контуров 4 и 5, то погрешность контура изменяется от 44 до 25% при $Q = Q_{\min}$ и $\infty \geq K \geq 0,5$. Для $Q \geq 8 \Delta P_* < 1\%$. Если контроль частоты осуществляется датчиком разности токов, то при тех же значениях Q_{\min} , что и при контроле сдвига фаз, максимальная погрешность ΔP_* не превышает 3,3%; отметим также, что $Q_{\min LC} < Q_{\min \varphi}$, причем погрешность при $Q_{\min LC}$ и $\infty \geq K \geq 0,5$ не превышает 38%.

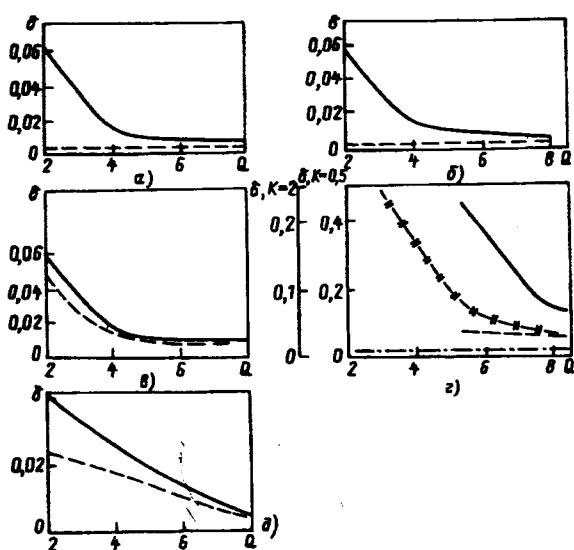


Рис. 3. Погрешности при замене частоты, соответствующей максимуму мощности, частотами ω_φ и ω_{LC} для контура 1(а), 2(б), 3(в), 4(г) и 5(д)
а, б: — δ_{φ} ; — δ_{LC} ; в: — δ_{RLC} ; — δ_{RCL} ; г: — δ_{φ} ; — δ_{LC} ($K=0,5$); — δ_{φ} ; — δ_{LC} ($n=0,6$)

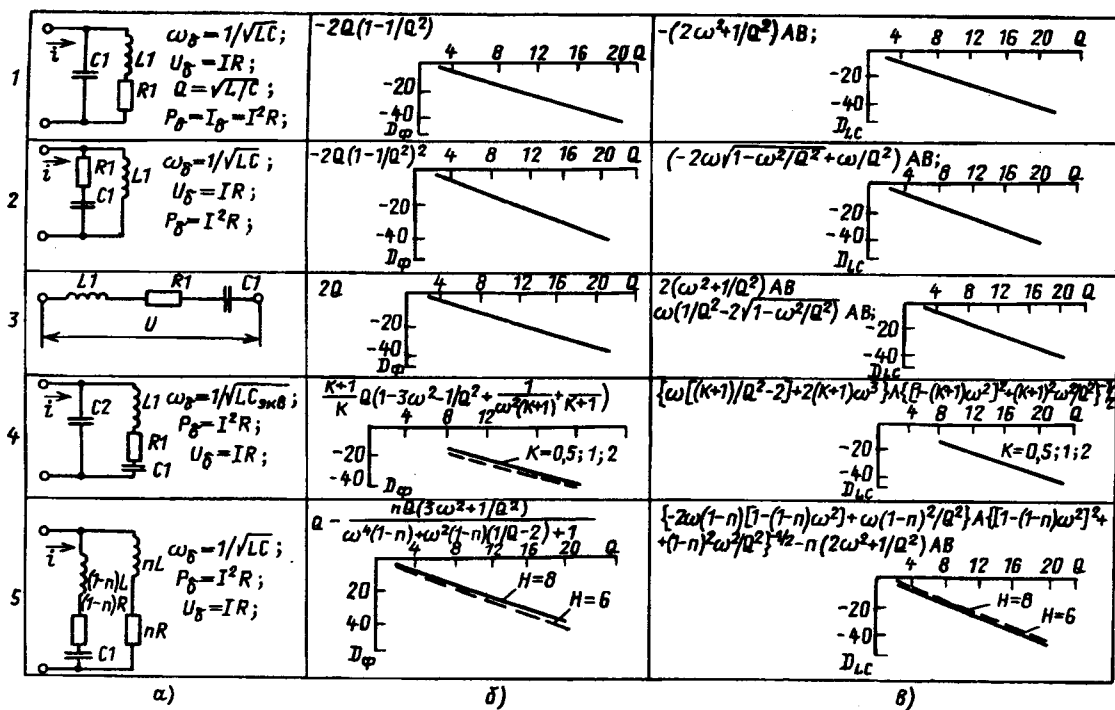


Рис. 4. Контуры (а), зависимости $d\varphi/d\omega = D\varphi$ (б) и $d(I_L - I_C)/d\omega = D(I_L - I_C)$ (в). $A = [\omega^2/Q^2 + (1 - \omega^2)^2]^{-1/2}$; $B = (\omega^2 + 1/Q^2)^{-1/2}$; $C = (\omega^2 + 1/Q^2)^{-1/2}$; $D = (\omega^2 + 1/Q^2)^{-1/2}$.

Таким образом, при предельных значениях Q_{\min} уменьшение мощности тем больше, чем меньше K, причем сами предельные значения при контроле разности токов всегда меньше, чем при фазовом сдвиге, равному нулю. При одном и том же значении $Q\Delta P_*$ при $\omega = \omega_{LC}$ меньше, чем при $\omega = \omega_\varphi$.

Погрешность при $Q = \text{const}$ контура 5 уменьшается с увеличением n и для $n \geq 0,6$ и $Q \geq 2$ не превышает 5% при $\omega = \omega_\varphi$ и 2,4% при $\omega = \omega_{LC}$. Для $n = 0,25$ при $\omega = \omega_\varphi$ $Q_{\min} \approx 4,5\%$; при $\omega = \omega_{LC}$ $Q_{\min} = 2,6$. При $Q = 4,5$ погрешность $\Delta P_{*LC} \approx 10\%$, $\Delta P_{*\varphi} = 13\%$.

Таким образом, при одних и тех же значениях Q погрешности ΔP_* при контроле разности токов в ветвях меньше, чем при контроле фазового резонанса, а полоса захвата шире.

Чувствительность датчиков, основанных на

контроле частоты ω и разности токов $I_L - I_C$, может быть определена по производной $(d\varphi/d\omega)\omega = \omega_\varphi$, $(d(I_L - I_C)/d\omega)\omega = \omega_{LC}$. Полученные выражения и графики $|K| = f(Q)$ для всех контуров приведены на рис. 4.

При достаточно больших значениях Q для всех контуров эта чувствительность близка к $2Q$, т.е. чувствительность при обоих видах контроля практически одинакова.

Исходя из изложенного, для автоподстройки частоты автономных инверторов, нагруженных на колебательный контур, за исключением простого последовательного резонансного контура, рекомендуется применение датчика, основанного на сравнении токов ветвей. Погрешность в определении максимума мощности для имеющих место на практике значений добротностей не превышает 5%.

Применение резонансного инвертора в устройствах поиска мест повреждений в электрических сетях

А.А. ИВАНОВ, канд. техн. наук

Псковский филиал СПГТУ

Для ускорения поиска мест повреждений в электрических сетях с изолированной нейтралью перспективным является использование наложенных токов повышенной частоты [1]. Одним из основных блоков в таких устройствах можно считать генератор, при разработке которого необходимо учитывать следующие основные требования:

1. Нагрузкой генератора является входное сопротивление электрической сети, подключаемое к выходу генератора в общем случае через блок присоединения. В зависимости от вида повреждения и его удаленности это сопротивление может принимать значения от близких к нулю до сотен килоом и иметь активный, активно-индуктивный или активно-емкостной характер. Поэтому генератор должен работать при всех возможных сопротивлениях нагрузки.

2. Мощность генератора должна быть достаточной для надежной работы измерительных блоков устройств, а также переносных приборов типа «Поиск», «Волна» и других, имеющих чувствительность к магнитному полю $1,5 \cdot 10^{-4} - 1,5 \cdot 10^{-3}$ А/м [2].

Желательно, чтобы генератор был универсальным с точки зрения обеспечения формы выходного напряжения, которое в зависимости от алгоритма работы конкретных устройств поиска должно быть либо синусоидальным, либо иметь заранее определенный состав гармоник.

Кроме этих основных требований важно, чтобы генератор имел малые габариты и массу, а также простую схему [3].

В наибольшей степени перечисленным требованиям удовлетворяют генераторы, выполненные на основе последовательных резонансных инверторов тока, у которых форма выходного напряжения в граничном режиме работы близка к синусоидальной, а режим короткого замыкания нагрузки не является аварийным [4]. С другой стороны, резонансные инверторы отличаются сильной зависимостью выходных параметров, особенно формы выходного напряжения, от величины и характера сопротивления нагрузки. Это позволяет для некоторых видов повреждений найти связь между расстоянием до места повреждения и выходными параметрами инвертора, так как при изменении расстояния меняется входное сопротивление электрической сети.

Так как у многих известных резонансных инверторов при увеличении добротности колебатель-

ных контуров возрастают напряжения на элементах [4] либо схемное исполнение инверторов сравнительно сложное, разработан генератор на основе нового резонансного инвертора с простой схемой, свободный от указанного недостатка [5]. Принципиальная электрическая схема инвертора приведена на рис. 1.

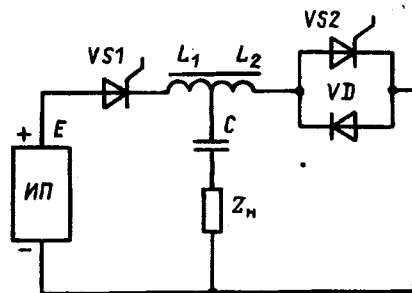


Рис. 1. Принципиальная схема инвертора

Работа инвертора заключается в поочередном заряде и разряде по колебательному закону конденсатора C через нагрузку с эквивалентным сопротивлением Z_n , приведенным к выходной цепи инвертора. Заряд конденсатора от источника постоянного тока с напряжением E осуществляется через тиристор $VS1$ и первую полуобмотку L_1 коммутирующего дросселя, а разряд — через вторую полуобмотку L_2 и вентиляющую группу $VS2-VD$. Наличие обратного диода позволяет осуществлять разряд конденсатора в течение полного периода колебаний, что приводит к ограничению перенапряжений на элементах инвертора.

Собственные частоты колебаний зарядного и разрядного контура в общем случае не равны друг другу и выбираются на этапе проектирования исходя из требований к выходным параметрам инвертора. От соотношения между этими частотами и выходной частотой зависят как энергетические показатели инвертора, так и допустимый диапазон изменения сопротивления нагрузки, а также состав гармоник выходного напряжения.

В статье на основе анализа электромагнитных процессов разработана методика, пригодная для расчета инвертора в устройствах поиска мест повреждений в электрических сетях, и показано применение ее на конкретном примере.

Рабочими режимами инвертора во время эксплуатации являются режим естественной коммутации и граничный. Работу в режиме при-

нудительной коммутации допускать не следует, так как при вероятностном законе распределения входных сопротивлений электрической сети и непостоянстве их значений в течение времени повреждения это может приводить к срывам инвертирования, выходу из строя инвертора и отказу устройства в целом.

В качестве расчетного режима работы инвертора принимаем граничный (рис. 2), поскольку

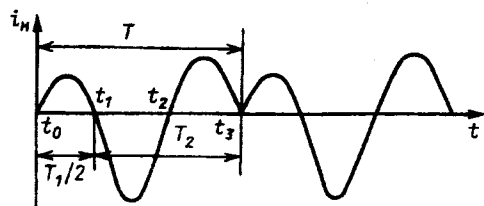


Рис. 2. Временная диаграмма тока нагрузки инвертора

в этом режиме элементы инвертора загружены в большей степени по сравнению с режимом естественной коммутации, а получаемые выражения имеют наиболее простой вид. Анализ электромагнитных процессов проведем кусочно-припасовочным методом с учетом общепринятых допущений [4] при условии активно-индуктивного характера нагрузки как наиболее вероятного.

Мгновенные значения токов при колебательном заряде и разряде конденсатора определяются по выражениям [6]

$$i_1(t) = E \frac{1 - ke^{-2\pi/\sqrt{4Q_2^2 - 1}}}{\omega_1 L_{1k}} e^{-(\omega_1 t)/\sqrt{4Q_1^2 - 1}} \sin(\omega_1 t); \quad (1)$$

$$i_2(t) = -\frac{kE}{\omega_2 L_{2k}} e^{\frac{-\omega_2(t-t_1)}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}}} \sin[\omega_2(t-t_1)], \quad (2)$$

где $i_1(t)$, $i_2(t)$ — зарядный и разрядный токи конденсатора; ω_1 , ω_2 — собственные угловые частоты зарядного и разрядного контуров;

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{4Q_1^2 - 1}{4Q_1^2 L_{1k} C}}; \quad \omega_2 = \sqrt{\frac{4Q_2^2 - 1}{4Q_2^2 L_{2k} C}}; \quad (3)$$

$Q_1 = \rho_1/R_H$; $Q_2 = \rho_2/R_H$ — добротности зарядного и разрядного контуров; $\rho_1 = \sqrt{L_{1k}/C}$; $\rho_2 = \sqrt{L_{2k}/C}$ — волновые сопротивления зарядного и разрядного контуров; L_{1k} , L_{2k} — суммарные индуктивности зарядного и разрядного контуров;

$$L_{1k} = L_1 + L_H; \quad L_{2k} = L_2 + L_H; \quad (4)$$

R_H , L_H — соответственно активное сопротивление и индуктивность нагрузки; k — коэффициент кратности максимального напряжения U_{Cm} на конденсаторе, показывающий, во сколько раз оно превышает напряжение источника питания,

$$k = \frac{U_{Cm}}{E} = \frac{1 + e^{-\pi/\sqrt{2Q_1^2 - 1}}}{1 + e^{-\pi(1/\sqrt{2Q_1^2 - 1} + 2/\sqrt{4Q_2^2 - 1})}}; \quad (5)$$

t — текущее время, отсчитываемое от момента

включения тиристора VSI ; t_1 — время начала разряда конденсатора (рис. 2).

Ток нагрузки складывается из чередующихся импульсов зарядного и разрядного токов. Его действующее значение за период выходной частоты определяется следующим образом

$$I_H = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} i_1^2(t) dt + \int_{t_1}^T i_2^2(t) dt \right]}.$$

Поскольку в граничном режиме работы частоты ω_1 и ω_2 связаны с выходной частотой ω инвертора соотношениями

$$\omega_1/\omega = n; \quad \omega_2/\omega = 2n/(2n-1), \quad (6)$$

а для сопротивления нагрузки можно записать

$$R_H = \frac{\sqrt{4Q_1^2 - 1}}{2Q_1^2 C \omega n} = \frac{\sqrt{4Q_2^2 - 1} (2n-1)}{4Q_2^2 C \omega n}, \quad (7)$$

после преобразований получим:

$$I_H = \frac{E \omega C Q_1}{(4Q_1^2 - 1)^{1/4}} \times \sqrt{\frac{n}{2\pi} \left[\left(1 - ke^{-\frac{2\pi}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}}} \right)^2 \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{\sqrt{4Q_1^2 - 1}}} \right) + \right.} \\ \left. + k^2 \left(1 - e^{-\frac{4\pi}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}}} \right) \right]}. \quad (8)$$

Действующее значение напряжения на нагрузке в граничном режиме определяется по формуле

$$U_H = \sqrt{U_{a.H}^2 + U_{p.H}^2}, \quad (9)$$

где $U_{a.H}$, $U_{p.H}$ — действующие значения соответственно активной и индуктивной составляющих напряжения,

$$U_{a.H} = I_H R_H;$$

$$U_{p.H} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left[L_H \frac{di_1(t)}{dt} \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_{t_1}^T \left[L_H \frac{di_2(t)}{dt} \right]^2 dt}.$$

Подставив вместо токов I_H , $i_1(t)$, $i_2(t)$ и сопротивления R_H их значения по (1), (2), (7) и (8), после преобразований для напряжения U_H получим:

$$U_H = \frac{E(4Q_1^2 - 1)^{1/4}}{2\sqrt{2\pi n} Q_1} \times \sqrt{(1 + a^2 Q_1^2) \left(1 - ke^{-\frac{2\pi}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}}} \right) \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{\sqrt{4Q_1^2 - 1}}} \right) +} \\ + k^2 \left(1 + \frac{a^2 Q_1^4}{Q_2^2} \right) \left(1 - e^{-\frac{4\pi}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}}} \right)}, \quad (10)$$

где $a=L_H/L_{1K}$. Выражение (10) представляет собой внешнюю характеристику инвертора.

Среднее значение тока, потребляемого от источника питания равно среднему за период выходной частоты значению зарядного тока конденсатора

$$I_d = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{t_1} i_1(t) dt = \frac{E\omega C}{2\pi} \left(1 - ke^{-\sqrt{4Q_2^2-1}} \right) \times \left(1 + e^{-\sqrt{4Q_2^2-1}} \right). \quad (11)$$

Отметим, что среднее значение тока нагрузки за период выходной частоты равняется нулю. При подключении нагрузки через выходной трансформатор это позволяет улучшить его массогабаритные показатели.

Используя полученные выражения для токов и напряжения, можно определить полную мощность нагрузки S_H и мощность P_d , потребляемую от источника питания:

$$S_H = U_H I_H; \quad P_d = E I_d / \eta_H. \quad (12)$$

Коэффициент η_H учитывает потери в элементах схемы инвертора. При расчетах можно принять $\eta_H=0,8$ [4].

Для расчета входных и выходных параметров инвертора по полученным выражениям необходимо иметь данные о добротностях Q_1 и Q_2 . Из соотношений (6) следует, что Q_1 и Q_2 должны быть взаимосвязаны. При известных значениях активного сопротивления нагрузки и емкости конденсатора их можно рассчитать по формулам

$$Q_1 = \frac{1}{\sqrt{2} R_{*H} n} \sqrt{1 + [1 - (n R_{*H})^2]^{1/2}}; \quad (13)$$

$$Q_2 = \frac{2n-1}{2\sqrt{2} n R_{*H}} \sqrt{1 + \left[1 - \left(\frac{2n R_{*H}}{2n-1} \right)^2 \right]^{1/2}}, \quad (14)$$

где $R_{*H}=R_H\omega C$ — активное сопротивление нагрузки в относительных единицах.

Из (13), (14) вытекают два условия, которым должно одновременно удовлетворять активное сопротивление нагрузки, чтобы инвертор не переходил в режим принудительной коммутации:

$$R_{*H} \leq 1/n; \quad R_{*H} \leq (2n-1)/(2n). \quad (15)$$

Область значений R_{*H} , отвечающих этим условиям, показана на рис. 3. При сопротивлении больше максимального $R_{*H\max}$, соответствующего граничным точкам области, будет происходить срыв инвертирования, так как в зависимости от выбранных частот ω_1 и ω_2 электромагнитные процессы в зарядном или в разрядном контурах будут иметь апериодический характер.

При проектировании инвертора в качестве расчетного теоретически можно принимать любое

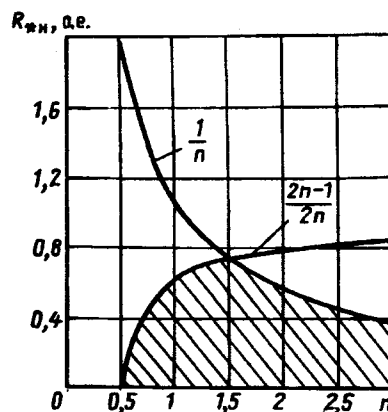


Рис. 3. Область допустимых значений активного сопротивления нагрузки

сопротивление R_{*H} из указанной области, в том числе и максимальное. Наибольшее из возможных расчетных значений равняется $R_{*H\max}=0,666$ при $n=1,5$, когда частоты собственных колебаний в зарядном и разрядном контурах совпадают. Однако при этом необходимо учитывать, что с увеличением активного сопротивления сокращается допустимый диапазон изменения индуктивности нагрузки. Определим этот диапазон и по аналогии с активным сопротивлением индуктивность нагрузки, при которой инвертор работает в граничном режиме, будем считать максимально допустимой $L_{H\max}$. Желательно, чтобы эта индуктивность по отношению к индуктивностям зарядного и разрядного контуров была как можно больше. Тогда при использовании инвертора в устройствах для определения расстояния до мест повреждений его выходные параметры будут более чувствительны к изменениям входного сопротивления электрической сети.

Из равенств (4) следует, что при прочих равных условиях увеличения $L_{H\max}$ можно достичь за счет уменьшения индуктивностей полуобмоток коммутирующего дросселя. Однако существуют минимально необходимые для устойчивой работы инвертора значения этих индуктивностей и оптимальный коэффициент трансформации между полуобмотками дросселя, равный $k_{TP}=\sqrt{L_1/L_2}$, которые задаются условиями коммутации тиристора $VS1$ в граничном режиме.

При коэффициенте магнитной связи k_{CB} между полуобмотками дросселя напряжение между анодом и катодом тиристора $VS1$ на интервале проводимости вентильной группы $VS2-VD$ будет

$$u_{VS1}(t) = E - L_2 \frac{di_2(t)}{dt} (1 + k_{CB} k_{TP}). \quad (16)$$

Приравняв $u_{VS1}(t)$ к нулю, после преобразований получим выражение, связывающее время $t_{\text{выкл}}$, необходимое тиристорам для восстановления запирающих свойств, с параметрами коммутирующего дросселя

$$L_{2к}/L_3 = ke^{-\frac{2\pi\omega t_{\text{выкл}}}{(2n-1)\sqrt{4Q_2^2-1}}} \times$$

$$\times \left[\cos\left(\frac{2\pi\omega t_{\text{выкл}}}{2n-1}\right) - \frac{1}{\sqrt{4Q_2^2-1}} \sin\left(\frac{2\pi\omega t_{\text{выкл}}}{2n-1}\right) \right]. \quad (17)$$

Здесь

$$L_3 = L_2(1+k_{\text{св}}k_{\text{тр}}). \quad (18)$$

Из этого выражения видно, что при известном значении L_3 существует неоднозначная связь между индуктивностью L_2 и коэффициентом трансформации $k_{\text{тр}}$. Указанная неоднозначность устраняется, если найти выражение, связывающее коэффициент трансформации с другими параметрами схемы, кроме L_2 . Для этого выразив из (18) L_2 и подставив ее в равенство (4) с учетом того, что $L_1 = L_2 k_{\text{тр}}^2$, после преобразований получим выражение для расчета оптимального коэффициента трансформации:

$$k_{\text{тр}} = \left[\left(\frac{L_{2к} - L_{1к}}{2L_3} \right)^2 - \frac{L_{2к} - L_{1к}}{L_3} + 1 \right]^{1/2} - \frac{L_{2к} - L_{1к}}{2L_3}. \quad (19)$$

Если входящие в данное выражение величины известны, то рассчитав по нему $k_{\text{тр}}$, далее из (18) определим L_2 и рассчитаем L_1 . Затем из равенства (4) находим индуктивность нагрузки, которая будет равна $L_{\text{нmax}}$ при заданном активном сопротивлении нагрузки.

Таким образом, на основании проведенных исследований может быть предложена следующая методика расчета параметров элементов схемы инвертора при работе его в граничном режиме на активно-индуктивную нагрузку.

1. В качестве исходных данных принимаются выходная частота ω инвертора, отношение n частот, коэффициент магнитной связи $k_{\text{св}}$, время $t_{\text{выкл}}$ согласно паспортным данным используемых тиристоров и емкость C конденсатора.

2. При принятом n с учетом условий (15) определяется максимально возможное значение активного сопротивления нагрузки в относительных $R_{*нmax}$ и именованных $R_{нmax} = R_{*нmax}/(\omega C)$ единицах и задается его расчетное значение: $R_{*н} = k_1 R_{*нmax}$; $R_{н} = k_1 R_{нmax}$, где $0 < k_1 \leq 1$.

3. Рассчитываются значения добротностей Q_1 и Q_2 контуров по формулам (13) и (14) и коэффициент k кратности максимального напряжения на конденсаторе по выражению (5).

4. Рассчитываются суммарные индуктивности зарядного и разрядного контуров

$$L_{1к} = CQ_1^2 R_{н}^2; \quad L_{2к} = CQ_2^2 R_{н}^2.$$

5. Из выражения (17) при заданном $t_{\text{выкл}}$ определяется L_3 и рассчитывается $k_{\text{тр}}$ по выражению (19).

6. Далее указанным образом рассчитываются значения индуктивностей L_1 и L_2 полуобмоток коммутирующего дросселя и определяется мак-

симальное значение индуктивности $L_{\text{нmax}}$ нагрузки.

По разработанной методике в качестве примера проведены расчеты опытного образца инвертора с выходной частотой $\omega = 6283 \text{ с}^{-1}$ ($f = 1000 \text{ Гц}$). При этом принято, что $C = 15 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$, $k_{\text{св}} = 0,90$, $t_{\text{выкл}} = 50 \cdot 10^{-6} \text{ с}$.

По результатам расчетов построены графики зависимостей $x_{*н} = f(n, R_{*н})$ (рис. 4), а также $I_{*н} = f(n, R_{*н})$ и $S_{*н} = f(n, R_{*н})$ (рис. 5), рассчитанные по выражениям (8) и (12) с учетом полученных значений $L_{\text{нmax}}$. Для удобства анализа графики построены в относительных единицах, где $x_{*н} = \omega^2 C L_{\text{нmax}}$, $I_{*н} = I_{\text{н}}/(\omega C E)$, $S_{*н} = S_{\text{н}}/(E^2 \omega C)$.

Из анализа рис. 4 видно, что допустимый

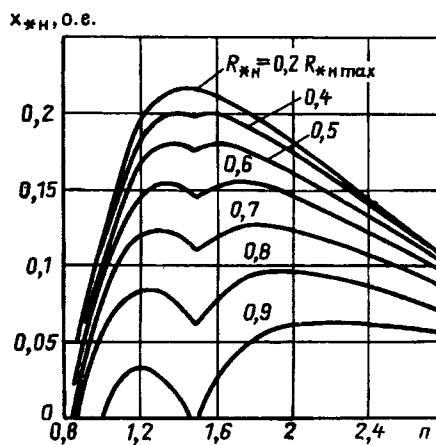


Рис. 4. Область допустимых значений индуктивного сопротивления нагрузки

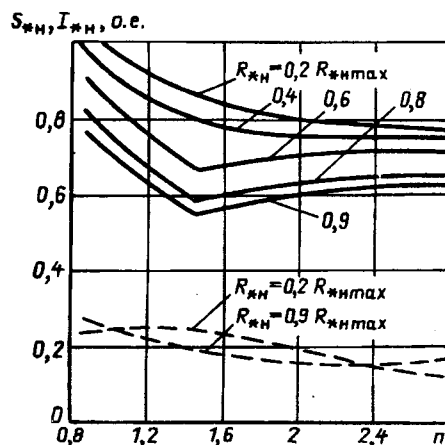


Рис. 5. Зависимость выходной мощности (— — —) и тока (—) инвертора от коэффициента кратности частот зарядного контура и активного сопротивления нагрузки

диапазон изменения индуктивности нагрузки существенно уменьшается с ростом активного сопротивления и зависит так же, как и $R_{*н}$ (рис. 3), от соотношения частот n . На выходные параметры инвертора $I_{\text{н}}$, $S_{\text{н}}$ выбор собственных частот колебательных контуров оказывает меньшее влияние (рис. 5). Поэтому, если к генератору не предъявляются специальные требования по форме выходного напряжения, например, если он исполь-

зуются в комплекте с переносными приборами, то можно принимать такие значения собственных частот контуров, при которых обеспечивается больший диапазон изменения параметров нагрузки. Исходя из этого, а также с учетом схемного исполнения системы управления, конструктивных и массогабаритных показателей намоточных элементов инвертора, в рассматриваемом примере соотношение частот принято равным $n=2$. В этом случае допустимый диапазон изменения индуктивности нагрузки близок к максимально возможному (рис. 4), а выходная мощность остается практически неизменной при всех значениях параметров нагрузки (рис. 5). Отметим, что если генератор используется в устройствах для определения вида и мест повреждений, то к нему могут предъявляться дополнительные требования по форме выходного напряжения. В таком случае при выборе собственных частот контуров необходимо еще учитывать их связь с гармоническим составом выходного напряжения. Установление такой связи является темой отдельного исследования, основанного на результатах настоящей статьи.

Рассмотрим меры предосторожности, необходимые для предотвращения работы инвертора в режиме принудительной коммутации, который будет иметь место при превышении входным сопротивлением электрической сети допустимых значений. Это может произойти, например, при замыканиях в электрической сети через переходное сопротивление или при разрывах фаз сети, а также при ошибочном включении генератора на холостом ходу. Особую опасность представляет подключение генератора к электрической сети с дуговым коротким замыканием. При этом ее входное сопротивление изменяется случайным образом от значений, соответствующих холостому ходу, до значений, близких к нулю.

В качестве простых и в то же время достаточных мер предосторожности рекомендуется использовать согласующий трансформатор на выходе инвертора и шунт, подключаемый к вторичной обмотке этого трансформатора. Так как выходной трансформатор инвертора является повышающим, то большая часть возможных значений входных сопротивлений электрической сети, приведенных к стороне низкого напряжения, попадает в допустимый диапазон параметров нагрузки.

Наличие шунта позволяет избежать режима принудительной коммутации при включении генератора на входное сопротивление электрической се-

ти, выходящее за пределы допустимой области. Расчеты показывают, что сопротивление шунта должно быть активно-индуктивным с равными по значению составляющими. В противном случае возможны такие варианты, когда активная или реактивная составляющие эквивалентного сопротивления шунта и электрической сети будут превосходить допустимые для них значения. Кроме того, учитывая возможность включения генератора без нагрузки, параметры шунта следует выбирать из области рассчитанных выше допустимых значений. В рассматриваемом примере этим двум условиям удовлетворяет шунт с приведенным сопротивлением, равным $Z_{ш} = 0,173 + j0,173$.

Выводы

1. При разработке генераторов повышенной частоты для устройств поиска мест повреждений рекомендуется использовать резонансные инверторы тока, обладающие определенными положительными свойствами. Однако известные инверторы данного класса имеют существенные недостатки, ограничивающие их применение в указанной области.

2. Предложен новый резонансный инвертор, основными преимуществами которого являются простота электрической схемы, возможность регулирования формы выходного напряжения и отсутствие перенапряжений на элементах, а также разработана методика его расчета, учитывающая особенности нагрузки в виде входного сопротивления электрической сети при повреждениях.

3. Раздел методики, касающийся определения минимально достаточных по условиям надежной коммутации тиристорных значений индуктивностей коммутирующего дросселя, можно использовать при расчете аналогичных схем резонансных инверторов.

Список литературы

1. Иванов А.А. Определение видов и мест однофазных повреждений в сельских электрических сетях 10 кВ с использованием токов повышенной частоты: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М.: 1987.
2. Кузнецов А.П. Определение мест повреждения на воздушных линиях электропередачи. М.: Энергоатомиздат, 1989.
3. Шалыт Г.М. Определение мест повреждения в электрических сетях. М.: Энергоиздат, 1982.
4. Бальян Р.Х., Сиверс М.А. Тиристорные генераторы и инверторы. Л.: Энергоиздат, 1982.
5. Ас. 1711307 Россия. Инвертор / А.А. Иванов, Р.А. Полянский // Открытия. Изобретения. 1992. № 5.
6. Маркевич А.И., Иванов А.А. Анализ резонансного инвертора с промежуточными емкостными накопителями // Электротехника. 1989. № 12. С. 38–40.

Исследования и разработка высоковольтных выпрямительных устройств

А.С. КЮРЕГЯН, С.В. ПОКРОВСКИЙ

ВЭИ, Россия

В настоящее время преобразовательная техника и техника высоких напряжений, все более дополняя друг друга, соединяются в единых конструкциях современных аппаратов и систем. Успехи в развитии полупроводниковой техники, повышение высоковольтности приборов и их быстродействия позволяют осуществлять коммутации все больших мощностей и регулирование в цепях напряжения переменного и постоянного тока. В статье приводятся данные по результатам разработки и исследований высокоэнергетических, лавинных, таблеточной конструкции, диодов и высоковольтных диодных секций на их основе. Лавинные диоды оригинальной монолитной многоэлементной конструкции в таблеточном исполнении («двойной» корпус типа КЖТД-24) обладают уникальным сочетанием параметров: при напряжениях пробоя 2,3—2,8 кВ они выдерживают (пропускают) средний рабочий прямой ток до 15 А и многократные воздействия импульсов лавинного тока.

Структура перехода допускает длительную работу при температуре 180°C, выдерживает ударный прямой ток до 500 А при начальной температуре 25°C (10 мс) и до 200 А при 110°C. Время обратного восстановления четырех диодов у отдельных образцов около 2 мкс, что обеспечивает прямое падение напряжения до 15 В при 70 А. При применении некоторых дополнительных технологических операций время обратного восстановления может быть уменьшено до 0,1 мкс, что, естественно, увеличит прямое падение до 25 В. Тепловое сопротивление переход—корпус 0,3—0,4°C/Вт при осевом усилии сжатия 120—150 кН и стандартном охлаждающем, имеющем тепловое сопротивление 0,75°C/Вт. Неповторяющаяся импульсная обратная рассеиваемая мощность при начальной температуре структуры 25°C—700—1000 кВт, при $T=110^{\circ}\text{C}$ —350—500 кВт, длительность импульса — 100 мкс.

Характеристика высокоэнергетического лавинного диода ничем не отличается от характеристики обычного лавинного диода.

Энергия, рассеиваемая в лавине каждого прибора, составляет 100 Дж. Для выпрямительных схем рекомендуется прямой ток 2—3 А при естественном воздушном охлаждении в конструкции с плоскими радиаторами, чередующимися с последовательно включенными (собранными) диодами. Сборки ремонтноспособны, предназначены для работы в перфторорганической жидкости, что поднимает допустимый средний ток через вентиль не менее чем до 20 А при температуре охлаждающей жидкости 75°C. Электрическая прочность указанной охлажда-

ющей и изолирующей экологически чистой жидкости составляет 50 кВ/мм. Диодные сборки (секции) могут работать в трансформаторном масле. Время восстановления каждого диода $2\text{ мкс}\pm 10\%$. Неповторяющийся импульсный прямой ток при температуре структуры 110°C до 10 А. Диоды и высоковольтные секции на их основе применяются в системах с промежуточным преобразованием частоты (до 50 кГц), когда необходимо получить на выходе напряжение постоянного тока высокого напряжения (до 200—300 кВ) в схемах с 10-кратными перенапряжениями в переходных режимах. Габариты таких выпрямительных устройств в 5—6 раз меньше устройств с RC-цепочками и с охлаждением трансформаторным маслом.

Высоковольтные выпрямительные секции с применением высокоэнергетических лавинных диодов собираются на основе конструкций, разработанных ранее секций типа СВДЛ того же назначения [1]. Высоковольтные секции или отдельные высокоэнергетические диоды применяются в схемах с промежуточным преобразованием частоты [2] и позволяют создать надежные высоковольтные выпрямительные устройства, ограничивающие возникающие перенапряжения небольшой длительности (например, от 0,1 до 1000 мкс).

Нагрев полупроводниковой структуры до 90°C происходит при рассеивании на приборе мощности приблизительно в 90 Вт.

Как это следует из приведенной ВАХ, прямые падения напряжения при 2—10 А составляют соответственно 9,5—10,5 В на один таблеточный лавинный диод.

Рекомендуемое рабочее напряжение — $0,5U_{\text{лав}}$, где $U_{\text{лав}}$ — напряжение лавинообразования. Разброс напряжений лавинообразования не превышает $\pm 10\%$ от диода к диоду. Путем специального подбора можно получить и более высокую точность. Перенапряжения, возникающие в нагрузке, делятся между последовательно соединенными диодами в соответствии с напряжениями лавинообразования.

Таким образом, в каждом случае и в зависимости от специфики схемы и нагрузки, энергии перенапряжений можно подобрать режим работы диода или диодной схемы, который обеспечит температуру $p-n$ перехода не выше 110°C.

Список литературы

1. А.с. 989619 СССР. Полупроводниковый вентильный блок / С.В. Покровский, Ю.Г. Петров, В.Н. Лисин, Л.К. Сокольская // Открытия. Изобретения. 1981. № 2.
2. Булатов О.Г., Шитов В.А. Сравнение принципов построения быстродействующих компенсаторов на базе инверторов с промежуточной высокой частотой // Электротехника. 1993. № 11.

Индикация повреждений обмоток трансформаторов с использованием метода низковольтных импульсов

А.А. ДРОБЫШЕВСКИЙ, Е.И. ЛЕВИЦКАЯ

ВЭИ

В последние годы в ВЭИ проводятся исследования, направленные на совершенствование средств и методов диагностики электротехнического оборудования. На основе этих исследований предполагается создание экспертно-диагностического комплекса, включающего в себя как аппаратные, так и программные средства оценки состояния внутренней изоляции трансформаторов, реакторов и высоковольтных вводов, а также остаточных деформаций обмоток.

Метод низковольтных импульсов (НВИ), наряду с методом измерения сопротивления короткого замыкания (Z_K), является основным и наиболее чувствительным методом обнаружения остаточных деформаций обмоток силовых трансформаторов при динамических испытаниях в условиях стендов и в эксплуатации. Однако идентификация места повреждения обмотки, его масштабов, характера повреждения в ряде случаев вызывает определенные затруднения, что, в свою очередь, осложняет принятие обслуживающим персоналом обоснованного решения о продолжении эксплуатации данного оборудования или выводе его в ремонт.

В связи с этим в ВЭИ с первых лет создания и последующего внедрения метода НВИ непрерывно проводится работа по дальнейшему развитию методики импульсного дефектографирования на основе использования новой аппаратуры и процедуры измерений и по совершенствованию критериев оценки состояния обмоток трансформаторов по результатам дефектографирования.

Практика применения метода НВИ в эксплуатации и при испытаниях трансформаторов в условиях стенда показала возможность значительного увеличения чувствительности метода к обнаружению остаточных деформаций обмоток за счет разнообразия измерительных схем, используемых при дефектографировании.

Дефектографирование обмоток трансформаторов методом НВИ. Экспериментальные исследования проводились с использованием разработанного и изготовленного в ВЭИ модернизированного варианта портативной диагностической установки типа «Импульс-7м», состоящей из персонального компьютера типа «Laptop», генератора зондирующих импульсов и устройства связи с объектом.

Процедура измерений методом НВИ в эксплуатации и при испытаниях трансформаторов

имеет одно существенное различие. В процессе испытаний часто невозможно быстро демонтировать испытательную схему, чтобы проводить дефектографирование с использованием разных схем. В эксплуатации все измерения методом НВИ производятся на полностью распинованном трансформаторе. При этом выбор схемы дефектографирования связан со схемой соединения обмоток трансформатора, возможностью подсоединения к конкретным вводам при данных измерениях, помехами, имеющими место при какой-либо схеме измерений, временем, отпущенным на проведение измерений, и т.д.

Как известно, в основе метода НВИ лежит принцип последовательности дефектографирования, когда дефектограмма (отклик обмотки на воздействие прямоугольного зондирующего импульса), снятая при текущих измерениях, сравнивается с нормограммой — осциллограммой, снятой в предшествующих измерениях. Оценка состояния обмоток трансформатора основывается на анализе изменений в дефектограмме по сравнению с нормограммой.

При первичном дефектографировании на трансформаторе необходимо проводить съемки на всех возможных для данного трансформатора схемах дефектографирования, хотя при повторных измерениях, возможно будет использоваться только часть этих схем. Это необходимо для облегчения обнаружения места повреждения в обмотках трансформатора. Покажем это на конкретном примере.

На рис. 1 приведены некоторые результаты дефектографирования методом НВИ, проведенного на трансформаторе ТМ-1000/10, у которого в регулировочную часть обмотки ВН искусственно вносилось повреждение. На рис. 2 приведены схемы, по которым проводились эти эксперименты. На рис. 1, а—д показаны осциллограммы (нормограммы и дефектограммы, наложенные одна на другую), снятые с использованием разных схем дефектографирования: нормограммы — до повреждения, дефектограммы — после повреждения; на рис. 1, е—к для представленных слева осциллограмм приведены их разности, вычисленные в процентах по отношению к наибольшим размахам соответствующих нормограмм и показывающие, как сильно изменилась реакция обмотки на воздействие зондирующего импульса при возникновении повреждения.

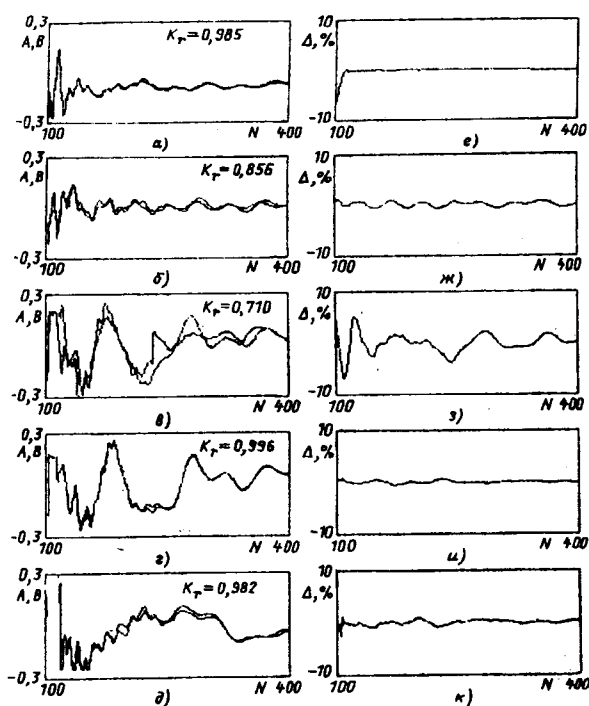


Рис. 1. Осциллограммы импульсного дефектографирования, снятые на трансформаторе ТМ-1000/10 до и после повреждения (а—д) и разности между нормограммами и дефектограммами (е—к): A — амплитуда (в вольтах); Δ — разность (в процентах); N — количество точек съема; K_r — коэффициент парной корреляции

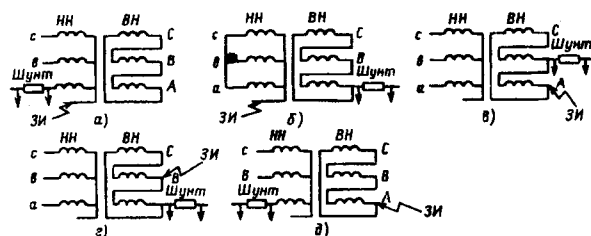


Рис. 2. Схемы импульсного дефектографирования, использовавшиеся в экспериментах на трансформаторе ТМ-1000/10:

ЗИ — место приложения зондирующего импульса; Шунт — согласующее сопротивление и измерительный шунт, с которого снимается осциллограмма переходного импульсного тока — отклик обмотки на воздействие зондирующего импульса

Как видно из приведенных данных, чувствительность схем дефектографирования к данному виду повреждения сильно различается: наиболее чувствительной оказалась схема на рис. 2, в, что подтверждается наибольшей разностью между нормограммой и дефектограммой (рис. 1, з) и наименьшим значением коэффициента парной корреляции ($K_r=0,710$). Для других видов обмоток более чувствительными могут оказаться другие схемы дефектографирования (в том числе не указанные на рис. 2).

В ряде практических случаев именно сочетание применения разных схем при использовании метода НВИ позволило правильно оценить наличие повреждений в обмотке трансформатора. На рис. 3 приведены некоторые из этих случаев, когда состояние обмо-

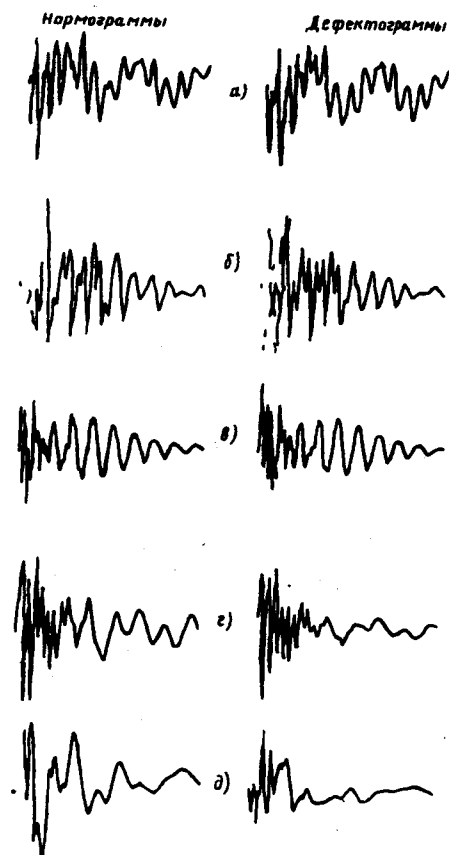


Рис. 3. Примеры дефектографирования методом НВИ наиболее часто встречающихся повреждений обмоток трансформаторов:

а — распрессовка обмоток на 35% (ТДЦ-10000/35); б — взаимное осевое смещение обмоток (ТМ-1000/35); в — скручивание обмоток тангенциальными силами (ТМФ-1000/10); г — начало потери устойчивости обмотки НН (ТМН-6300/35); д — потеря радиальной устойчивости и скручивание тангенциальными силами обмотки НН (ТДЦ-400000/220)

ток (а все они получили повреждения того или иного вида) было правильно оценено именно благодаря значительным изменениям в дефектограммах. Следует отметить, что изменения сопротивлений и индуктивностей КЗ (приведенных там же) не достигли тех критических значений, которые позволили бы сделать однозначные выводы о повреждениях в обмотках (кроме случая с трансформатором ТДЦ-400000/220 на рис. 3, д: изменение Z_k , составившее 1,56%, достаточно велико, чтобы можно было предполагать повреждение обмоток).

Выводы

1. Чувствительность метода НВИ к обнаружению механических повреждений обмоток достаточна для обнаружения большинства видов деформаций, превосходя чувствительность других традиционных методов диагностики.

2. Сочетание разных схем дефектографирования при диагностике методом НВИ позволяет более надежно определить место и величину повреждения; использование только одной схемы дефектографирования может привести к ошибке при оценке состояния обмоток.

Перспективные конструкции трансформаторов, реакторов и трансформаторов-выпрямителей

С.В. ПОКРОВСКИЙ, В.А. ЧВАНОВ

ВЭИ

Перед разработчиками все острее стоят задачи реализации энергосбережения и уменьшения материалоемкости конструкций. Применение новых охлаждающих изолирующих жидкостей, новых полупроводниковых элементов и схем с промежуточным преобразованием частоты позволяет создавать конструкции трансформаторов, выпрямителей и реакторов в несколько раз меньшей массы и габаритов, уменьшенной материалоемкости.

Нами разработан и испытан ряд устройств с указанными свойствами на основе применения для охлаждения перфторорганической жидкости.

Специально разработанная, экологически чистая, практически инертная негорючая перфторорганическая жидкость используется в элементах и электротехническом аппарате одновременно как изолирующая и охлаждающая среда. Жидкость обладает свойством высокой текучести, заполняет мелкие полости в элементах конструкции, а в точках особой концентрации потерь, где происходит наибольший местный перегрев активных частей или конструкции аппарата, она переходит в кипящее состояние с особо интенсивным съемом тепловой энергии с охлаждаемой точки поверхности. Так, при охлаждении медного провода указанной перфторорганической жидкостью плотность тока в нем может быть доведена до 50 А/мм^2 , в то время как в обычных конструкциях трансформаторов, реакторов, в шинпроводах плотность тока достигает лишь нескольких ампер. Возможность значительного повышения плотности тока за счет интенсивного охлаждения, свойственного разработанной жидкости, с учетом исключительно высоких ее изоляционных качеств (жидкость обладает электрической прочностью до 50 кВ/мм) позволяет обеспечить нормальный тепловой режим активных частей трансформаторов, реакторов, конденсаторов, полупроводниковых приборов, резисторов, элементов конструкции и электротехнического аппарата в целом.

Значительное уменьшение массогабаритных показателей элементов и электротехнического аппарата в целом удается получить при условии разработки специальной конструкции каждого элемента и деталей аппарата, адаптированных к применению упомянутой жидкости в качестве изолирующей и охлаждающей среды. Использование непосредственного контакта жидкости с охлаждаемой поверхностью проводникового, электромагнитного, изолирующего материала элемента и всего электротехнического аппарата в целом позволяет достигнуть исключительно высокой эффективности охлаждения всех точек объекта охлаждения.

В качестве примера реализации описанного подхода приведем следующие наши разработки:

1. Источник питания главных цепей электронных пушек, лазеров, электронных ламп различного назначения и технологического применения ЗТДИ-500/20.

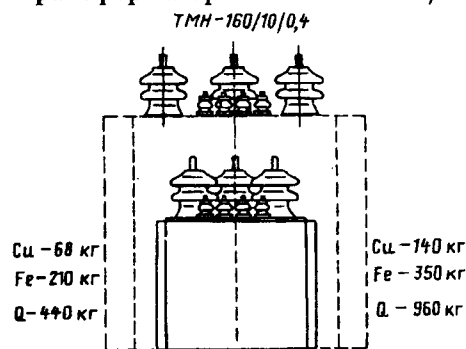
Основные параметры

Номинальная мощность, кВт 400
Номинальное выходное напряжение, кВ 20
Номинальный выпрямленный ток, А 20
Номинальное напряжение сети 50 Гц, В 3×380
Габаритные размеры, мм $1090 \times 860 \times 1320$ (Н)
Масса, кг 1350

Масса источника ВТДИ-500/20 в 3 раза меньше, чем у аналогичных серийно выпускающихся устройств с масляным охлаждением.

Потери ($P_k = 20 \text{ кВт}$) в источнике питания типа ВТДИ-500/20 больше, чем у серийных источников типа ТВТМ-1600/35 ($P_k = 7,42 \text{ кВт}$). В данном случае это связано с конкретным применением, конкретными требованиями к удельным параметрам, уменьшением габаритов трансформатора-выпрямителя. Плотность тока в обмотке $5,6 \text{ А/мм}^2$. Температура поверхности бака до 75°C . Предусмотрено и водяное охлаждение с помощью змеевика в верхней части бака. Расход воды 10 л/мин . Для сравнения приведем габариты ТВТМ-1600/35 — $2390 \times 1865 \times 1885 \text{ мм}$, масса — $3,96 \text{ т}$.

2. Возможно создание образцов трансформаторного оборудования с равными или повышенными потерями по сравнению с серийными. На рисунке приведены сравнительные габаритные размеры и некоторые параметры серийного трансформатора типа ТМН-160/10/0,4 и проектируемого трансформатора с охлаждением перфторорганической жидкостью тех же мощности и напряжения при равных потерях. При этом удастся сэкономить при производстве до 70 кг меди и до 140 кг железа. Конструкция трансформатора типа ТПН-160/10/0,4 —



малообъемная, что позволяет снизить расход жидкости. Потери и цена могут быть приблизительно равными (при уменьшенной себестоимости) для серийного и проектируемого трансформаторов. Температура поверхности бака до 100°C. Требования к повышенной динамической прочности трансформатора учтены.

3. Сварочный преобразователь со специальным жидкостным охлаждением СП-150:

Основные параметры

Питающая сеть	Стандартная
Номинальное выходное напряжение, В	32
Сварочный ток, А	0—150
КПД, %	выше 90
Габариты, мм	360 × 160 × 300 (Н)
Масса, кг	18

По удельным показателям преобразователь СП-150 превосходит отечественные и зарубежные аналоги.

4. Сварочный трансформатор ТС-175.

Основные параметры

Номинальный сварочный ток, А ...	175
КПД, %	75
Напряжение сети 50 Гц, В	220
Габариты, мм	260 × 195 × 300
Масса, кг	22

Масса трансформатора ТС-175 меньше лучших отечественных и зарубежных аналогов на 10 кг.

5. Источник питания прямого накала электронной пушки ИППН (с промежуточным преобразованием частоты до 60 кГц).

Основные параметры

Номинальная мощность, кВт	2,4
Максимальный ток в цепи накала, А	200
Уровень изоляции относительно земли, кВ	50
КПД, %	80
Габариты, мм	240 × 240 × 880 (Н)
Масса, кг	25

По удельным параметрам источник ИППН превосходит в несколько раз источники традиционного исполнения.

Так как одной из тенденций развития аппаратостроения является все большее соединение преобразовательной техники и техники высоких напряжений, особенно в области средних мощностей, наличие схем с применением промежуточного преобразования частот и магнитомягкого железа повышает интерес к разработкам схем инверторов и системам их охлаждения.

В новых преобразователях частоты применяется промежуточное звено повышенной (50 кГц и более) частоты на основе специальной схемы с колебательным контуром, коммутируемым асимметричными тиристорами-диодами с высоким быстродействием (время выключения до 6 мкс). Тиристоры специально разработаны для данного применения в ВЭИ. Это позволяет относительно просто реализовывать колебательные ячейки довольно большой мощности (отбираемая от одной ячейки мощность достигает 10 кВт и более). На основе ключей на транзисторах, запираемых тиристорах указанная мощность и другие параметры трудно достижимы. Применение асимметричного тиристора-диода значительно повышает надежность и упрощает схему промежуточного звена.

Конфигурация схемы цепи отбора мощности от колебательного контура выбирается такой, чтобы режим работы контура практически не зависел от изменения нагрузки в широком диапазоне (от холостого хода до номинальной нагрузки короткого замыкания). Схема цепи отбора мощности представляет из себя фильтр с трансформатором или без него, с обязательным выполнением условия емкостного или индуктивного входа, в зависимости от выбора точек подключения цепи отбора мощности к колебательному контуру. Такая конфигурация схемы цепи отбора мощности обеспечивает преобразователю в целом устойчивую работу во всем диапазоне изменения нагрузки (от холостого хода до короткого замыкания) и без особых осложнений позволяет включать последовательно или параллельно неограниченное количество ячеек для повышения общей мощности, отдаваемой в нагрузку. На этой основе особенно эффективным оказывается применение модульной конструкции преобразователей, при которой в один модуль включается одна или несколько ячеек, а набор необходимого количества и конфигурация соединения между собой отдельных модулей позволяет удовлетворить широкое поле требований конкретных потребителей по мощности, уровням тока или напряжения на выходе преобразователя.

Описанная схема получила название высокочастотного колебательного преобразователя (ВКП).

Удельные параметры маломощных низковольтных преобразователей различного назначения доведены до 0,5 кг/кВт при применении для изоляции и охлаждения перфторорганической жидкости.

Продление срока службы силовых трансформаторов

В.В. СОКОЛОВ, В.В. ГУРИН

НИЦ — «ЗТЗ-Сервис», Запорожье

Проблемы старения мощных силовых трансформаторов

Почти 25% силовых трансформаторов (около 1500 единиц) мощностью свыше 80 МВ·А, установленных в странах СНГ, достигли нормированного срока эксплуатации — 25 лет или приближаются к нему. Речь идет о трансформаторах блоков 150—500 МВт, сетевых трансформаторах 220—500 кВ с уменьшенными размерами изоляции, на которые нельзя распространить оптимистический опыт эксплуатации конструкции 30- и 40-х годов, находящихся в эксплуатации более 40—50 лет.

О важности, сложности и многоплановости проблемы эксплуатации трансформаторов после окончания нормированного срока службы говорит тот факт, что ключевой темой сессии СИГРЭ-92 была «Life-Extension» (продление жизни), тема «Repair and Refurbishment» (ремонт и обновление) будет основной на сессии СИГРЭ-94, а главным предметом дискуссии на сессии СИГРЭ-98 планируется «Life Management» (управление жизнью).

При определении конца срока службы обычно оценивают 3 аспекта проблемы: 1) технический — риск продолжения эксплуатации; 2) стратегический — возникшее несоответствие расчетных и фактических условий эксплуатации (рост нагрузки, токов КЗ и др.) и 3) экономический — повышение потерь, большие затраты на обслуживание.

Можно выделить обратимое и необратимое изменение свойств и качеств оборудования.

Необратимым является термоокислительная деструкция изоляции обмоток, наличие развивающихся внутренних повреждений, требующих для устранения полной разборки трансформатора с заменой основных узлов, а также невозможность снизить внутренние потери. Вместе с тем большая часть свойств и качеств может быть принципиально восстановлена на месте установки оборудования.

Значительный рост цен на трансформаторы и их транспортирование ставит на первое место оценку технического риска продолжения эксплуатации устаревшего оборудования. Здесь возникают два вопроса: «какова вероятность отказа оборудования, например, в будущем году?» и «можно ли рассчитывать, что оборудование будет нормально работать еще 10 или 15 лет?» Очевидно, что комплекс работ по обновлению оборудования должен гарантированно исключить отказы в первый год и утвердительно ответить на второй воп-

рос.

Факторы, определяющие реальный срок службы оборудования

Если под жизнью трансформатора понимать степень старения изоляции, например, снижение степени полимеризации (СП) витковой изоляции до критических значений 200—300 ед., то нетрудно рассчитать, что в реальных температурно-нагрузочных условиях как подстанционные, так и блочные трансформаторы должны служить по меньшей мере в 1,5—2 раза больше нормы.

Отказы мощных трансформаторов из-за старения не превышают 10% общего числа, причем возникают обычно либо из-за неудачной конструкции обмоток, либо из-за ненормальных режимов. Вместе с тем проблема надежности старых трансформаторов высших классов напряжения не только существует, но и становится в последние годы определяющей.

Анализ повреждаемости показывает, что ряд мощных трансформаторов, особенно со сниженным уровнем изоляции без специальных мер может не только не прожить, но и не дожить до нормированного срока. Главными причинами отказов являются: снижение электрической прочности изоляции из-за увлажнения, загрязнения, накопления продуктов старения; деформация обмоток под действием тока КЗ, нарушение пресовки и крепления обмоток; снижение электрической прочности внутренней изоляции вводов (особенно при воздействии коммутационных импульсов), нарушение конструкционной изоляции остова, деградация поверхности контактов РПН и отводов.

Новой тенденцией в повреждаемости является снижение импульсной прочности изоляции, приводящее к перекрытию обмоток ВН при грозовых перенапряжениях.

Принятые методы и критерии диагностики зачастую оказываются недостаточными для оценки фактического состояния оборудования и, тем более, для предсказания уровня его надежности на несколько лет вперед.

Опыт эксплуатации, а также результаты исследования моделей изоляции, в частности ее ресурсные испытания, привели нас к заключению, что главными факторами, определяющими надежность мощных трансформаторов после длительной работы, являются изменения обратимого характера, и для гарантированного продления срока службы прежде всего требуются следующие меры:

— обновление изоляции с полным восстановлением ее электрической прочности и механического состояния активной части;

— максимальное устранение потенциальных источников неисправностей, известных из опыта эксплуатации, с усилением узких мест в конструкции;

— снижение скорости последующего ухудшения состояния изоляции.

Программа продления срока службы

Техническая стратегия обновления мощных трансформаторов включает комплекс мер по оценке фактического состояния оборудования, обновлению его изоляционной системы, модернизации конструкции и улучшению последующих условий эксплуатации и обслуживания.

Оценка технического состояния оборудования

Комплекс обследования технического состояния предусматривает решение следующих приоритетных задач:

— выявление дефектов, вероятных для данной конструкции в данных условиях эксплуатации;

— оценка наличия развивающихся дефектов необратимого характера (деформация обмотки, следы разрядов в изоляции и т.п.);

— оценка остаточного ресурса изоляционных материалов, а также уплотнительных материалов и узлов, подвергающихся механическому износу;

— определение неисправностей в режимах предельных рабочих воздействий (функциональные испытания).

Для оценки степени старения изоляции используются следующие методы: расчетная оценка нагрева изоляции для конкретных условий работы; анализ растворенных газов и фурурола; определение СП образцов картона и бумаги с отдельной оценкой степени деградации поверхностных слоев.

Результаты обследования более 50 трансформаторов практически во всех случаях выявили дефекты, наличие которых по данным нормированных профилактических испытаний не предполагалось.

Обновление изоляции

Наиболее важными в процессе обновления являются сушка, очистка и регенерация изоляции с растворением и удалением продуктов старения. Работы проводятся по технологии, подобной «oil-spray»; в циклическом режиме «нагрев, промывка, растворение шлама» — «сушка, удаление примесей» с переменными параметрами температуры, вакуума и длительности цикла в зависимости от состояния трансформатора.

В качестве технологического масла применяется специальное регенерационное масло Регенол.

Задачей обработки является восстановление состояния изоляции до уровня требований к новым трансформаторам.

Результаты обновления 20 трансформаторов 400 кВ показали, что во всех случаях из трансформаторов было удалено значительное количество различных примесей, влаги и шламов. Характеристики трансформаторов после обновления соответствовали самым жестким международным требованиям, предъявляемым к новому оборудованию.

Модернизация конструкции

Типовыми решениями при модернизации являются герметизация трансформаторов с установкой пленочной защиты масла и улучшенных адсорбционных фильтров, совершенствование системы охлаждения и контрольно-измерительной аппаратуры.

Реконструкция активной части предусматривает обычно устранение потенциальных очагов повышенного нагрева, изменение схемы заземления, повышение надежности контактных тоководящих соединений.

Планируемый подход к модернизации оборудования предполагает разработку специального проекта, включающего полное обновление комплектующих узлов, совершенствование средств контроля под напряжением и максимальное упрощение обслуживания.

Улучшение условий эксплуатации

Меры предусматривают адаптацию старой конструкции к новым условиям эксплуатации путем улучшения защиты оборудования от перенапряжений и воздействий токов КЗ.

Работа включает исследования фактических воздействий, в том числе измерение амплитуды и формы напряжений на трансформаторе при имитации грозовых и коммутационных перенапряжений. Для оценки запасов прочности выполняют расчеты трансформаторов по современным методикам.

Состояние оборудования после обновления

Общая наработка трансформаторов, прошедших комплекс работ по обновлению и модернизации, составляет — 42 трансформаторогода. Оборудование работает надежно. Примечательно, что характеристики изоляции и масла за время работы (до 3,5 лет) практически не изменились. Например, характеристики масла сохраняются на уровне, достигнутом на заводе-изготовителе масла.

Исследование распределения напряжения и нагрева варисторов вдоль ОПН в условиях загрязнения и естественных осадков

С. СУЛТАНОВ, В.И. ИСЛАМОВА, канд. техн. наук

ИЭиА АН РУз

Несмотря на повышенный интерес к режиму и надежности работы оксидно-цинковых варисторов ОПН в условиях загрязнения, к исследованию вопроса сделан теоретический подход [1, 2]. При правильном построении модели ОПН расчетный метод позволяет с достаточной точностью оценить характер распределения напряжения и температуры вдоль колонки варисторов. Однако ответ на вопрос динамики этих параметров при осадках, а также длительности работы ОПН при том или ином режиме можно получить путем проведения продолжительных испытаний в естественных условиях. Ниже рассмотрены результаты испытаний действующего макета ОПН класса 110 кВ в 41 случае осадков: моросящий дождь — 22 случая, ливневый дождь — 9, мокрый снег — 7 и туман — 3 случая.

Конструкция макета и способ измерения температуры варисторов T_p в нем описаны в [3]. Напряжение и температура варисторов измерялись через отверстия малого диаметра в крышке. Для исключения разрядов с поверхности крышки на варисторы в каждое отверстие была встроена фарфоровая трубка, поверхность выступающей части (50–60 мм) которой обмазывалась гидрофобной пастой.

Поверхность крышки с помощью кольцевых электродов была разбита на семь участков высотой от 9 до 18 см; крышку макета загрязняли бентонитовой пульпой так, чтобы значение удельной поверхностной проводимости слоя участков равнялось 10–20 мкСм.

Измерение распределения напряжения (РН) в ОПН связано с определенными трудностями. Например, из-за резкой нелинейности вольт-амперной характеристики оксидно-цинковых варисторов бессмысленно измерять РН в ОПН по известной методике «шарового разрядника». Для этой цели можно использовать делители напряжения. Однако известные сложности учета погрешности, вносимой измерительной системой в искомое РН и погрешностей измерения, возникающих в самих делителях при увлажнении элементов, не позволяют применить этот способ при испытаниях ОПН во время осадков. Оптико-электронный метод [4] позволяет производить непрерывные измерения напряжения на участках изоляционных конструкций и электрических аппаратов, но при

этом требуется установка внутри ОПН трех и более специальных датчиков, которые в свою очередь изменяют картину теплового поля вокруг контрольных варисторов.

В связи с отмеченными обстоятельствами нами были проведены специальные исследования и найден достаточно простой способ измерения РН вдоль ОПН.

По этому способу значение доли рабочего напряжения на участке ОПН u_i определяется по результатам измерений u_{1i} и u_{2i} по формуле:

$$u_i = \frac{u_{1i}u_{2i}(C_1 - C_2)}{u_{1i}C_1 - u_{2i}C_2},$$

где u_{1i} и u_{2i} — значения напряжений, измеренные поочередно при помощи делителя напряжения при значениях емкости высоковольтных плеч C_1 и C_2 соответственно.

Специальным емкостным делителем напряжения, собранным на базе изолирующей части штанги типа ШИ, во время экспериментов оперативно, за 3–5 мин, удавалось измерить напряжения u_{1i} и u_{2i} для шести точек колонки варисторов макета.

Эксперименты проводили в следующей последовательности.

Нормально макет находился в зачехленном состоянии. Задолго до начала осадков снимали чехол и подавали испытательное напряжение 55 кВ для того, чтобы варисторы вышли на тепловой режим, соответствующий их длительному нахождению под рабочим напряжением. В тех случаях, когда начало эксперимента совпадало по времени с осадками, для предварительного прогрева варисторов макет выдерживали 30–40 мин под напряжением, на 10–15% превышающим рабочее напряжение, а затем, сняв чехол, проводили соответствующий эксперимент.

Через каждые 40–100 мин, отключив макет на 2–3 мин от напряжения, измеряли сопротивление термодатчиков (прибор В7-35) и поверхностного слоя участков крышки (мегоомметр). Измерения РН производились в зависимости от обстоятельств — при поверхностных разрядах измерения по описанному способу не имеют смысла, а во время ливневого дождя — опасно.

За период 1989—1991 гг. был собран экспериментальный материал, состоящий из 945 замеров удельного поверхностного сопротивления зон (ρ), 834 замеров температуры варисторов и 102 замеров напряжения на них. Анализ показал, что в ходе экспериментов не было полного совпадения условий работы макета по таким факторам, как интенсивность осадков (J), температура окружающей среды (T_0), ветер, распределение значений ρ_i и продолжительность существования поверхностных разрядов на крышке, т.е. полученные зависимости РН и нагрева варисторов от указанных параметров не были повторяющимися, что не позволило получить обобщенные зависимости.

Общая же картина при этом получилась следующая.

При естественных осадках поверхностный слой грязи по высоте ОПН увлажняется неравномерно. Примерно в 80% случаях одна или две подсушенные зоны образовывались в районе верхнего блока варисторов макета. Такая закономерность наблюдалась в основном при продолжительных (более 40 мин) мокром снеге и морозящих дождях — при ливневых дождях место образования подсушенных зон по высоте макета носило случайный характер. Количественно это можно выразить установленным по результатам экспериментов распределением удельного поверхностного сопротивления участков крыши ρ_i (кОм) по ее высоте H_i (отн. ед) на момент прекращения осадков: $\bar{\rho}_i=0,9(1,5); 1,3(8,9); 1,1(5); 2,5(14); 2,6(8); 3,3(13,6); 1,1(8), H_i=0\div 0,1; 0,1\div 0,25; 0,25\div 0,4; 0,4\div 0,55; 0,55\div 0,75; 0,75\div 0,9; 0,9\div 1,0$, где в скобках указаны максимальные значения ρ_i , а отсчет границы участков ведется с нижнего фланца.

Эксперименты подтвердили известное утверждение о том, что при загрязнении и увлажнении ОПН варисторы, расположенные в районе подсушенных зон, работают в перегруженном режиме [1, 2, 5]. В качестве примера на рис. 1 показаны характерные графики распределения по высоте макета ОПН удельного сопротивления ρ (кривая 1), температуры T_p (кривая 2) и рабочего напряжения u (кривая 3), полученные во время трех случаев дождя. Графики 1—3 рис. 1,а, полученные на 70-й минуте действия дождя с $J=0,1\div 0,2$ мм/мин, показывают, что к этому времени вследствие образования локальной подсушенной зоны на верхней части крыши перегрузка варисторов по напряжению в этой части колонки достигла в среднем 30%. В результате за счет увеличения потери в варисторах, расположенных в районе подсушенной зоны, температура контрольного варистора возросла с $+11^\circ\text{C}$ в начале осадков (кривая 2') до $+38^\circ\text{C}$.

В дальнейшем за час работы макета под дождем температура верхнего контрольного вари-

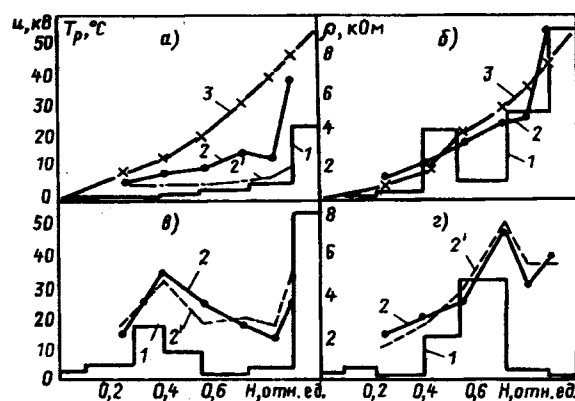


Рис. 1. Типичные графики распределения поверхностного сопротивления (1), температуры варисторов (2) и напряжения (3) по высоте ОПН при естественных увлажнениях: а, б — $J=0,1\div 0,2$ мм/мин; $t_H=70$ мин (а) и 130 мин (б); в — $J=0,3\div 1,2$ мм/мин; 1 и 2 — $t_H=60$ мин; 2' — $t_H=150$ мин; г — $J=0,3\div 1,2$ мм/мин; 1 и 2 — $t_H=60$ мин; 2' — $t_H=180$ мин

стора увеличилась на 17°C (рис. 1,б). Большему росту температуры этого варистора, очевидно, воспрепятствовал тот факт, что за это время, во-первых, увеличилась ширина подсушенной зоны на верхней части крыши и, во-вторых, на ее средней части образовалась еще одна подсушенная зона. При таких условиях на ОПН, как известно, уменьшается ток через наиболее нагруженные варисторы [1]. Подтверждением сказанному служат графики рис. 1,в,г, иллюстрирующие режим работы макета ОПН во время дождя с $J=0,3\div 1,2$ мм/мин, когда подсушенная зона отделена от верхнего фланца увлажненным слоем или две подсушенные зоны образуются на разных участках крыши. На рассмотренных отрезках времени неравномерность распределения ρ_i была примерно одинаковой, а неравномерность распределения напряжения, определяемая коэффициентами a — максимальное отклонение напряжения (в процентах от приложенного) от равномерного РН вдоль колонки варисторов — и $K_M=\Delta u_{\max}/\Delta u_{\min}$, где Δu_{\max} и Δu_{\min} — напряжение на наиболее и наименее нагруженных варисторах, была примерно равна: 10% (в), 20% (г), 2% (в) и 2,3% (г) соответственно.

Обобщенные результаты испытаний, а также контрольных расчетов РН вдоль ОПН по методике [6] для случаев распределения ρ_i по высоте крыши, соответствующих моменту прекращения осадков, сведены в табл. 1. Хорошее совпадение значений коэффициента $K_u=\Delta u_{\max}/\Delta u$, где Δu — среднее значение напряжения на варисторах, определенного экспериментально (числитель) и расчетным путем (знаменатель), позволяет сделать вывод о правильном подходе к методике исследований режима работы варисторов ОПН. Можно отметить и хорошее совпадение данных по токам через нижний вывод колонки варисторов

и их перегрева с результатами сравнительных испытаний ОПН-110 в камере соленого тумана [5].

Таблица 1

Параметр	Число подсушенных зон			
	1	2	3	4
Частость, %	30	47	17	6
\bar{K}_u	$\frac{1,36}{1,30}$	$\frac{1,22}{1,25}$	$\frac{1,14}{1,17}$	$\frac{1,09}{1,12}$
$I_{p.m}$ (фон), мА	0,2—0,5	0,2—0,5	0,2—0,3	0,2—0,3
$I_{p.m}$ (броски), мА	0,6—2,8	0,4—2,5	0,3—1,6	0,3—0,6
$\Delta T_{p.m}$, °C	12—45	5—44	7—22	2—9
$\Delta T_{p.m}$, °C	26	15	10	6

Из данных табл. 1 следует, что наиболее часто вдоль пути утечки покрышки ОПН-110 образуются одна или две подсушенные зоны.

При этом перегрузка по напряжению варисторов в районе подсушенных зон достигала 20—35%, что может привести к их перегреву в среднем на 15—25°C, а при наиболее тяжелых случаях — до +45°C.

На рис. 2 приведены зависимости показателя неравномерности РН по варисторам, а также их максимального перегрева $\Delta T_{p.m} = T_{p.m} - T_0$ от коэффициента неравномерности увлажнения поверхностного слоя $K_p = \rho_c / \bar{\rho}_m$ на момент прекращения осадков, где ρ_c — удельное поверхностное сопротивление подсушенной зоны, а $\bar{\rho}_m$ — среднее значение удельного поверхностного сопротивления для увлажненных зон. Из рис. 2 видно, что в диапазоне поверхностной проводимости слоя 10—20 мкСм между K_p и перегревом варисторов, а также между K_p и показателями неравномерности РН в ОПН класса 110 кВ существует достаточно тесная связь — значения эмпирического коэффициента корреляции оказались в пределах 0,68—0,73.

С практической точки зрения большой интерес

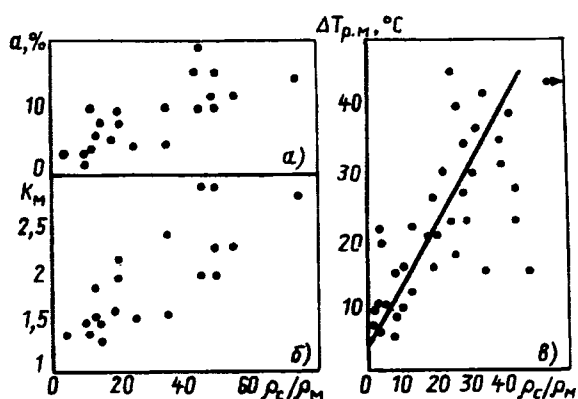


Рис. 2. Графики зависимости показателя неравномерности распределения напряжения (а, б) и максимального перегрева (в) варисторов ОПН от неравномерности распределения удельного сопротивления слоя грязи по высоте покрышки

представляет длительность работы варисторов ОПН в режиме перегрева. На рис. 3 показаны характерные зависимости максимального перегрева варисторов $\Delta T_{p.m}$ от продолжительности осадков, где крестики обозначают время прекращения осадков. Как пример, на рис. 3 штриховой линией показано изменение температуры поверхности покрышки в подсушенных зонах во время осадков с перерывом. Данные рис. 3 указывают на то, что при осадках время их действия на загрязненный ОПН обозначает непрерывный рост температуры варисторов в районе подсушенных зон. В отличие от экспериментов в климатических камерах, когда после достижения максимума не наблюдается заметного изменения температуры варисторов в ОПН [7], в ходе экспериментов в естественных условиях после прекращения осадков варисторов монотонно убывала, что, очевидно, было связано с низкой температурой окружающей среды, действием ветра и расходом тепла варисторов на нагрев тела покрышки. Таким образом, эксперименты в естественных условиях показывают, что для расположенных в районе подсушенных зон варисторов загрязненного РПН можно принимать симметричный график нагрева и охлаждения относительно времени прекращения осадков.

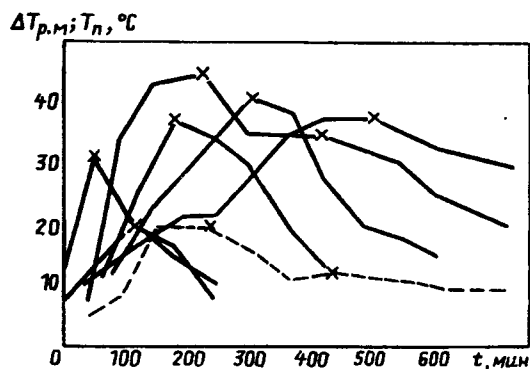


Рис. 3. Зависимость нагрева и охлаждения перегруженных варисторов загрязненного макета ОПН от длительности воздействия естественных осадков

В табл. 2 приведены результаты обработки экспериментальных данных, где для коэффициента перегрузки варисторов по напряжению K_u верхняя граница интервала соответствует времени действия осадков, а нижняя — времени после прекращения осадков.

Таблица 2

Параметр	$T_{p.m}$, °C				
	10—20	20—30	30—40	40—50	50—60
t_i , ч	140	66	40	10	2
Частость	0,5	0,23	0,14	0,04	0,007
K_u	1,1—1,28	1,2—1,3	1,2—1,36	1,28—1,4	1,33—1,4

Из табл. 2 видно, что примерно 50% времени действия осадков на загрязненный ОПН пере-

грузка по напряжению у отдельных варисторов составляет в среднем 20%, а их температура не превышает +20° С.

Используя формулу для расчета срока службы варисторов ОПН [8]

$$\theta = K \exp \frac{M - N_u}{T_p},$$

где $K=(1,5-3,0) \cdot 10^{-5}$; $M=12100$; $N=9200$ и u — отношение амплитуды воздействующего на варистор промышленной частоты к его остающемуся напряжению при токе 100 А, можно показать, что при таком режиме варисторы могут работать длительно — $(50-100) \cdot 10^3$ ч. Это означает, что при оценке срока службы ОПН в условиях эксплуатации в районах с загрязненной атмосферой расчетное время действия осадков в год можно уменьшить в два раза.

При неблагоприятных случаях увлажнения поверхностного слоя (вероятность менее 4%) у отдельных варисторов может создаваться режим, при котором $K_u=1,3 \div 1,4$ и $T_{p.m}=40 \div 60^\circ\text{C}$, а мощность, выделяющаяся в них, увеличится и составит 0,1–0,6 Вт/см, что меньше критического уровня 1 Вт/см [9].

Однако периодическое увеличение напряжения на варисторах и их перегрев безусловно повлияют на срок службы этих варисторов. Поэтому большое значение имеют разработки по оптимизации конструкции ОПН для работы в условиях загрязнения.

Выводы

1. При осадках на загрязненной поверхности покрышки ОПН-110 наиболее часто (около 80% случаев) будет образовываться одна или две подсушенные зоны в районе верхнего блока варисторов, что может обусловить их временную перегрузку по напряжению до 35% и перегрев по

отношению к температуре окружающей среды до 45°С.

2. Примерно 50% времени действия осадков в год перегрузка по напряжению отдельных варисторов загрязненного ОПН составляет в среднем 20%, а их температура при этом не превышает +20°С.

3. Для расположенных в районе подсушенных зон варисторов ОПН можно принимать симметричный график нагрева и охлаждения относительно времени прекращения осадков.

Список литературы

1. Оптимизация конструкции нелинейных ограничителей перенапряжений для работы в районах с повышенным загрязнением атмосферы / Г.Н. Александров, В.Е. Кизеветтер, В.Ф. Рыбаков, Г.А. Гусейнов // Электротехника. 1988. № 3.
2. Кизеветтер В.Е., Сергеев А.С., Фирсов А.В. Расчет распределения напряжения и тока по элементам ограничителя перенапряжений при загрязнении и увлажнении его покрышки // Электротехника. 1987. № 3.
3. Стендовые исследования теплового режима нелинейных резисторов ОПН-110 / В.И. Исламова, С. Султанов, А.К. Юлдашев, А.С. Кудратиллаев // Электротехника. 1993. № 5.
4. Богданов О.В., Овсянников А.Г. Распределение напряжения вдоль гирлянды изоляторов линии сверхвысокого напряжения // Электричество. 1988. № 3.
5. Гарасим С.И., Иванов В.В., Якобсон А.В. Сравнительные испытания ограничителей перенапряжений с разной длиной пути тока утечки внешней изоляции в условиях загрязнения и увлажнения // Эффективность и надежность нелинейных ограничителей перенапряжений // Сб. науч. тр. НИИПТ, 1987.
6. Кудратиллаев А.С., Султанов С., Лысков Ю.И. Исследование распределения напряжения по разрядникам РВМК-750 // Электрические станции. 1981. № 10.
7. Распределение напряжения и эксплуатационные характеристики ограничителей перенапряжений в условиях загрязнения / Майер, Рудольф, Шмидт, Ханцикер // Перенапряжения и координация изоляции (СИПРЭ-86). М.: Энергоатомиздат, 1988, с. 104–113.
8. Тиходеев Н.Н., Шур С.С. Изоляция электрических сетей (методика выбора, статистической координации и приведения к норме). Л.: Энергия, 1979.
9. Демьяненко К.Б., Сергеев А.С. Исследование стабильности высоконелинейных оксидно-цинковых резисторов при воздействии длительно приложенного напряжения промышленной частоты // Электротехника. 1984. № 9.

ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

Вакуумные электропечи с экранной теплоизоляцией

Мармер Э.Н., канд. техн. наук

НПФ «Термовак» АО «ВНИИЭТО»

Вакуумные электропечи с экранной теплоизоляцией широко используются в различных отраслях промышленности и при физико-химических исследованиях свойств металлов и сплавов.

Основные преимущества печей с экранной теплоизоляцией заключаются в малой инерционно-

сти процессов нагрева, сравнительной легкости обезгаживания, ускоренном охлаждении. Это оборудование является экологически чистым.

Ориентировочные режимы нагрева некоторых материалов в печах с экранной теплоизоляцией и области их применения приведены в табл. 1.

Технологические процессы и материалы		Область применения изделий	Параметры нагрева	
			Температура, °С	Давление остаточных газов, Па
Спекание	Ti, Zr, Hf и сплавы на их основе	Авиакосмическая промышленность	900—1300	10^{-2} — 10^{-3}
	Nb, Ta и сплавы на их основе	Ядерная техника, радиотехническая промышленность	1800—2200	10^{-2} — 10^{-5}
	Mo, W и сплавы на их основе	Авиакосмическая и электротехническая отрасли, заготовки для металлургического передела	1900—2500	10^{-2} — 10^{-3}
	Магнитные материалы систем ЮНДК, Nd—Fe—B, SmCo ₅ и др.	Электротехническая и радиоэлектронная отрасли; товары народного потребления	1000—1300	10^{-2} — 10^{-3}
	Оксидная керамика на основе Al ₂ O ₃ , ZrO ₂ , BeO	Электротехническая, радиоэлектронная, металлургическая отрасли, ядерная техника	1600—2300	10^{-1} — 10^{-2} и Ar — 10^{-5}
Термическая обработка	Пермаллой различных составов	Электротехническая и радиоэлектронная отрасли	900—1300	10^{-1} — 10^{-2}
	Титановые сплавы (отжиг, нагрев под закалку, обезгаживание)	Авиакосмическая отрасль	1000—1300	10^{-1} — 10^{-3}
	Изделия из Nb, Ta и их сплавов (обезгаживание)	Элементы систем управления в ядерной технике и радиоэлектронной отрасли	1800—2200	10^{-5} — 10^{-6} (безмасляная среда)
	Лейкосапфир	Авиакосмическая, электротехническая, металлургическая отрасли	1700—1900	10^{-1} — 10^{-2}
	Фианиты различной цветовой гаммы	Товары народного потребления	1100—1800	10^{-1} — 10^{-2}
	Дистилляция иттрия, скандия, европия и др.	Металлургия особо чистых металлов	1700—2200	10^{-2} — 10^{-3}

Тепловые потери в вакуумных печах с экранной теплоизоляцией складываются из потерь излучением (через экраны, зазоры вокруг токоподводов и термопарных вводов, отверстия для смотровых окон, на стыках конструкций экранов) и теплопроводностью (через токоподводы, подставки, подвески, подины, конструктивные элементы, крепящие и дистанцирующие экраны друг от друга, а также при заполнении вакуумных

печей нейтральными газами следует учитывать их теплопроводность и конвективные потоки в газах).

Влияние каждого из перечисленных факторов теоретически рассчитать весьма сложно. Приведенное нами экспериментальное определение тепловых потерь наиболее распространенных отечественных печей, разработанных фирмой «Термовак», показало, что они могут быть описаны урав-

Таблица 2

Тип печи	Модель печи	Температурный интервал, °C	Среда в печи и ее давление	Коэффициенты	
				a	n
Н	СНВЭ-1.3.1/16И4	1200—1600	Вакуум, 10^{-2} Па	$1 \cdot 10^{-11}$	3,76
		1000—1600	Аргон, 0,1 МПа	$1,15 \cdot 10^{-9}$	3,16
	СНВЭ-1.3.1/20И2	1200—2000	Вакуум, 10^{-2} Па	$3 \cdot 10^{-10}$	3,24
		1200—1600	Гелий, 0,1 МПа	$4,3 \cdot 10^{-10}$	3,27
	СНВЭ-2.4.2/16И1	1200—1600	Вакуум, 10^{-2} Па	$5,2 \cdot 10^{-12}$	3,85
		1200—1600	Аргон, 0,1 МПа	$6,5 \cdot 10^{-10}$	3,24
Ш	СПВЭ-1.2.5/25И2	1200—2500	Вакуум, 10^{-2} Па	$1,017 \cdot 10^{-14}$	4,5
Г	СГВ-2.4-2/15И2	1100—1500	Вакуум, 10^{-2} Па	$2,5 \cdot 10^{-11}$	3,63
		600—1300	Гелий, 10^{-1} МПа	$6,4 \cdot 10^{-10}$	3,26
	СГН-2.4-2/13И2	1000—1300	Водород, 0,1 МПа	$1,35 \cdot 10^{-9}$	3,17

Примечания: Н — камерные, Ш — шахтные, Г — двухколпаковые печи.

Модель печи	Среда и давление	Мощность потерь, кВт, при температурах, °С							
		1000	1200	1300	1400	1600	1800	2000	2500
СНВЭ-1.3.1/16И4	Вакуум, 10 ⁻² Па	4,6	8,3	—	14,8	20,5	—	—	—
	Аргон, 0,1 МПа	8,2	11,9	—	18	25,9	—	—	—
СНВЭ-1.3.1/20И2	Вакуум, 10 ⁻² Па	3,4	5,5	—	8,3	11,6	16,5	22,6	—
	Гелий, 0,1 МПа	6,4	10	—	15,5	22,3	—	—	—
СНВЭ-2.4.2/16И1	Вакуум, 10 ⁻² Па	4,5	8,3	—	13,5	21	—	—	—
	Аргон, 0,1 МПа	8,2	12	—	18	26,1	—	—	—
СГВ-2.4-2/15И2	Вакуум, 10 ⁻² Па	4,8	8,1	10	12,6	15,7**	—	—	—
	Гелий, 0,1 МПа	8,5	13,5	16	19,5	23,4**	—	—	—
СГН-2.4-2/13И2	Вакуум, 1 Па	5,25*	6,75	8,6	—	—	—	—	—
	Гелий, 0,1 МПа	9,33*	11,8	14,3	—	—	—	—	—
	Водород, 0,1 МПа	12,3*	15,5	18,7	—	—	—	—	—
СШВЭ-1.2,5/25И2	Вакуум, 10 ⁻² Па	—	2	2,75	3,5	5,7	8,5	12,6	28,2

* При 1100°С.

** При 1500°С.

нениями вида

$$Q = aT^n,$$

где Q — тепловые потери печей в установившемся режиме; T — абсолютная температура рабочей зоны печей; a и n — коэффициенты (табл. 2).

Подсчитанные по этим уравнениям мощности потерь печей с экранной теплоизоляцией в вакууме и в некоторых газах приведены в табл. 3.

Полученные данные показывают, что мощность потерь в газовых средах за счет теплопроводности газов и конвективных составляющих выше, чем в вакууме. При этом различия в мощности потерь зависят от конструкции печи и рода газа, как это видно из табл. 3.

Следовательно, если технологический процесс допускает использование как вакуума, так и газовых сред, нагрев в вакууме является наиболее экономичным по сравнению с нагревом в аргоне, азоте, гелии, водороде.

Производительность печей определяется временем общего цикла технологического процесса. Обычно скорость нагрева, длительность выдержки, иногда скорость охлаждения в определенных интервалах температур регламентируются требова-

ниями технологического процесса. Длительность нерегламентированного охлаждения печей до температуры выгрузки существенно влияет на производительность печи. Отсутствие экспериментальных данных не позволяло оценить производительность печи, что зачастую приводило к неправильному выбору типа и количества печей при разработке проектов цехов и участков, где используются вакуумные печи с экранной теплоизоляцией.

В табл. 4 и 5 приведены некоторые экспериментальные данные о длительности охлаждения печей до температур от 100 до 250°С.

Таблица 4

Среда охлаждения	Материал садки и ее масса	Длительность охлаждения, ч, до температур, °С			
		100	150	200	250
Вакуум, 10 ⁻² Па	Без садки	4,38	2,17	1,83	1,38
Гелий, 130 Па	Без садки	2,25	1,52	1,22	0,93
Гелий, 1300 Па	Без садки	1,25	0,9	0,77	0,67
Вакуум, 10 ⁻² Па	Молибден, 10 кг	18,3	9,83	6	4,2
Вакуум, 10 ⁻² Па	Молибден, 16 кг	59	27,5	14,5	9

Модель печи и среда охлаждения	Материал садки	Масса садки, кг	Температура начала охлаждения, °С	Время охлаждения, ч, до температур, °С			
				100	150	200	250
СНВЭ-1.3.1/16ИЗ Вакуум, 10^{-2} Па	—	—	1500	3,33	2,17	1,57	1,2
	Молибден	12	1500	10,8	7,83	6,12	4,67
	Ст-3	5	1100	8	5,83	4,3	3,25
	Ст-3	10	1100	13,3	10,8	8,33	6,83
	Ст-3	15	1100	16,7	13	10,67	8,33
Азот, 0,1 МПа	—	—	1500	0,75	0,6	0,5	0,42
СНВЭ-2.4.2/16И1 Вакуум, 10^{-2} Па	—	—	1600	3,1	2,37	1,97	1,59
	—	—	1600	1,38	1,1	0,92	0,72
	Ti	4,37	930	4	2,7	2	1,59

Температура выгрузки изделий из печи определяется технологическим процессом; однако для печей с экранной теплоизоляцией из тугоплавких металлов она должна быть ниже температуры начала окисления молибдена и вольфрама на воздухе — ниже 250 °С. С другой стороны, чем выше температура выгрузки, тем меньше длительность охлаждения. Например, длительность охлаждения до температуры 100°С в 2—6 раз выше (в зависимости от массы садки), чем при охлаждении до 250°С.

Приведенная длительность охлаждения печей с различной массой садки может быть использована и для других материалов, эквивалентного теплосодержания.

В табл. 4 приведены экспериментальные данные по охлаждению шахтной печи СНВЭ-1.2,5/25И2. В печи без садки время охлаждения в разреженном гелии при его $p=130$ Па (примерно 1 мм рт. ст.) снижается в 1,5 раза, а при $p=1300$ Па (10 мм рт. ст.) — в 2,1—2,4 раза по сравнению с вакуумом.

В табл. 5 приведены длительности охлаждения камерных печей СНВЭ-1.3.1/16ИЗ и СНВЭ-2.4.2/16И1.

Повышение равномерности температур в объеме рабочего пространства в печах с экранной теплоизоляцией достигается при помощи различных конструктивных решений:

— установкой торцевых нагревателей (печи СНВЭ-1.3.1/20И2, СНВЭ-2.4.2/16И1), подовых и сводовых нагревателей (печи СГВ-2.4-2/15И2, СГН-2.4-2/13И2);

— использованием нагревателей, у которых предусмотрено выделение дополнительной мощности у торцов нагревательного блока.

В процессе эксплуатации равномерность температуры может ухудшаться из-за:

— изменения коэффициентов излучения по

Таблица 6

Тугоплавкие соединения	Температура, °С, для металлов	
	Вольфрам	Молибден
Al ₂ O ₃ (корунд)	1800—1900	1800
Al ₂ O ₃ с 12% SiO ₂	1700—1800	1700
Al ₂ O ₃ с 30% SiO ₂	1500	1500
Al ₂ O ₃ с 55% SiO ₂	1400	1400
ZrO ₂ , стабилизатор CaO	1900	1800
BeO	2000	1900
MgO	2000	1600
Углерод, компактный	1200	1100
TiC	2000	1600
ZrC	2200	1900
NbC	1000	1000
TaC	1000	1000
SiC	1200	1200
TiN	2000	2000
ZrN	2100	2000
Si ₃ N ₄	1100	—
AlN	1700	1700
BN	1000	1000
TiB ₂	1800	1300
ZrB ₂	1000	1000
LaB ₆	1800	1000

длине или высоте экранов;

— растрескивания и частичного осыпания экранов после рекристаллизации их и образования химических соединений на поверхностях;

— изменения электросопротивления нагревателя при образовании химических соединений или уноса продуктов взаимодействия с остаточными газами или парами материала садки.

На срок службы элементов из тугоплавких помимо испарения оказывает влияние взаимодействие их с остаточной средой и с парами нагреваемых материалов.

Взаимодействие с остаточными газами под-

Параметр	Модель печи							
	СШВЭ-1.2.5/25ИЗ	СНВЭ-1.3.1/16И4	СНВЭ-1.3.1/20И2	СНВЭ-9/18	СТВ-2.4.2/15И2	СНВЭ-2.4.2/16И1	СЭВ-2.5.5/22Э **	СЭВЭ-3.6/20И1
Мощность номинальная, кВт	25	22	28	30	25	29	270	185
Рабочая температура, °С	2500	1600	2000	1800	1500	1600	2200	2000
Остаточное давление, Па	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}	$6 \cdot 10^{-3}$	10^{-2}	10^{-5}	10^{-3}
Расход охлаждающей воды, м ³ /ч	1,5	0,5	0,8	1,0	1,5	1,5	7	6
Максимальная загрузка, кг	12	15	12	20	20	25	35	300
Размеры рабочего пространства, м:								
длина	—	0,3	0,3	0,4	—	0,4	—	—
ширина или диаметр	0,1	0,1	0,1	0,15	0,2	0,2	0,25	0,3
высота	0,25	0,1	0,1	0,15	0,4	0,2	0,5	0,6
Полезный объем, дм ³	2	3	3	9	12	16	24	42
Габаритные размеры, м:								
длина	1,75	1,65	1,65	1,8	2,21	1,9	5,8	4,6
ширина	1,48	1,45	1,45	1,5	1,8	1,5	4,1	4
высота	1,85	1,85	1,85	1,85	2,3	1,85	5,7	3,2
Масса печи, т	0,8	0,8	0,8	0,9	2,3	0,95	12,4	5,8

* — Двухколпаковая печь.

** — Сверхвысоковакуумная печь с безмасляной системой откачки.

робно рассмотрено в [1], где показано, что перенос металла (W, Mo) осуществляется при средних температурах через их легколетучие окислы, а при высоких — через испарение металлов.

Взаимодействие тугоплавких металлов с обрабатываемыми материалами должно рассматриваться применительно к конкретным случаям. Например, при рафинировке карбида бора нагреватель из вольфрама диаметром 4 мм вышел из строя через 80 ч при температуре 1600°С. В поперечном сечении прутка явно видны кольцевые слои боридов вольфрама различного состава, что привело к образованию трещин.

Температуры начала взаимодействия при непосредственном контакте молибдена и вольфрама с различными материалами приведены в табл. 6. [1–4].

Таким образом, повышение надежности работы печей с экранной теплоизоляцией зависит от правильной их эксплуатации с учетом возможного взаимодействия элементов печи с нагреваемыми материалами.

Основные технические характеристики печей с экранной теплоизоляцией, разработанных НПФ «Термовак», приведены в табл. 7.

Выводы

1. Приведенные экспериментальные данные

позволяют оценить тепловые потери и производительность печей с экранной теплоизоляцией.

2. Нагрев в вакууме является наиболее экономичным по сравнению с нагревом в различных газах.

3. Для повышения срока службы печей необходимо учитывать возможность взаимодействия нагревателей и экранов с остаточной средой печи и с материалом садки как при контакте, так и через парогазовую фазу.

4. Применение вакуумных печей резко снижает загрязнение окружающей среды, уменьшает уровень пожаро- и взрывоопасности, создает комфортные условия для обслуживающего персонала вследствие отсутствия выделения вредных газов и тепла в атмосферу производственных помещений.

Список литературы

1. Мармер Э.Н., Мурованная С.Г., Васильев Ю.Э. Электронные печи для термовакuumных процессов. М.: Энергоатомиздат, 1991.
2. Физико-химические свойства окислов: Справочник / Под ред. Г.В. Самсонова. М.: Металлургия, 1978.
3. Порошковая металлургия. Материалы, технология, свойства, области применения. Справочник / И.М. Федорченко, И.Н. Францевич, И.Д. Радомысльский и др. Киев: Наукова думка, 1985.
4. Мармер Э.Н., Гурвич О.С., Мальцева Л.Ф. Высокотемпературные материалы. М.: Металлургия, 1967.

Современное состояние и перспективы развития электрических инвалидных колясок

Н.Ф. ВАСИЛЬЕВ, А.Л. ЛОГИНОВ, А.В. БАТАЕВ

В последние годы отмечается бурный всплеск проектирования и разработок электрических инвалидных колясок. Первые такие транспортные средства появились за рубежом в 60—70-е годы. Они создавались для движения по плоскости. Так, типичным представителем этого класса является созданное в 1981 г. в Великобритании электрокресло, которое имело электрический привод, где в качестве исполнительного органа выступал двигатель постоянного тока (ДПТ) [1]. Питание двигателя осуществлялось от 24 В аккумуляторной батареи (АБ) емкостью 30 А·ч. Управление электрокресла происходило за счет электронного блока, включающего в себя регулятор тока, а задающим органом являлся джойстик.

В табл. 1 представлена информация о числе изобретений и разработок данных транспортных средств за последние 10—12 лет, откуда видно, что лидируют Россия, ФРГ, США. Следует отметить, что в России все изобретения и проекты не были реализованы и производственные образцы не изготавливались. Последние разработки связаны с созданием инвалидной коляски для движения по плоскости с приводом от ДПТ, в качестве источников питания используются 24 В АБ для мотоциклов [2]. Управление осуществляется джойстиком, задающим задание на регулятор тока.

Таблица 1

Год	Рос-сия	США	ФРГ	Япо-ния	Фран-ция	Анг-лия	Поль-ша
1981	—	—	—	—	—	1	—
1984	—	1	2	—	—	—	—
1986	—	1	—	—	—	—	—
1987	—	—	1	—	—	—	—
1988	—	—	1	1	1	—	1
1989	2	—	1	—	—	—	—
1990	2	—	—	—	—	—	—
1991	3	—	—	—	—	—	—
1992	—	1	—	1	—	—	—
Итого	7	3	5	2	1	1	1
Всего	20						

В то же время в других странах налажено серийное производство различных модификаций инвалидных колясок. Среди выпускающих фирм хотелось бы отметить одного из лидеров на мировом

рынке — немецкую компанию «Майра», которая выпускает инвалидные коляски для движения по городу и для загородных прогулок. В табл. 2 приведены технические характеристики одной из моделей, выпускаемых данной фирмой. В середине 80-х годов наметился подход, связанный с возможностью преодоления инвалидными колясками (ИК) разных препятствий, в частности паребриков тротуаров, и, как дальнейшее развитие возможностей ИЕ, преодоления лестничных маршей. В табл. 3 представлены используемые движители для преодоления лестничных маршей, откуда видно, что наиболее предпочтительными в качестве движителя ИК являются гусеницы, а также симбиоз колес и гусениц.

Таблица 2

Батарея	Две приводные батареи каждая 12 В, 60 А·ч (5 ч)
Двигатель	ДПТ ПВ, 24 В, 0,25 кВт
Диапазон мощности	0,2—2,5 кВт
Скорость	0—6 км/ч
Достигаемость	50 км
Управление	Механическое или сервоуправление
Радиус разворота	1,15 м
Шины впереди	54 × 406
Шины сзади	54 × 152
Допускаемая общая масса	200 кг
Преодоление подъема	22%
Тормоза	Четырехкратная система безопасного торможения

Типичным представителем такого класса является созданная в 1992 г. в США ИК (фирма «Quest Technologies» [3]), которая имеет колеса для движения по плоскости, а также гусеничные траки для преодоления лестничных пролетов. В качестве исполнительных органов электропривода используются два двигателя постоянного тока, которые управляются двумя восьмибитовыми микропроцессорами (МП), получающими информацию от сенсорных датчиков. В качестве задающего органа используется джойстик. Питание системы осуществляется от четырех 12 В АБ. ИК способна

Таблица 3

Страна	Двигатель				
	Гусеницы	Колеса и гусеницы	Планетарные колеса	Колеса со штырями	Колеса
Россия	2	2	1	2	—
США	2	1	—	—	—
ФРГ	2	2	—	—	1
Япония	1	1	—	—	—
Франция	1	—	—	—	—
Англия	—	—	—	—	1
Польша	—	—	—	1	—
Итого	8	6	1	3	2
Всего	20				

развивать скорость до 6 км/ч по плоскости и до 0,4 км/ч — по лестничным маршам.

Наряду с изменением ходовой части произошли изменения и в системах управления, совершился переход к микропроцессорным системам управления, которые являются наиболее перспективными на данном этапе. В качестве двигателей, как правило, используются двигатели постоянного тока, число которых не превышает 2 (табл. 4).

Таблица 4

Страна	Один двигатель	Два двигателя
Россия	4	3
США	3	—
ФРГ	3	2
Япония	—	2
Франция	1	—
Англия	1	—
Польша	—	1
Итого	12	8
Всего	20	

На основе изложенного материала можно составить классификацию электрических ИК:

1. По типу привода:

- электрические;
- гидравлические;
- механические.

2. По типу электродвигателя:

- с двигателем постоянного тока;
- с вентильным двигателем.

3. По способу проходимости:

- для плоскости;
- для мягкого грунта;
- для преодоления паребриков;
- для преодоления лестничных маршей.

4. По числу двигателей:

- с одним двигателем на ось;
- с двумя двигателями на ось;
- с четырьмя двигателями на каждое колесо.

5. По способу управления:

- ручное;
- с помощью регуляторов;

— с микропроцессорными системами.

6. По типу двигателей:

- колесные;
- гусеничные;
- колесные с гусеницами;
- с особой формой колеса;
- с особой формой двигателя.

Наиболее перспективным направлением разработок является создание ИК с МП системой управления, способных преодолевать лестничные марши.

Рассмотрим присущие разрабатываемым моделям недостатки. У ИК, которые обладают в качестве двигателей гусеницами, основной недостаток связан с малой скоростью передвижения по плоскости и невысокими энергетическими показателями.

Электротранспортные средства, обладающие колесами и гусеницами, имеют большие массогабаритные показатели, а следовательно, и низкие энергетические характеристики. Существует разработка, которая ведется в ФРГ, связанная с использованием только колес для преодоления лестничных маршей [4] (рис. 1). Кресло имеет

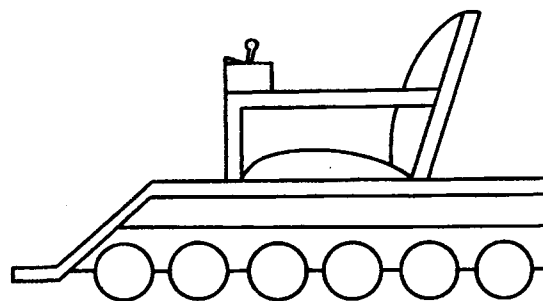


Рис. 1

шесть попарно расположенных приводных колес, равномерно распределенных по длине кресла с малыми промежутками между осями. Три пары колес закреплены жестко, а три остальные используются для осуществления подъема и спуска по лестницам, имея для этого возможность менять свое расположение соответственно вверх или вниз. Недостатками этой конструкции являются большая масса и плохие энергетические показатели.

На рис. 2 представлен внешний вид ИК, обладающей четырьмя колесами и способной преодолевать лестничные марши, которая включает в себя: 1 — несущую раму; 2 — спинку сиденья; 3 — сиденье; 4 — емкость для транспортировки АБ; 5 — систему задания движения; 7 — ведущие передние колеса; 6 — ведущие задние колеса; 8 — передние колеса ограничители; 9 — задние колеса ограничители; 10 — двусторонний амортизатор; 11 — передние движители; 12 — задние движители; 13 — передние водила; 14 — задние водила; 16 — переднюю выдвигную раму;

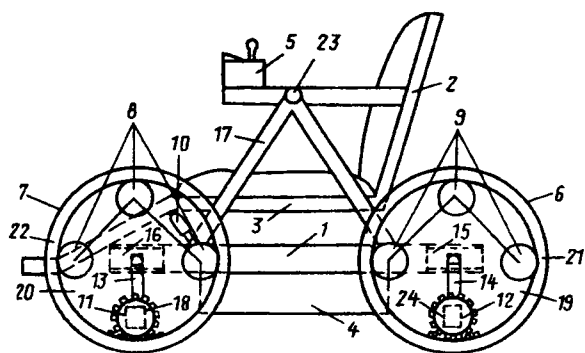


Рис. 2

15 — заднюю выдвижную раму; 17 — раму механизма стабилизации кресла; 18 — передние вентильные двигатели; 24 — задние вентильные двигатели; 20 — передние диски; 19 — задние диски; 22 — передние резиновые покрышки; 21 — задние резиновые покрышки; 23 — шарнир. В табл. 5 представлены технические характеристики этой ИК.

Таблица 5

Батарея	Две батареи каждая 12 В, 55 А·ч
Двигатель	4 вентильных двигателя (24 В, 0,25 кВт)
Скорость	0–5 км/ч по плоскости 0,5 км/ч по лестничным маршам
Полная масса	120 кг
Грузоподъемность	80 кг
Тормоза	Четырехкратная система торможения
Диаметр колес передних и задних, мм	600
Момент на валу мотор-колеса	10 Н·м по плоскости 100 Н·м по лестничным маршам

Идея заключается в том, чтобы использовать в качестве движителей мотор-колеса, которые приводятся в движение вентильными двигателями, находящимися непосредственно внутри мотор-колес. Движение как по плоскости, так и по лестничным маршам осуществляется при приведении в действие всех четырех двигателей.

При наезде на ступеньку находящиеся внутри большого колеса водила начинают подъем по

внутреннему ободу большого колеса, тем самым создавая момент, который дает возможность преодолеть препятствие. Дополнительное усилие создается также задней парой колес, которая в это же время осуществляет аналогичное действие. При этом следует отметить, что преодоление ступеней происходит последовательно, т.е. сначала передняя пара колес преодолевает свою ступеньку, а затем задняя — свою. Устойчивость коляски при подъеме по лестничным маршам достигается за счет возможности расширения базы, т.е. увеличения расстояния между передней и задней осью, которое осуществляется непосредственно перед подъемом. Спуск по лестнице осуществляется за счет торможения водилами скорости ИК. Разворот ИК происходит за счет разбаланса скоростей колес передней оси. Обеспечение полноприводности ИК дает возможность осуществлять разворот с малым радиусом, используя сразу все четыре колеса.

Преимущество данной ИК заключается в том, что, используя традиционную схему механической части, снижаем ее массогабаритные показатели, а следовательно, улучшаем энергетические характеристики. Применяя новый способ движения добиваемся новых возможностей, связанных с преодолением лестничных маршей и повышением маневренности.

Следует отметить, что использование данного способа передвижения приводит к усложнению системы управления, но она может быть реализована на микропроцессорной технике без больших затруднений. Данное автономное полноприводное электротранспортное средство разрабатывается в Санкт-Петербургском Государственном Университете (СПбГТУ).

Список литературы

1. Design-Engineering. Great Britain. 1981. March. Vol. 23. № 9. P. 15–16.
2. Еременко В.Г., Ежов Е.В., Сафронов В.Е. Тезисы доклада международного научно-технического семинара «Электро-механические системы с компьютерным управлением на автотранспортных средствах и в их роботизированном производстве». М., 1993. С. 5–6.
3. Gottshalk M.A. // Design News, N.-Y., 1992. Vol. 48, № 9. P. 94–97.
4. Пат. 3538432 ФРГ. // Изобретения стран мира. 1987. Т. 14. № 4.

Особенности расчета коэффициента покрытия высокочастотных биметаллических проводников

Т.М. ЛАЗИМОВ, канд. техн. наук

Азербайджанский НИИ энергетики

Биметаллические проводники находят широкое применение в современной техносфере, в частности, в кабелях связи и радиочастотных кабелях. Покрытия могут быть предназначены для улучшения как технологических (серебро), так и защитных, антикоррозионных (олово) характеристик токоведущих жил высокочастотных кабелей.

Одним из основных параметров биметаллических проводников является коэффициент покрытия δ , определяемый как отношение вещественных частей комплексных погонных импедансов проводника с покрытием и без него [1]. Адекватные алгоритмы расчета коэффициентов покрытия должны служить объективной основой выбора оптимальной толщины покрытия, т.е. той минимальной толщины, при которой наружный слой биметаллического проводника удовлетворяет своему технологическому или защитному назначению. Однако даже корректные алгоритмы, полученные решением краевых электродинамических задач [1], не являются достаточной гарантией точного расчета коэффициента покрытия в широком диапазоне частот, что связано с вычислительными особенностями используемых специальных функций.

Обозначим через Z , γ , μ и k соответственно погонные импедансы (Ом/м), проводимости (См/м), магнитные проницаемости (Гн/м) и коэффициенты вихревых токов, для круговой частоты ω $k=(\omega\mu\gamma)^{1/2}$, с индексами 1 для основы биметаллического проводника и 2 — для проводника с покрытием. Тогда [1, 2] коэффициент покрытия

$$\delta = \operatorname{Re}(Z_2)/\operatorname{Re}(Z_1); \quad (1)$$

импеданс основы

$$Z_1 = \sqrt{j} \frac{\omega\mu_1}{2\pi k_1 a} \frac{I_0(\sqrt{j} k_1 a)}{I_1(\sqrt{j} k_1 a)}; \quad (2)$$

импеданс проводника с покрытием

$$Z_2 = \sqrt{j} \frac{\omega\mu_2}{2\pi k_2 b} \frac{s_1 + qs_3}{s_2 - qs_4}, \quad (3)$$

где

$$q=(\mu_1\gamma_2/\mu_2\gamma_1)^{1/2} I_0(\sqrt{j} k_1 a)/I_1(\sqrt{j} k_2 a); \quad (4)$$

$$s_1=K_0(\sqrt{j} k_2 a)I_0(\sqrt{j} k_2 b)-I_0(\sqrt{j} k_2 a)K_0(\sqrt{j} k_2 b), \quad (5)$$

$$s_2=I_0(\sqrt{j} k_2 a)K_1(\sqrt{j} k_2 b)+K_0(\sqrt{j} k_2 a)I_1(\sqrt{j} k_2 b); \quad (6)$$

$$s_3=K_1(\sqrt{j} k_2 a)I_0(\sqrt{j} k_2 b)+I_1(\sqrt{j} k_2 a)K_0(\sqrt{j} k_2 b); \quad (7)$$

$$s_4=I_1(\sqrt{j} k_2 a)K_1(\sqrt{j} k_2 b)-K_1(\sqrt{j} k_2 a)I_1(\sqrt{j} k_2 b). \quad (8)$$

В формулах (2)—(8) a и b — радиусы основы и проводника с покрытием; I_0 и I_1 — функции Бесселя мнимого аргумента (или модифицированные функции Бесселя первого рода) нулевого и первого порядков; K_0 и K_1 — функции Макдональда (или модифицированные функции Бесселя второго рода) нулевого и первого порядков.

Анализ выражений (1)—(8) показывает:

1. Математический основой расчета коэффициента покрытия является аппарат модифицированных функций Бесселя от комплексного аргумента. Поэтому точные значения δ могли бы быть в принципе получены использованием табличных значений I_0 , I_1 , K_0 , K_1 в комплексной области с соответствующей интерполяцией по двум переменным для промежуточных значений аргумента. Однако анализ обширной библиографии [3, 4] по специальным функциям показывает, что используемые в (2)—(8) функции не табулированы в комплексной области. Кроме того, непосредственный расчет специальных функций при вычислении коэффициента покрытия имеет безусловное преимущество перед использованием таблиц при определении частотных характеристик биметаллических проводников в широком диапазоне частот, т.е. при расчете δ в большом количестве точек. Переход к вещественному аргументу осуществлен в [1, 2] произвольно, благодаря использованию высокочастотной и низкочастотной асимптотик выражения (1). При этом области использования указанных асимптотических формул [2], обеспечивающих относительную погрешность не более 5%, весьма ограничены и не охватывают интервал аргументов функций Бесселя (1,5; 10,0). Расширение же границы применимости низкочастотной асимптотики в [2] достигается лишь наложением дополнительных ограничений на радиус основы при различных частотах.

2. Непосредственный расчет коэффициента покрытия в области аргументов (1,5; 10,0) по точным формулам (1)—(8) целесообразен лишь с использованием ЦВМ. Основная сложность при

этом заключается в необходимости применения большого количества членов рядов, аппроксимирующих функции I_0, I_1, K_0, K_1 [3, 4] при модулях аргументов, приближающихся к 10 и большим 10, и, вследствие этого, принципиальной возможности превышения предельного разряда используемых чисел.

3. Вычисление разностей s_1 и s_4 в приведенных формулах должно производиться с высокой степенью точности, поскольку произведения функций одного ряда одного порядка при весьма малом различии радиусов проводника и его основы априори близки друг к другу.

Таким образом, расчет δ по точным формулам (1)–(8) является достаточно сложной вычислительной задачей, что отмечено также в [2].

Для устранения указанных сложностей нами предложены некоторые усовершенствования расчетной методики [1].

Использование аппарата функций Кельвина. Помимо функций Бесселя от мнимого аргумента и Макдональда в класс модифицированных бесселевых функций входят также функции Кельвина [3]. Функции Кельвина нулевого порядка $\text{ber}, \text{bei}, \text{her}, \text{hei}$ и их первые производные однозначно связаны с соответствующими модифицированными бесселевыми функциями первого и второго родов. Полагая аргумент функций Кельвина равным u (соответствует произведениям коэффициентов вихревых токов на радиусы в приведенных формулах), получаем:

$$\text{ber}(u) + j \text{bei}(u) = I_0(\sqrt{j} u); \quad (9)$$

$$\text{ber}'(u) + j \text{bei}'(u) = \sqrt{j} I_1(\sqrt{j} u); \quad (10)$$

$$\text{hei}(u) - j \text{her}(u) = -\frac{2}{\pi} K_0(\sqrt{j} u); \quad (11)$$

$$\text{hei}'(u) - j \text{her}'(u) = -\sqrt{j} \frac{2}{\pi} K_1(\sqrt{j} u). \quad (12)$$

Главная положительная особенность использования функций Кельвина заключается в переходе от комплексных аргументов в формулах (2)–(8) к вещественным аргументам u . Это позволяет:

использовать для расчета коэффициента покрытия подробные таблицы функций Кельвина от вещественного аргумента [5] с соответствующей интерполяцией при его промежуточных значениях (как уже отмечалось, использование табличных значений специальных функций при реализации алгоритма (1)–(8) целесообразно лишь для расчета δ в ограниченном количестве точек, например, при проверочных или оценочных расчетах);

легко выделить в (2), (3) и (1) вещественные части погонных импедансов основы и проводника

с покрытием, это позволяет использовать для расчета δ ЦВМ с любыми типами компиляторов, без ограничений на использование комплексной алгебры;

при прочих равных условиях повысить точность вычисления δ , поскольку вычисление компонент [левые части формул (9)–(12)] комплексных функций в правых частях (9)–(12) производится непосредственно, а не разделением вещественных и мнимых частей. Последнее особенно важно для вычисления s_1 и s_4 в формулах (5)–(8).

Расчет функций Кельвина также обладает рядом особенностей. Известно, что при больших аргументах функций Кельвина могут быть вычислены с помощью асимптотических разложений и во всем диапазоне аргументов — использованием степенных аппроксимаций [3]. Точность асимптотических формул увеличивается с ростом аргумента. Для обеспечения достаточной точности при относительно низких значениях аргумента (порядка 10) необходимо применять асимптотические разложения высоких приближений, что существенно затрудняет расчеты частотных характеристик. Таким образом, наиболее предпочтительно использование степенных аппроксимаций функций Кельвина. Как было установлено в [6], порядковый номер члена аппроксимирующего степенного ряда, начиная с которого ряд приобретает лейбницевский тип, зависит от аргумента: при достаточно больших аргументах обеспечение высокой точности может потребовать вычисления частичной суммы ряда с членами высоких порядков, которые могут в принципе превышать предельные разряды используемых чисел на ЦВМ. Например, уже для $u=30$ (что соответствует частоте порядка 1 МГц для медного провода диаметром 2 мм) убывание общих членов рядов, аппроксимирующих функции ber и bei , начинается с седьмого и шестого членов ряда [6], что для достижения удовлетворительной точности требует вычисления частичных сумм до девятого-восьмого членов, а значит — и оперирования величинами порядка 10^{28} – 10^{32} . Для предотвращения этого предлагается следующий алгоритм расчета функций Кельвина как частичных сумм аппроксимирующих степенных рядов.

Известные степенные аппроксимации функций Кельвина ber и bei имеют вид [4]:

$$\text{ber}(u) = \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m u^{4m} / 2^{4m} [(2m)!]^2; \quad (13)$$

$$\text{bei}(u) = \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m u^{4m+2} / 2^{4m+2} [(2m+1)!]^2. \quad (14)$$

Обозначая общие члены соответствующих рядов через s , получаем:

$$|c_{m+1}| = |c_m| (u/2)^4 (2m+1)^{-2} (2m+2)^{-2} \quad (15)$$

для функции $\text{ber}(u)$ и

$$|c_{m+1}| = |c_m| (u/2)^4 (2m+2)^{-2} (2m+3)^{-2} \quad (16)$$

для функции $\text{bei}(u)$.

Тогда значения функций $\text{ber}(u)$ и $\text{bei}(u)$, определяемые как частичные суммы рядов (13) и (14) при соответствующих нулевых членах I и $(u/2)^2$, равны

$$\text{ber}(u) \approx 1 + (u/2)^4 \sum_{m=1}^p c_{m-1} (2m+1)^{-2} (2m+2)^{-2}; \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \text{bei}(u) \approx & (u/2)^2 [1 + (u/2)^4 \times \\ & \times \sum_{m=1}^p c_{m-1} (2m+2)^{-2} (2m+3)^{-2}] \quad (18) \end{aligned}$$

(обоснование выбора численного значения p приведено ниже).

При расчете функций Кельвина по формулам (17), (18) во всем практически важном диапазоне частот удастся избежать оперирования числами высокого порядка за счет использования быстро спадающего множителя, конкурирующего с возрастающим степенным, при вычислении каждого общего члена рядов и, соответственно, каждой последовательной частичной суммы.

Частичные суммы, последовательно получаемые в (17), (18), могут быть использованы при расчете степенных аппроксимаций функций her и hei [4].

Все сказанное о вычислении функций Кельвина может быть отнесено в равной степени и к вычислению их первых производных. Известный метод расчета функций ber и bei и их первых производных [7] не позволяет, в отличие от предлагаемого в настоящей статье, вычислять частичные суммы, необходимые для определения функций her , hei , her' , hei' , также входящих в (9)–(12) и через них — в (1)–(8).

При непосредственном использовании алгоритма (1)–(8) вычисления коэффициента покрытия биметаллических проводников следует иметь в виду, что он может быть напрямую реализован лишь на ЦВМ с компиляторами, работающими с комплексными величинами. Однако и при этом существуют сложности, аналогичные описанным, поскольку степенные аппроксимации комплексных функций Бесселя I_0 , I_1 и Макдональда K_0 , K_1 , так же как и функции Кельвина ber , bei и her , hei , соответственно содержат произведения конкурирующих между собой сомножителей — возрастающего по степеням комплексного аргумента и убывающего факториального. Из [3] и рассуждений, аналогичных приведенным, можно получить

$$|c_{m+1}| = |c_m| (u/2)^2 (m+1)^{-2} \quad (19)$$

для функции $I_0(u)$ и

$$|c_{m+1}| = |c_m| (u/2)^2 (m+1)^{-1} (m+2)^{-1} \quad (20)$$

для функции $I_1(u)$. Здесь u — модуль комплексного аргумента.

Степенные аппроксимации функций Макдональда в структурном отношении аналогичны степенным аппроксимациям функций her и hei [3]. Поэтому частичные суммы, полученные из (19) и (20) по аналогии с (17) и (18), могут быть использованы для расчета функций K_0 и K_1 от комплексного аргумента.

В заключение приведем формулы, связывающие начальный индекс ряда лейбницевского типа n для степенных аппроксимаций используемых при расчете коэффициента покрытия δ специальных функций и их первых производных, полученные из условия $|c_{m+1}| = |c_m|$ с округлением до ближайшего большего целого числа:

$$n = (\sqrt{|u|^2 + 1} - 3)/4 \quad \text{для } \text{ber}(u); \quad (21)$$

$$n = (\sqrt{|u|^2 + 1} - 5)/4 \quad \text{для } \text{bei}(u); \quad (22)$$

$$n = |u|/2 - 1 \quad \text{для } I_0(u); \quad (23)$$

$$n = (\sqrt{|u|^2 + 1} - 3)/2 \quad \text{для } I_1(u); \quad (24)$$

$$|u|^4 = 32n(2n+2)(2n+1)^2 \quad \text{для } \text{ber}'(u); \quad (25)$$

$$|u|^4 = 32n(2n+1)(n+1)^2 \quad \text{для } \text{bei}'(u). \quad (26)$$

Благодаря большой скорости убывания общих членов степенных аппроксимаций при $m \geq n$ высокая точность расчета модифицированных бесселевых функций может быть достигнута уже при $p = n + (2 \div 3)$. Для расчета s_1 и s_4 в формулах (3)–(18) целесообразно использовать еще большее число членов рядов, например, $p = n + (4 \div 5)$. Отметим, что вычисления частичных сумм даже до больших индексов общего члена целесообразнее, чем применение асимптотических формул.

Изложенная методика позволяет опосредованно облегчить также расчет функций her , hei , K_0 , K_1 , her' , hei' .

Выводы

1. Проанализировав особенности расчета коэффициента покрытия высокочастотных биметаллических проводников, обусловленные свойствами используемых специальных функций и предложены усовершенствования известных методов его

вычисления, основанные на применении функций Кельвина и их первых производных.

2. Получены формулы, связывающие аргументы используемых специальных функций с индексом общего члена их степенных аппроксимаций, начиная с которого ряд приобретает лейбницевский тип.

Список литературы

1. Ефимов И.Е., Останькович Г.А. Радиочастотные линии передачи. М.: Связь, 1977.

2. Данцер А.А., Хренков Н.Н. Уточнение коэффициента покрытия высокочастотных биметаллических проводников // Электричество. 1988. № 4. С. 81—84.

3. Янке Е., Эиде Ф., Леш Ф. Специальные функции. М.: Наука, 1977.

4. Абрамович М., Стиган И. Справочник по специальным функциям. М.: Наука, 1979.

5. Носова Л.Н. Таблицы функций Томсона и их первых производных. М.: Изд-во АН СССР, 1960.

6. Лазимов Т.М. Об аппроксимации функций Кельвина и их первых производных при численном исследовании поверхностного эффекта // Изв. вузов. Энергетика. 1991. № 6. С. 57—60.

7. Burgoune F.D. Approximations of Kelvin Functions // Mathematics of Computation. 1963. Vol. 17, 80.

Диагностика электрооборудования линий передач и подстанций с применением приборов термовидения

С.В. КРЫЛОВ, Л.В. ТИМАШОВА

ВНИИЭ

За рубежом в настоящее время для проведения дистанционной диагностики электрооборудования ВЛ и подстанций применяется несколько наиболее современных термовизионных систем, характеристики которых приведены в табл. 1. Голландская фирма КЕМА, широко известная в области электроэнергетики работами по сертификационным испытаниям электрооборудования, рекомендует для проведения термовизионной диагностики системы Термовизион-470 и Лэнд Циклопс, модель 35. Из этих систем в России имеются комплекты приборов системы Термовизион-470 и есть положительный опыт применения ее для дистанционной диагностики под напряжением электрооборудования ВЛ и подстанций.

Термовизионная система Лэнд Циклопс Т1 35 привлекает компактностью, имеет запоминающее устройство для 27 изображений. Система ком-

плектуется короткофокусным и телеобъективами, что позволяет обследовать как малоразмерные, так и крупногабаритные объекты. Записанное камерой изображение может быть дополнительно обработано с помощью ПЭВМ и позволяет получить как горизонтальный, так и вертикальный термопрофили объекта и выполнить графическую обработку информации.

Используя термовизионные системы для проведения дистанционной диагностики действующего и находящегося под напряжением электрооборудования, мы получаем «тепловой образ» электрооборудования и картину распределения тепловых полей по его частям и отдельным узлам. При этом наиболее четкую информацию мы получаем о состоянии открытых контактов, нагруженных токовыми нагрузками. Современные термовизионные системы позволяют точно и без-

Таблица 1

Наименование	Детектор инфракрасного излучения	Спектральная характеристика, мкм	Охлаждение	Масса камеры, кг	Устройство накопления и хранения информации
Флир Систем Инфрарэд, модель 325 (США)	Ртутно-кадмиево-теллуриевый	3—5	Термоэлектрическое	—	—
Инфраметрикс, модель 760 (США)	—"	8—12	Комбинированное	—	Гибкие диски, видеоманитофон
Термовизион-470 (Швеция)	—"	2—5	Термоэлектрическое	6,1 (без аккумулятора)	—"
Лэнд Циклопс, модель СМ 35 (Англия)	—"	3,5—5	—"	6,1 (включая аккумулятор)	Встроенное запоминающее устройство, видеоманитофон
Амбер Фокал Плезин Эррей (Япония)	—	2—5	Комбинированное	—	—

ошибочно выявить открытые контакты, подверженные перегреву, и с погрешностью в 1–2°C определить степень их нагрева. В связи с этим направление термовизионной диагностики электрических контактов шин подстанций, оборудования электрических шкафов, доступное обзору при открытых дверцах, и диагностика электрических соединений элементов на печатных платах и электрических приборов при вскрытых панелях получило наибольшее распространение. Методики обследований объектов существенно упрощаются и усовершенствуются за счет повышения качества термовизионных систем, дополняемых эффективными устройствами для накопления, хранения и обработки информации. Современные термовизионные системы позволяют не только точно выявить наиболее нагретые точки на электрооборудовании, но и оперативно считать эту информацию с изображения в цифровом виде, а также дают возможность путем многократного варьирования на ЭВМ способа обработки изображения получить данные о распределениях тепловых полей в заданных интервалах температур, получать в цифровом виде данные о температурах в любой точке изображения и обрабатывать распределения тепловых полей в виде плоских графиков по сечениям или в виде трехмерных объемных графических изображений.

Следует отметить, что даже для диагностики открытых контактов с прямым наблюдением картины распределения на них тепловых полей существует проблема температурных критериев, на основе которых служба эксплуатации принимает решение о необходимых видах ремонтных работ по устранению опасных перегревов электрических контактов и о срочности проведения таких работ.

Для диагностики сложных видов высоковольтного электрооборудования (разъединителей, выключателей, трансформаторов и др.) эта проблема еще более усложняется. Для примера можно сопоставить подходы специалистов разных стран, эксплуатирующих и диагностирующих электрооборудование с применением термовизионной диагностики (табл. 2).

Таблица 2

Виды обслуживания и ремонта электрооборудования	Температура перегрева элементов электрооборудования, °C		
	[1]	[2]	[3]
Периодическая проверка	До 5	—	До 5
Плановый ремонт	До 35	До 20	—
Специальное наблюдение	—	До 50	До 30
Срочный ремонт	Свыше 35	Свыше 50	Свыше 30

и подстанций высокого напряжения с использованием термовизионных систем открывают возможность дистанционной диагностики состояния изоляции по уровню загрязнений и с целью выявления нулевых фарфоровых изоляторов в гирляндах, трещин в фарфоровых изоляторах электрооборудования подстанций. Картина распределения температурных полей на загрязненных изоляторах зависит от токов утечки в слоях загрязнения поверхностей изоляции. Кроме того, методы термовизионной диагностики изоляции позволяют выявить электрические разряды на изоляторах, возникающие вблизи электродов изоляторов и в зазорах линейной арматуры. Такие разряды создают излучения преимущественно в фиолетовой части спектра, но при замыкании дужек на диэлектрик или на электрод возникают температурные перегревы с излучениями в инфракрасной части спектра. Это вторичное излучение от разрядов на электродах изоляторов открывает реальные возможности для разработки эффективных методов термовизионной диагностики изоляции ВЛ и подстанций СВН и УВН.

Выводы

1. Для эффективного проведения термовизионной дистанционной диагностики электрооборудования под напряжением целесообразно приобретать наиболее современные термовизионные системы с полным максимальным комплектом сервисного обеспечения и средств запоминания, хранения и обработки информации, за счет которых при относительно небольших дополнительных затратах многократно увеличивается эффективность проведения диагностических обследований.

2. Уровень и надежность эксплуатации ВЛ и подстанций может быть существенно повышена благодаря разработке более современных методик проведения термовизионных обследований электрооборудования и изоляции и разработки обоснованных критериев, определяющих в зависимости от картины температурных полей электрооборудования и максимальных температур перегрева виды и сроки проведения ревизий и ремонтных работ.

Список литературы

1. Possibilities for use thermovision control methods in energy production «Soviet power Engineering» by the Ralph McElroy Company, Inc. / B.D. Kornitskii, N.A. Gnatyuk, L.D. Buts a.o. 1981. Vol. 10. № 3. P. 470–472.
2. Baird G.S. Economics of thermographic predictive maintenance inspections // Proc. of the SPIE. 1984. Vol. 520. P. 193.
3. Electrical inspection using thermography — AGEMA Infrared System. 1985. Ref. № AR 8504.

Исследования радиопомех от гирлянд изоляторов и арматуры линий электропередач СВН. Методы ограничения помех

С.В. КРЫЛОВ, Л.В. ТИМАШОВА

ВНИИЭ

Общий уровень радиопомех от ВЛ СВН нормируется ГОСТ 22012-82. При этом уровень помех от ВЛ зависит не только от конструкций расщепленных проводов и конструкции ВЛ, но и от конструкций гирлянд изоляторов и линейной арматуры. Стандартом на подвесные тарельчатые изоляторы (ГОСТ 27661-88) нормированы напряжения по уровням радиопомех 86 и 60 дБ на сопротивлении 300 Ом для отдельных тарельчатых изоляторов, используемых в качестве модулей для наборов гирлянд изоляторов для ВЛ СВН разных классов напряжения, представляющих собой гибкие изоляционные конструкции. Электрические параметры гирлянд изоляторов, в особенности характеристики по уровням радиопомех, главным образом зависят от конструкций линейной арматуры, взаимного расположения расщепленного провода и нижних изоляторов гирлянды и от защитной арматуры, монтируемой на гирлянде со стороны как высокого, так и низкого напряжения.

Радиопомехи от арматуры, входящей в состав гирлянд изоляторов, создаются коронным разрядом, возникающим на остриях и выступах линейной арматуры или электрическими разрядами в нестабильных контактах арматуры. В этих случаях ограничение коронного разряда на арматуре может быть обеспечено или за счет более совершенного конструктивного решения деталей и узлов арматуры, или за счет использования защитных экранов различной конструкции.

Особым вопросом является задача ограничения радиопомех, создаваемых электрическими разрядами на изоляторах в гирляндах. Помехи от изоляторов могут создаваться коронными разрядами, вызванными локальным повышением градиентов за счет неровностей на поверхностях металлических электродов изолятора (например, на шапке) или налетами сухих веществ в виде твердых загрязнений или каплями воды. В особых случаях, при наличии дефекта в виде полости в цементной заделке, от изолятора могут возникать радиопомехи, вызываемые электрическими разрядами в этих полостях. Стабильными источниками радиопомех в гирляндах изоляторов ВЛ СВН являются электрические разряды вблизи шапки и стержня изоляторов. Это относится, прежде всего, к изоляторам, находящимся в области сильного электрического поля вблизи расщепленного провода.

Если поверхность изолятора сухая и чистая, то радиопомехи от изолятора вызываются импульсами тока от электрических разрядов на участках изолятора с высокими градиентами. Величина локальных градиентов на изоляторе, а следовательно, и уровни помех зависят от значения напряжения, приложенного к изолятору в гирлянде. Таким образом, уровень радиопомех от гирлянды изоляторов зависит от распределения напряжения по ее элементам.

Эффективным приемом с целью выравнивания распределения напряжения по гирлянде является приближение нижних изоляторов гирлянды к верхним составляющим расщепленного провода и даже «утопление» нижнего изолятора между двумя верхними составляющими [1].

На установке 750 кВ для измерения радиопомех, отвечающей требованиям СИСПР и ГОСТ 26196-84 [2—4], были проведены испытания поддерживающих гирлянд изоляторов, новых конструкций для компактной ВЛ 500 кВ с расщепленными проводами сложной конфигурации. Испытания проводились на *V*-образных двухцепных поддерживающих гирляндах для подвески проводов средней и крайних фаз ВЛ 500 кВ. Цепи *V*-образных гирлянд изоляторов комплектовались на основе изоляторов из закаленного стекла ПС 120 А. Каждая цепь *V*-образной гирлянды, как это предусмотрено проектом, КВЛ 500 кВ, состояла из 30 изоляторов. Первые семь изоляторов ПС 120 А в каждой цепи отделены от верхней ее части монтажным узлом из арматуры (СР-12-16, ПТМ-12-3, VI-12-16 общей длиной 238 мм). Верхняя часть цепи изоляторов состоит из 23 изоляторов.

Перед измерением радиопомех от гирлянд изоляторов были проведены измерения распределения напряжения по цепям изоляторов, которые показали, что наибольшее напряжение в цепях изоляторов приходится на нижний изолятор каждой цепи и лежит в пределах 6,3—8,3% напряжения, приложенного к гирлянде, что соответствует 19,1 и 25,1 кВ при наибольшем рабочем напряжении относительно земли для ВЛ 500 кВ. Указанные значения относятся соответственно к внешней и внутренней цепям изоляторов *V*-образной гирлянды крайних фаз компактной ВЛ 500 кВ. Для цепей изоляторов *V*-образной поддерживающей гирлянды средней фазы наибольшее напряжение на нижнем изоляторе в цепи

достигает 6,6%, что соответствует 20 кВ при наибольшем рабочем напряжении относительно земли для ВЛ 500 кВ.

Для воспроизведения реальных электрических полей V-образной гирлянды и с целью исключения помех от составляющих расщепленного провода диаметр трубы макета был принят равным 34 мм. Концы макета расщепленного провода были экранированы с помощью систем эффективных экранов, позволяющих исключить источники помех.

Испытания для определения уровней радиопомех проводились от макетов расщепленных проводов (крайней и средней фаз) с поддерживающими зажимами и от макетов расщепленных проводов поддерживающей двухцепной гирлянды изоляторов. Результаты измерений приведены на рис. 1 и 2. Испытания показали, что в хорошую погоду при наибольшем рабочем фазном напря-

жении на макете расщепленного провода относительно земли, равном 303 кВ, уровень радиопомех от гирлянды изоляторов не превысил 41 дБ. Для V-образной двухцепной гирлянды изоляторов для подвески проводов крайней фазы компактной ВЛ 500 кВ были проведены несколько серий измерений радиопомех при разных погодных условиях.

Наибольшие радиопомехи от гирлянды изоляторов имеют место во время дождя и достигают в зависимости от интенсивности дождя уровней 46—48 дБ при наибольшем рабочем фазном напряжении 303 кВ. Из данных [5, 6] можно сделать заключение, что приемлемым уровнем ограничения помех от гирлянд изоляторов КВЛ 500 кВ с проводами, расщепленными на шесть составляющих, является уровень 45 дБ.

Массовым видом линейной арматуры для ВЛ СВН с расщепленными проводами фаз являются дистанционные распорки, от которых существенно зависит уровень помех от ВЛ [7]. Конструктивное и компоновочное решение испытательной установки ВНИИЭ для измерений радиопомех позволяет проводить исследования радиопомех от линейной арматуры на натуральных образцах и макетах. Исследования радиопомех от четырехлучевой дистанционной распорки-демпфера.

Проведение измерений радиопомех от линейной арматуры становится возможным при обеспечении низкого уровня собственных (фоновых) помех от испытательной установки.

Для проведения исследований радиопомех от четырехлучевой дистанционной распорки-демпфера на установке был смонтирован макет расщепленного провода из четырех составляющих с использованием дополнительных специальных распорок, имеющих высокий уровень напряжения начала короны. Макет расщепленного провода за середину подвешивался к траверсе портала установки. В таком положении при подаче напряжения на макет проводились измерения уровня радиопомех измерительного тракта (фона) установки. После проведения таких измерений на макете расщепленного провода устанавливалась исследуемая конструкция распорки и проводились измерения радиопомех для получения зависимости уровней радиопомех E_n от приложенного напряжения (рис. 3). Из рис. 3 следует, что фоновые значения помех от тракта установки значительно (до 40 дБ) ниже уровней радиопомех, измеренных от макета расщепленного провода с обследуемой распоркой, что указывает на высокую точность проведенных измерений. При этом следует отметить, что эти измерения проведены на частоте 1 МГц по методике НЕМА (США).

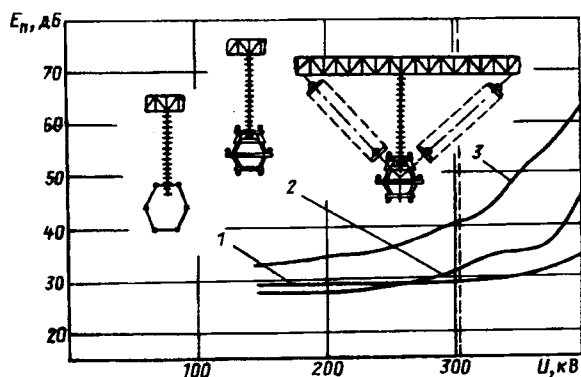


Рис. 1. Зависимости уровней радиопомех E_n от приложенного напряжения U для V-образной гирлянды изоляторов средней фазы компактной ВЛ 500 кВ: 1 — фон установки с макетом расщепленного провода; 2 — то же, но с поддерживающим зажимом; 3 — для V-образной гирлянды изоляторов

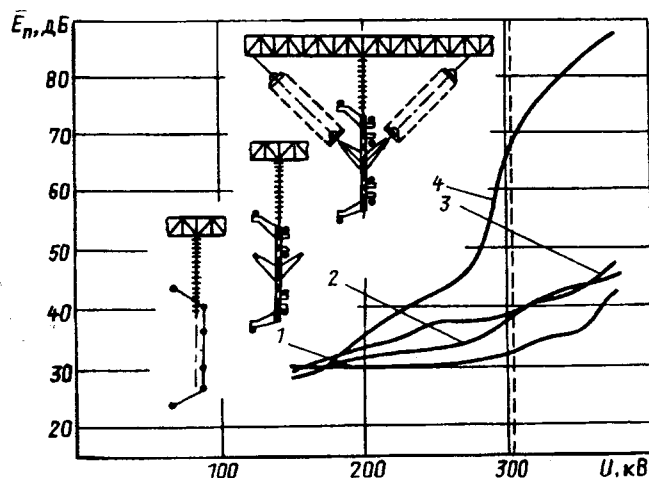


Рис. 2. Зависимости уровней радиопомех E_n от приложенного напряжения U для V-образной гирлянды изоляторов крайней фазы компактной ВЛ 500 кВ: 1 — фон установки с макетом расщепленного провода; 2 — то же, что и 1, но с поддерживающим зажимом; 3 — для V-образной гирлянды изоляторов; 4 — то же, что и 3, но при морозящем дожде

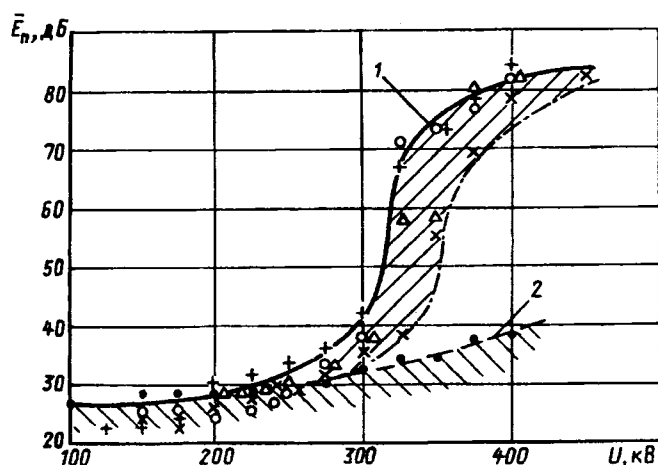


Рис. 3. Зависимость уровней радиопомех \bar{E}_n на частоте 1 МГц от напряжения для четырехлучевой дистанционной распорки (кривая 1) и фон установки (кривая 2)

Выводы

1. Испытательная установка ВНИИЭ позволяет проводить исследования гирлянд изоляторов и линейной арматуры с целью получения данных об уровнях радиопомех, создаваемых конструктивными элементами ВЛ, дает возможность проверить эффективность защитных экранов, при-

меняемых для ограничения радиопомех, а также отработать на макетах изоляционные конструкции и элементы арматуры ВЛ с целью ограничения уровня радиопомех от ВД в целом.

2. Установка позволяет проводить измерения радиопомех как по методике СИСПР, применяемой в европейских странах, так и по методике НЕМА, применяемой в США и ряде других стран.

Список литературы

1. Krylov S.V., Redkov V.P., Smirnov B.I. Structures of insulator strings for transmission lines. // Ses. CIGRE. 1982. R. 22-07.
2. IEC CISPR. PUBLICATION 18-1. Radio interference characteristics of overhead power lines and high-voltage equipment. Part 1: Description of Phenomena. CEI, 1982. Genove, Suisse.
3. IEC CISPR. Publication 18-2. Radio interference characteristics of overhead power lines and high-voltage equipment. Part 2, Method of measurement and procedure for determining limits. CEI 1986. Genove, Suisse.
4. ГОСТ 26196-84. Метод измерения промышленных радиопомех. М.: Изд-во стандартов, 1984.
5. Huston H., Smart T.J. Bundle configuration. // Symposium 22-81 CIGRE. Stockholm, 1981, R. 210-08.
6. Gary C., Riviere D., Parraud R. Radio interference produced by insulator strings: Limit values and string design. // Symposium 22-81 CIGRE. Stockholm, 1981, R. 232-09.
7. Jermendy L., Krylov S.V., Timashova L.V. A study of transmission line Interference caused by spacers // Acta Technica Akad. Sci Hung. 1993. 105(1-2). P. 53-67.

СПРАВОЧНО-ИНФОРМАЦИОННЫЙ РАЗДЕЛ

Перечень статей, депонированных в Информэлектро

6-эт 94	Схема замещения специальной асинхронной машины при переменной частоте / И.П. Копылов, Т.Б. Гайтова, С.Д. Сеницкий. — 5 с.	11-эт 94 02.03.94	Многослойный проводящий шар в однородном квазистационарном электромагнитном поле / П.А. Воронин, А.Л. Степанов, С.В. Степанова. — 35 с.
7-эт 94	Оптимизация геометрических размеров некоторых типов специальных электрических машин / Т.Б. Гайтова, А.В. Косолапов. — 7 с.	12-эт 94 22.03.94	Метод расчета потокоцепления и электромагнитных параметров управляемых реактивных двигателей / В.А. Кузнецов, Ся Бэньчун. — 7 с.
8-эт 94	Характеристики и потери в асинхронной машине с переменными параметрами при частотном управлении / С.Д. Сеницкий, И.П. Копылов, Т.Б. Гайтова. — 7 с.	13-эт 94 24.03.94	О коэффициенте мощности регулируемых электроприводов с неуправляемым трехфазным мостовым выпрямителем и RC фильтром / Э.М. Фролов. — 10 с.
9-эт 94	Вопросы оптимизации параметров некоторых типов специальных электрических машин / А.В. Косолапов, Т.Б. Гайтова. — 5 с.	14-эт 94 08.04.94	Расчет допусков и полей рассеивания показателей качества асинхронных двигателей на персональных ЭВМ / О.О. Муралева. — 10 с.
10-эт 94 25.02.94	Основные соотношения в асинхронной машине с переменными параметрами /		

- 15-эт 94 Исследование влияния дискретности на
12.04.94 работу регуляторов положения системы / С. Надер. — 10 с.
- 16-эт 94 Экспериментальные исследования регуляторов положения на КТЭ-3 / С. Надер. — 14 с.
- 17-эт 94 Формирование качественных показателей органических покрытий на основе терморезистивных смол при термической обработке / Н.А. Цветков. — 9 с.
- 18-эт 94 Построение механических характеристик асинхронных двигателей на основе цифровых динамических моделей / С.П. Гладышев, П.С. Гладышев, А.А. Бакин. — 16 с.
- 19-эт 94 Емкостный датчик положения для шагового линейного электропривода / А.П. Балковой, Т.Х. Мухаметгалеев, Д.Н. Чемерис. — 12 с.
- 20-эт 94 Синтез системы измерения положения дискретного электропривода / А.П. Балковой, Т.Х. Мухаметгалеев. — 11 с.
- 21-эт 94 Исследование режима обратимости электромашиного преобразователя постоянно-переменного тока / Б.В. Сидельников, С.С. Абрамов. — 14 с.
- 22-эт 94 Исследование динамики бесконтактного вентильного двигателя с учетом дискретности изменения структуры управляемого коммутатора / В.Е. Высоцкий, Аль-Саафин Маджид Хасан. — 22 с.
- 23-эт 94 Некоторые технологические особенности изготовления микроэлектродвигателей постоянного тока для бытовой радиоэлектронной аппаратуры / О.С. Семенов. — 24 с.
- 24-эт 94 Исследование динамики электрической дуги, движущейся по расходящимся электродам в поперечном магнитном поле / В.П. Лежепеков, А.М. Смаглиев, Ж.И. Шевченко, И.В. Лежепеков. — 8 с.
- 25-эт 94 Возможные причины поражения линий электропередач сверхвысокого напряжения разрядами молнии / А.Ф. Дьяков, Л.М. Макальский, О.А. Никитин, А.В. Орлов, А.Г. Темников. — 18 с.
- 26-эт 94 Некоторые математические аспекты задачи оценки виброактивности магнитных источников в электрических машинах переменного тока / Ю.И. Сепп. — 60 с.
- 27-эт 94 Моделирование машины постоянного тока как элемента электроэнергетической системы / Б.В. Сидельников, С.С. Абрамов. — 13 с.
- 28-эт 94 Основы теории электромеханических систем / Л.К. Бурулько. — 80 с.
- 31.05.94 Обобщение электрических и теплофизических характеристик аргона / О.Я. Фоменко. — 8 с.
- 29-эт 94 Обобщение электрических и теплофизических характеристик водорода / О.Я. Фоменко. — 7 с.
- 03.06.94 Результаты испытаний трансформатора ТЦ-666000/500 на стойкость при коротком замыкании / А.Ю. Хренников, О.А. Шлегель. — 23 с.
- 30-эт 94 Обработка результатов измерений и диагностика повреждений силовых трансформаторов при динамических испытаниях и в эксплуатации / А.Ю. Хренников, О.А. Шлегель. — 23 с.
- 03.06.94 Математическая модель асинхронного электродвигателя в преобразованном виде / Ю.П. Добробаба, А.Г. Мурлин, В.А. Мурлина, Г.А. Кошкин, Х.А. Ангомас Ариас. — 7 с.
- 31-эт 94 Комплексное сопротивление границы системы прямого контакта Ji/Sb_2S_5
- 06.06.94 Синтез полиинвариантной САР угловой скорости электродвигателя подачи металлорежущего станка / Ю.П. Добробаба, А.В. Мартыненко, В.А. Мурлина. — 6 с.
- 32-эт 94 Анализ влияния вариаций значений момента инерции механизма и жесткости валопровода на динамику полиинвариантной САР угловой скорости электродвигателя подачи металлорежущего станка / В.А. Мурлина. — 8 с.
- 06.06.94 Синтез полиинвариантной САР угловой скорости электродвигателя подачи металлорежущего станка с идеальным валопроводом / Ю.П. Добробаба, Т.А. Лактионова, В.А. Мурлина. — 6 с.
- 33-эт 94 Исследование установившегося режима параметрических колебаний, обусловленных наличием кинематических погрешностей механических передач, в полиинвариантной САР угловой скорости электродвигателя подачи металлорежущего станка / В.А. Мурлина. — 6 с.
- 16.06.94 Аномальные режимы в многофазном асинхронном электроприводе / А.Н. Голубев, П.Н. Лопатин. — 10 с.
- 34-эт 94
- 29.06.94
- 35-эт 94
- 12.07.94
- 36-эт 94
- 12.07.94
- 37-эт 94
- 12.07.94
- 38-эт 94
- 12.07.94
- 39-эт 94
- 12.07.94

Ознакомиться с депонированными работами можно в читальном зале Информэлектро. Там же — заказать ксерокопию работы. Телефон для справок 165-72-38 Русова Наталья Николаевна. Услуги платные.

В Академии электротехнических наук

В июне 1994 г. в Перми состоялось выездное расширенное заседание Бюро отделения «Электромеханика и силовая преобразовательная техника в промышленности» Академии электротехнических наук Российской Федерации. В работе отделения приняли участие руководители Пермского фонда конверсии и крупных предприятий, производящих электротехническую продукцию (АО «Инкар», АО «Пермская приборостроительная компания», АО «Эвестур», АО «Камкабель»), председатели Екатеринбургского, Челябинского, Томского отделений АЭН, Академики и члены-корреспонденты АЭН — профессора и преподаватели Пермского Государственного технического университета, представители областной и городской администраций. Столь представительный состав совещания свидетельствует об актуальности и важности обсуждавшихся проблем..

Значительное внимание было уделено роли АЭН в решении задач, связанных с необходимостью защиты отечественной электротехнической промышленности, конверсией предприятий ВПК региона, созданием специализированного исследовательского центра в рамках программы «Пермский электроинструмент». Все выступавшие отметили важность обсуждавшихся вопросов и высказали уверенность, что одним из основных направлений деятельности Академии должна быть организация законодательной поддержки предприятий, создающих и осваивающих наукоемкую и высокотехнологичную продукцию, конкурентоспособную на внутреннем и внешнем рынке. Большой интерес вызвала идея разработки мероприятий для поддержки талантливых молодых ученых и инженеров-электротехников путем выделения стипендий, организации конкурсов, стажировок и т.п.

Дискуссия разгорелась по вопросу статуса региональных отделений и их взаимодействия с функциональными структурами АЭН.

В заключение первый вице-президент АЭН академик Б.И. Петленко вручил дипломы коллективных членов АЭН ряду предприятий: АО «Пермская приборостроительная компания», АО «Эвестур» и электротехническому факультету ПГТУ. Работа заседаний была дополнена посещением ПГТУ, производств АО ППК и знакомством с историческими памятниками и природными достопримечательностями Пермской области.

Уважаемые читатели!

В редакции нашего журнала (метро «Краснопресненская» или «Баррикадная», ул. Зоологическая, 11, комн. 212, телефон 254-11-52) можно подписаться на журнал «Электротехника» на 2-е полугодие 1994 г. У нас можно купить и отдельные номера журнала за прошлые и нынешний годы, предварительно справившись о наличии нужного Вам номера по телефону 254-11-52.

К сожалению, редакция не имеет возможности высылать журнал по почте наложенным платежом.

Русаков Вячеслав Григорьевич

1929—1994



2 октября 1994 г. скоропостижно скончался Вячеслав Григорьевич Русаков — ветеран электротехнической промышленности, талантливый инженер и ученый, кандидат технических наук, заместитель главного редактора нашего журнала.

Свой трудовой путь В.Г.Русаков начал во ВНИИэлектроприводе в 1953 г. после окончания с отличием Московского энергетического института. Во ВНИИэлектроприводе он прошел путь от инженера до заместителя директора института по научной работе, проработав в этой должности около 20 лет.

В.Г.Русаков известен своими работами как высококвалифицированный специалист в области горнометаллургического и сельскохозяйственного электропривода. Под его руководством и при его личном участии было создано и внедрено в производство более ста типов новых электроприводов для ведущих отраслей промышленности и агропромышленного комплекса. Им лично и в соавторстве опубликовано более 35 научных работ. За достигнутые успехи в развитии отечественного электропривода В.Г.Русаков был награжден орденом Трудового Красного Знамени, многими медалями, в том числе тремя медалями ВДНХ, Почетными грамотами.

Для всех, кто знал и общался с В.Г.Русаковым, он останется навсегда в памяти добрым, отзывчивым, жизнелюбивым, принципиальным, разносторонне образованным человеком.

Товарищи, коллеги

УДК 621.313.32.2.001.12

Синхронный генератор небольшой мощности с постоянными магнитами. Я.Б. Данилевич. — Электротехника, 1994, № 10, с. 2.

Описана созданная в ОЭЭП РАН серия синхронных генераторов небольшой мощности (до 30 кВт) с постоянными магнитами на роторе универсального назначения. Предполагается, что генераторы будут работать с первичными двигателями с изменяющимися параметрами энергии (скорости ветра, водотока, параметров топлива).

Ил. 3.

УДК 621.313.17=12.013.8

Исследование импульсного режима возбуждения линейного электродвигателя. В.И. Милых. — Электротехника, 1994, № 10, с. 3.

Представлена конструкция экспериментального образца малоинерционного линейного электродвигателя с большим зазором и проведены исследования динамики импульсного возбуждения его индуктора с учетом взаимодействия с элементами конструкции и нагрева его обмотки.

Ил. 7. Табл. 1. Библ. 10 назв.

УДК 621.316.724:621.314.5

Система «непосредственный преобразователь частоты — асинхронный двигатель» на выходной частоте, равной частоте сети. А.Н. Абрамов. — Электротехника, 1994, № 10, с. 10.

Показана теоретическая возможность управления НПЧ на выходной частоте 50 Гц без фазовых и амплитудных искажений (по основной гармонике тока) при питании АД с фазным напряжением 220 В от НПЧ с линейным напряжением 380 В. Определены оптимальные углы управления и действующие значения токов на выходной частоте 50 Гц при номинальном токе задания и на холостом ходу АД для разных значений фазы ЭДС двигателя относительно напряжения сети при условии идеальности амплитудно-фазовой характеристики НПЧ.

Ил. 3. Табл. 1. Библ. 8 назв.

УДК 621.314.632+621.315.17

Применение резонансного инвертора в устройствах поиска мест повреждения в электрических сетях. А.А. Иванов. — Электротехника, 1994, № 10, с. 21.

В устройствах поиска мест повреждений в электрических сетях в качестве источника токов повышенной частоты рекомендуется использовать резонансные инверторы. Предложена схема нового инвертора с обратным диодом в разрядной цепи и на основе анализа электромагнитных процессов разработана методика его расчета, учитывающая особенности нагрузки в виде входного сопротивления электрической сети.

Ил. 5. Библ. 6 назв.

УДК 621.314.6.027.3.001.8

Исследования и разработка высоковольтных выпрямительных устройств. А.С. Кюреган, С.В. Покровский. — Электротехника, 1994, № 10, с. 26.

Рассматривается комплексный подход к разработке систем питания с промежуточным преобразователем частоты, что требует разработки высокоэнергетических лавинных диодов.

Библ. 2 назв.

УДК 621.314.001.2

Перспективные конструкции трансформаторов, реакторов и трансформаторов-выпрямителей. С.В. Покровский, В.А. Чванов. — Электротехника, 1994, № 10, с. 29.

Рассматриваются некоторые результаты разработки и испытаний опытных образцов элементов систем питания электронной и плазменной нагрузок. Приведенные результаты показывают целесообразность перфторорганических жидкостей для охлаждения названных устройств и элементов.

Ил. 1.

УДК 621.316.933.9

Исследование распределения напряжения и нагрева варисторов вдоль ОПН в условиях загрязнения и естественных осадков. С. Султанов, В.И. Исламова. — Электротехника, 1994, № 10, с. 33.

Рассмотрены некоторые вопросы методики экспериментов и исследования режима варисторов ОПН в условиях загрязнения и естественных осадков. Приведены зависимости показателей распределения напряжения и перегрева варисторов по высоте ОПН от характеристик поверхностного слоя увлажненного загрязнения, а также параметров осадков.

Ил. 3. Табл. 2. Библ. 9 назв.

УДК 685.383:62=83

Современное состояние и перспективы развития электрических инвалидных колясок. Н.Ф. Васильев, А.Л. Логинов, А.В. Батаев. — Электротехника, 1994, № 10, с. 41.

Рассматриваются современное состояние и перспективы развития электрических инвалидных колясок. Сделана попытка классификации электрических инвалидных колясок. Приведена разрабатываемая система в Санкт-Петербургском Государственном Техническом Университете.

Ил. 2. Табл. 5. Библ. 4 назв.

УДК 621.315.554.011.2.001.24

Особенности расчета коэффициента покрытия высокочастотных биметаллических проводников. Т.М. Лазимов. — Электротехника, 1994, № 10, с. 44.

Исследованы особенности расчета коэффициента покрытия высокочастотных биметаллических проводников, обусловленные свойствами используемых специальных функций. Установлена целесообразность использования в расчетной методике аппарата функций Кельвина и их первых производных. Обосновано необходимое число членов степенных рядов, аппроксимирующих применяемые функции, в зависимости от величины аргумента.

Библ. 7 назв.

**ВНИМАНИЮ РУКОВОДИТЕЛЕЙ
предприятий, объединений,
НИИ и КБ, вузов**

Редакция журнала «Электротехника»

предлагает услуги

по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала «Электротехника» по тематике и материалам (в том числе и рекламным) заказчика.

Справки по телефону: 254-11-52

ВНИМАНИЮ АВТОРОВ ЖУРНАЛА!

Авторы статей, опубликованных в 1992 и 1993 гг. в журнале «Электротехника», должны получить причитающиеся им авторские экземпляры журналов в редакции.

Журнал «Электротехника» переводится в США, фирмой «ALLERTON PRESS, INC».

Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар в валюте авторам опубликованных статей.

Справки по адресу: Москва, Б. Бронная, 6а, комн. 110.

Необходимо знать название статьи, год и номер журнала, страницы.

Научный редактор Н.С. Разумовская
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 05.09.94. Подписано в печать 17.10.94. Формат 60×88¹/₈
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Печ. л. 7.
Тираж 970 экз. Заказ 1704

Макет выполнен АО «Знак», 115547, Москва, Михневский пр-д, 4
Типография № 9 Комитета РФ по печати
Москва, 109033, Волочаевская ул., 40

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

