



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1981

·ЭНЕРГОИЗДАТ·

8

Комплексная автоматизация сельских электрических сетей

БУДЗКО И. А., академик ВАСХНИЛ, ЗУЛЬ Н. М., доктор техн. наук

Московский институт инженеров сельскохозяйственного производства

Развитие сельской электрификации идет весьма быстрыми темпами. Успешно решена задача перевода сельского хозяйства на централизованное электроснабжение, для чего потребовалось выполнить огромный объем работ по строительству электрических сетей, в первую очередь напряжением 10 и 0,38 кВ, а также 35—110 и даже 220 кВ. Протяженность сельских воздушных линий превысила 3,8 млн. км, что во много раз больше, чем во всех других отраслях народного хозяйства страны вместе взятых. В условиях широкой электрификации сельскохозяйственного производства, появления таких потребителей электроэнергии, как животноводческие комплексы, отнесенных к 1-й категории надежности, важное народнохозяйственное значение приобретает проблема повышения надежности электроснабжения сельского хозяйства. Одним из весьма эффективных средств решения этой проблемы на данном этапе является автоматизация сельских электрических сетей и в первую очередь сетей напряжением 6—10 кВ, с повреждением которых связана большая часть перерывов в подаче электроэнергии потребителям. Существенно, что автоматизация требует относительно небольших затрат при широких возможностях использования в эксплуатируемых сетях, без серьезной их реконструкции. При этом, наряду с повышением надежности подачи электроэнергии, может быть обеспечено значительное увеличение производительности труда эксплуатационного персонала, например, за счет сокращения времени отыскания повреждений в линиях, автоматических переключений на резервное питание и т. п.

Пути автоматизации сельских электрических сетей оказываются в значительной степени отличными от тех, по которым идет автоматизация городских и промышленных сетей, а тем более питающих сетей энергосистем. Эта специфичность связа-

на в первую очередь с тем, что из-за разбросанности и достаточно малой плотности нагрузки в сельскохозяйственных районах приходится сооружать относительно протяженные и разветвленные (с глубокими ответвлениями) электрические сети. В последние годы проведена большая работа по разукрупнению сельских подстанций и сокращению протяженности линий. Однако указанные особенности сетей при этом не исключаются. В связи с отмеченным для сельских сетей характерны в ряде случаев недостаточные кратности токов короткого замыкания для чувствительной работы наиболее распространенной максимальной токовой защиты; невозможность обеспечения резервированием всех потребителей даже при двойном питании; необходимость решения таких вопросов, как определение рационального количества и размещения устройств автоматизации сетей в комплексе с коммутационной аппаратурой, в частности установок секционирования (в отличие от автоматизации питающих линий, где местоположение аппаратуры автоматики обычно predeterminedено схемой сети) и т. п. Указанные особенности значительно усложняют задачи автоматизации электрических сетей.

К настоящему времени рядом организаций (Сельэнергопроект, МИИСП, Союзтехэнерго, Мосэнерго, Молдавэнерго, Белглавэнерго, Башкирэнерго, Ленэнерго, и др.) проведено большое число разработок различных устройств автоматизации для сельских электрических сетей: релейной защиты, АПВ, АВР, автоматического секционирования, автоматического обнаружения и поиска повреждений, контроля аварийных и ненормальных режимов, телемеханизации сетей.

В качестве примера новых разработок можно привести комплекс устройств, созданных в Московском институте инженеров сельскохозяйственного производства им. В. П. Горячкина (МИИСП). Они

предназначены для обнаружения основных видов повреждений в сельских сетях, передачи информации на диспетчерский пункт, локализации места повреждения, повышения электробезопасности [Л. 1]. К аварийным и ненормальным режимам, на которые реагируют эти устройства, относятся: короткие замыкания, замыкания на землю, неполнофазные режимы на подстанции, обрывы проводов, гололед — в сетях 6—35 кВ; короткие замыкания, замыкания на землю и обрывы проводов — в сетях 0,38 кВ.

Разработанный комплекс устройств базируется на следующих основных принципах:

использование вместо обычных измерительных трансформаторов упрощенных индукционных и емкостных преобразователей тока и напряжения, унифицированных для напряжения 6—35 кВ, а также накладных датчиков тока на проходных изоляторах;

использование в аварийных режимах составляющих токов и напряжений прямой, обратной и нулевой последовательности и их переходных составляющих для действия измерительных органов;

сочетание средств контроля, устанавливаемых на шинах подстанций, с устройствами на контролируемых участках сети и переносными приборами поиска;

сочетание устройств визуального осмотра при поиске с устройствами контроля режимов, воздействующих на телесигнализацию;

осуществление контроля за положением коммутационной аппаратуры в сетях 6—10 кВ с передачей информации на диспетчерский пункт по импульсному каналу телесигнализации с дальностью действия до 50 км;

использование для защиты от обрывов проводов в сетях 0,38 кВ упрощенных короткозамыкателей;

применение АПВ в сетях 0,38 кВ;

обнаружение гололедообразования универсальными датчиками релейного действия с отстройкой от температурных и ветровых воздействий.

Разработка значительного числа устройств автоматики дала возможность начать имеющие особо важное значение работы по комплексной автоматизации сетей. Однако несмотря на большое число разработок серьезно отстают обобщающие теоретические исследования по эффективности, возможной области применения средств автоматики и тем более по оптимальным решениям вопросов комплексной автоматизации. Указанные исследования необходимы для обоснования рекомендаций промышленности по серийному изготовлению наиболее эффективных устройств и систем автоматизации, а также проектным и эксплуатационным организациям для принятия решений, обеспечивающих максимальный эффект.

Учитывая, что совокупность мероприятий по комплексной автоматизации сетей в сочетании с самой сетью представляет собой взаимосвязанную систему, целесообразно для ее анализа и синтеза использовать методы системотехники, в частности набор следующих математических моделей.

Модель функционирования системы — исходная

(базовая) для построения структурно-функциональной схемы системы автоматизации на основе предъявляемых к ней требований. Для построения модели используется исходная информация, которую можно разделить на две группы: данные об объекте автоматизации — параметры сети, статистические данные о надежности, данные о нагрузках, условиях эксплуатации оборудования, организации работ по устранению повреждений и т. п.; данные о технических средствах автоматизации и их параметрах.

Модель поведения системы — для рассматриваемого случая (автоматизированная сеть) выявляет качественный и количественный характер возможных состояний системы и переходов из одного состояния в другое при наличии различных управляющих воздействий, в частности повреждений с учетом характеристик звеньев сети.

Временная модель, дающая возможность количественно оценить временные параметры всех этапов функционирования и определить, какие требуются изменения для повышения эффективности действия системы.

Модель надежности системы — строится на основе данных об уровне (показателях) надежности элементов $P_1, \dots, P_n$, входящих в систему, характера их соединения и взаимодействия, наличия элементов, находящихся в горячем или холодном резерве. Результирующая надежность системы $P_z = f(P_1, \dots, P_n)$.

Модель эффективности (стоимостная модель) системы — строится с учетом технико-экономических показателей отдельных элементов. Она позволяет выразить эти показатели как функции переменных целевой критериальной функции оптимизации, полученной на основании полного набора рассмотренных выше моделей. При отсутствии отдельных экономических показателей и их зависимостей для оценки эффективности функционирования могут быть использованы относительные показатели и соответствующие весовые коэффициенты, определяемые в затруднительных случаях методом экспертных оценок.

Первым этапом построения модели функционирования является сбор информационного массива (разработка банка данных) об автоматизируемой сети и технических средствах автоматизации, а также выявление действующих на систему факторов, подлежащих учету. При отсутствии требований к системе автоматизации они могут быть сформулированы на базе данных о сети, а также построены одна или несколько моделей сети.

На втором этапе на основе полученных материалов намечаются возможные варианты подсистем (релейной защиты, АПВ, АВР, секционирования, обнаружения мест повреждений и др.), а также структурно-функциональных схем систем автоматизации. При этом по результатам предварительного качественного анализа отбрасываются явно неконкурентоспособные варианты.

В качестве временной модели полезно использовать известные временные диаграммы. Для построения модели поведения, надежности и эффективности могут быть предложены различные мето-

дические подходы. В качестве примера одного из возможных вариантов приведем решения, основанные на результатах [Л. 2 и 3].

Автоматизированная электрическая сеть — система дискретного типа с конечным множеством состояний. Переход системы из одного состояния в другое, например аварийное отключение выключателя и соответствующего участка сети, осуществляется скачком в случайные моменты времени, когда происходит повреждение. В связи с указанным предлагается автоматизированную сеть рассматривать как систему массового обслуживания и для составления модели поведения использовать методы теории массового обслуживания. Как подтверждается отечественными и зарубежными исследованиями, для сельских электрических сетей может быть сделано допущение о стационарном пуассоновском потоке их повреждений (в зависимости от конкретных условий следует рассматривать при этом те или иные периоды времени, для которых это допущение справедливо).

Разработано несколько моделей поведения секционированных сетей как систем массового обслуживания, которые характеризуются рядом особенностей. Одна из моделей учитывает только те состояния участков линии, при которых срабатывают системы противоаварийной автоматики и отключаются выключатели данных участков, т. е. состояния, представляющие наибольший интерес при анализе автоматизированной сети. Другая модель характеризуется тем, что учитывает отдельно состояния повреждения, в которых находятся различные участки одновременно. Эта модель соответствует следующему порядку проведения ремонтных работ: если во время ремонта k -го участка повреждается какой-нибудь из предыдущих, ремонтная бригада переходит на восстановление головного участка, а после его восстановления и включения возвращается на k -й участок. В связи с тем, что в общем случае возможны многократные (за время восстановления) повреждения участков линий, рассмотрена модель, учитывающая такие повреждения, а также еще несколько различных моделей. Для каждой из моделей на основании графов возможных состояний и переходов получены выражения, определяющие вероятность отключенного состояния k -го участка P_k .

В данной статье эти модели и выражения подробно не рассматриваются, так как для анализа систем автоматизации целесообразно использовать смещенную модель поведения и надежности. Полезно лишь добавить, что обоснованы возможные пути упрощения моделей поведения. При этом наибольшие упрощения достигаются, когда $\lambda \ll \mu$; в данном случае

$$P_k = \lambda_k / \mu_k,$$

где λ_k и μ_k — параметр потока повреждения и интенсивность восстановления k -го участка сети соответственно.

Анализ возможности использования этого выражения для расчетов представляет интерес, так как является по существу оценкой области применения осредненной детерминированной модели рассматриваемого стохастического процесса. При

$\lambda/\mu \leq 0,1$ погрешность $\delta \leq 15$; при $\lambda/\mu \leq 0,4$, $\delta \leq 50-60\%$ (средние значения λ и μ для сельских сетей, как правило, отличаются на два порядка и более, значения $\lambda/\mu = 0,1-0,5$ могут иметь место только в ряде случаев в грозовые, гололедные с ветром периоды и т. п.). При $\lambda/\mu < 0,1$ можно не учитывать также возможность многократных повреждений участков сети.

Особую важность для сельских распределительных сетей представляет надежность средств автоматизации, которая, как показывает опыт эксплуатации, во многих случаях недостаточна. Одной из особенностей систем автоматизации сельских распределительных сетей является использование их на необслуживаемых установках, например на пунктах секционирования и АВР, часто значительно удаленных от места расположения оперативно-выездной бригады. Поэтому повышение надежности основной автоматической аппаратуры этих сетей целесообразно в первую очередь за счет применения надежных устройств и узлов, требующих минимального обслуживания. Учитывая, что для оценки надежности работы как отдельных подсистем, так и системы автоматизации в целом также можно использовать методы теории массового обслуживания, т. е. и модель надежности представить как систему массового обслуживания, целесообразно в рассмотренном случае модели поведения и надежности объединить в одну общую модель. Она дает возможность не только производить в дальнейшем оценку эффективности различных систем, но позволяет также обосновать как минимальные, так и оптимальные (по экономическим критериям) требования к надежности подсистем противоаварийной автоматики с учетом условий работы сетей.

При решении рассматриваемой задачи необходимо найти зависимость между конструктивной (аппаратной) надежностью основных узлов системы и той вероятностной характеристикой, которая может быть использована для учета надежности аппаратуры при определении эффективности системы. В качестве такой характеристики предлагается принять вероятность отключенного состояния соответствующего участка сети из-за повреждения системы автоматизации $P_{ак}$. Решение поставленной задачи было рассмотрено на примере одной из систем автоматизации, характерной для сельских распределительных сетей 6—10 кВ, основными узлами которой для каждого участка секционированной линии являются: секционирующий аппарат (выключатель) с приводом, релейная защита, устройство АПВ. Для каждой подсистемы и системы в целом был проведен анализ состояний и переходов, причем были учтены следующие основные особенности отдельных подсистем и системы: рассматривались отказы двух типов, возникновение которых зависит от числа срабатываний устройств и от времени работы (первые возникают в процессе сетевых аварий, вторые могут появляться в периоды между повреждениями сети). Соответственно надежность элементов при наличии отказа первого типа может характеризоваться вероятностью (параметром потока) отказов по числу срабатываний, а второго — по времени. Учитывались различные

виды повреждений — отказ в работе и короткое замыкание токоведущих частей автоматических секционирующих аппаратов, отказ в работе и ложное (неселективное) срабатывание релейной защиты, отказ в действии АПВ при неустойчивых и устойчивых повреждениях; при определении параметров потоков повреждений всех подсистем учитывались вероятности успешных АПВ, возможность срабатывания отдельных элементов защиты при повреждении смежных участков и т. д.

В результате решения системы уравнений предельных вероятностей, которая соответствует поставленным задачам, получено выражение для определения искомой вероятности отключенного состояния k -го участка сети из-за повреждения устройств автоматизации P_{ak} [Л. 2].

Исследованы также упрощенные модели рассматриваемых систем, в частности без выделения одновременных повреждений нескольких устройств в качестве отдельных состояний, и определены получаемые при этом погрешности. Наибольшие упрощения достигаются и в данном случае при достаточно характерных для практики условиях, когда $\lambda_k/\mu_k \ll 1$, а суммарная вероятность отказа устройств автоматики

$$\alpha_x = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_{2'} + \alpha_3 \ll 1.$$

Здесь и далее индексы в обозначениях вероятности отказа обозначают следующее: 1 — секционирующий аппарат; 2 — релейная защита (при отказе ее работы); 2' — релейная защита (при ложном срабатывании); 3 — устройство АПВ.

Для указанных условий при использовании систем автоматизации, для которых основными являются отказы первого типа (зависящие от числа срабатываний устройств), что характерно для рассматриваемых сетей, вероятность отключенного состояния k -го участка

$$P_{ak} = (\alpha_1 + \alpha_2) (2\lambda_k + \lambda'_k) \left(\frac{1}{\mu_{1(2)}} + \frac{1}{\mu_n} \right) + \\ + \alpha_{2'} [2\lambda_k + \lambda_{k+1} + \lambda'_k + \alpha_{k+1}] \frac{1}{\mu_{2'}} + \\ + \alpha_3 (2\lambda_k + \lambda'_k) \frac{1}{\mu_{3\lambda}}, \quad (1)$$

где λ' — параметр потока неустойчивых повреждений, устраняемых успешными АПВ; $\mu_n = \frac{1}{M_{т.п}}$ — математическое ожидание времени поиска повреждений.

При этом получаются следующие погрешности: при λ_k/μ_k и $\alpha_x \leq 0,01$ $\delta \leq 2,5 + 3\%$; при λ_k/μ_k и $\alpha_x \leq 0,1$ и $0,5$, соответственно, $\delta \leq 25$ и 74% . Таким образом, выражение (1) может быть использовано для режимов работы сетей, когда не рассматриваются отдельно, например, грозовые и гололедные с ветром периоды, и при наличии аппаратуры автоматизации с встречающимися во многих случаях уровнями надежности.

Предложенные модели и полученные соотношения могут быть использованы для построения модели эффективности (стоимостной модели), которая обеспечивает наиболее полную оценку рассма-

триваемых систем. Для решения этих задач необходимо найти зависимость эффективности системы автоматизации от параметров сети и средств автоматики. При известных значениях ущерба от перерывов электроснабжения определяется экономический эффект автоматизации сети по приведенным затратам с учетом ущерба. В [Л. 2] получена зависимость, определяющая экономический эффект при автоматизации секционированной распределительной сети с учетом надежности применяемых средств автоматики и уровня надежности сети.

Эффективность средств автоматизации сетей для линии с автоматическим секционированием

$$\begin{aligned} \mathcal{E} &= \sum_{k=1}^n (a_1 + a_2 + \dots + a_{k-1}) P_k Y_a = \\ &= \sum_{k=1}^n (Y_1 + Y_2 + \dots + Y_{k-1}) P_k t, \end{aligned} \quad (2)$$

где a_k — количество отпускаемой энергии потребителям k -го участка за рассматриваемый промежуток времени t , кВт·ч; Y_a — удельный ущерб, руб./кВт·ч; Y_k — ущерб потребителя k -го участка, руб./ч.

Дополнительный ущерб Y_d от перерывов электроснабжения из-за повреждения средств автоматизации сети

$$Y_d = \sum_{k=1}^n [(Y_k + Y_{k+1} + \dots + Y_n) P'_{ak} + \\ + (Y_{k-1} + Y_k + \dots + Y_n) P''_{ak}] t, \quad (3)$$

где P'_{ak} и P''_{ak} — вероятности отключенного состояния соответственно только k -го и $(k-1)$ -го участков из-за повреждения устройств автоматизации k -го участка, $P'_{ak} + P''_{ak} = P_{ak}$.

Получаемый при автоматизации результирующий эффект (экономия приведенных затрат) с учетом надежности средств автоматики

$$\begin{aligned} \Delta \mathcal{E} &= \left[(P - P_a) L \frac{n-1}{2n} - P_a \frac{n-1}{2} - \right. \\ &- (P'_a + P''_a) \frac{L}{n} - P''_{a\lambda} - P'_{a\lambda l} + P'_{a\lambda c} \left. \right] Y L t - \\ &- \left(\frac{P''_{a\lambda}}{n} L + P''_{a\lambda l} - P''_{a\lambda c} \right) Y_{n/ст} t - \\ &- (n-1) Z_c - \Delta Z_1, \end{aligned} \quad (4)$$

где $Y_{п/ст}$ — ущерб при отключении питающей подстанции, руб./ч; Y , P , P_a — удельные величины (на 1 км линии) ущерба, вероятности поврежденного состояния линии и системы автоматизации; L — длина линии (с ответвлениями), км; длина k -го участка $l_k = L/n$; n — число секционируемых участков линии; Z_c — приведенные затраты на систему автоматизации одного участка линии; ΔZ_1 — увеличение затрат на аппаратуру первого (головного) участка при секционировании линии.

При использовании упрощенной модели

$$\begin{aligned} P_a &= \left[(\alpha_1 + \alpha_2) \left(\frac{1}{\mu_n} + \frac{1}{\mu_{1(2)}} \right) + \frac{2\alpha_{2'}}{\mu_{2'}} + \frac{\alpha_3}{\mu_{3\lambda}} \right] 3\lambda; \\ P_a \frac{L}{n} &= P_{a\lambda}; \quad P_{a\lambda} = (\lambda_1 + \lambda_2) \left(\frac{1}{\mu_n} + \frac{1}{\mu_{1(2)}} \right) + \end{aligned}$$

$$+\frac{\lambda_{2'}}{\mu_{2'}}+\frac{\lambda_3}{\mu_3}; P_{a\alpha}+P_{a\lambda}=P_{ak}.$$

Здесь слагаемые $P_{a\alpha}$ и $P_{a\lambda}$ соответствуют использованию элементов с отказами первого и второго типов.

В выражении (4) выделены отдельно слагаемые P_{aI} первого (головного) участка линии в связи с тем, что на этом участке автоматическая аппаратура, как правило, имеется и до автоматизации других участков; $P_{a\text{анс}}$ — значение P_a несекционированной линии. Пример определения $\Delta\mathcal{E}$ приведен в приложении.

Полученные зависимости дают также возможность решать оптимизационные задачи. Например, на их основе были выведены выражения, определяющие оптимальное число секционирующих устройств с учетом надежности средств автоматизации, минимально допустимый уровень надежности средств и систем автоматизации, при котором еще целесообразно их использование; оптимальные значения параметров надежности аппаратуры. Правда, для практического определения оптимальных параметров надежности необходимо знать зависимость затрат от изменения уровня надежности аппаратуры. В настоящее время мы не располагаем необходимыми точными данными, их уточнение является важной задачей дальнейших исследований. Поэтому на данном этапе были использованы приближенные зависимости, на базе которых показана возможность проведения этих расчетов.

По разработанной методике выполнен ряд расчетов надежности и эффективности систем автоматизации сельских распределительных сетей 6—10 кВ с автоматическим секционированием. Полученные данные, в частности, показывают, что надежность существующих установок автоматического секционирования и в первую очередь приводов автоматического управления с АПВ необходимо повысить. При этом, несмотря на увеличение их стоимости, за счет повышения надежности работы можно получить дополнительный экономический эффект.

Для решения поставленной задачи в целом необходимо определить эффективность каждого отобранного на первом этапе варианта системы (подсистемы) и провести их сравнение по полученным итоговым данным.

В заключение отметим, что учитывая важные задачи, стоящие перед автоматизацией сельских сетей, используя приведенные в данной статье методические положения, следует разработать инженерную методику оценки эффективности систем автоматизации, включающих также другие устройства (АВР, автоматического обнаружения места повреждения и т. п.), т. е. полный комплекс применяемых аппаратов, и обосновать рекомендации промышленности по их серийному изготовлению, а для проектных и эксплуатационных организаций — по оптимальным решениям в области автоматизации.

Широкое внедрение комплексной автоматизации сетей с использованием наиболее эффективных устройств обеспечит серьезное повышение на-

дежности электроснабжения сельскохозяйственных потребителей при относительно небольших затратах.

Приложение. Пример оценки эффективности автоматизации секционированной линии 10 кВ.

Принимаются следующие исходные данные. Параметры потока повреждения линии $\lambda_{\text{л}}=0,5 \times 10^{-3}/\text{ч}$; интенсивность восстановления $\mu_{\text{л}}=0,2/\text{ч}$. Протяженность линии (с ответвлениями) $L=30$ км, удельный ущерб от аварийных отключений линии $\mathcal{U}=5$ руб./ч·км. Годовые приведенные затраты на одну секционирующую установку $\mathcal{Z}_c=460$ руб. Суммарный параметр потока повреждений и интенсивности восстановления средств автоматизации (выключатель с приводом автоматического управления, релейная защита, АПВ) секционирующей установки $\lambda_c=0,5 \cdot 10^{-4} 1/\text{ч}$, $\mu_c=0,4 1/\text{ч}$. Для головного выключателя линии: $\lambda_I=0,4 \cdot 10^{-4} 1/\text{ч}$, $\mu_I=1 1/\text{ч}$; интенсивность восстановления при отключении секции шин подстанции из-за соответствующих повреждений аппаратуры головного участка $\mu_{\text{лп}}=2 1/\text{ч}$.

Распределение отказов отдельных аппаратов системы автоматизации: $\beta_1=0,55$; $\beta_2=0,05$; $\beta_3=0,1$; $\beta_3=0,3$, где $\beta_i=\alpha_i/\alpha_{\Sigma}$. Принимается, что для устройств автоматизации основными являются отказы первого типа ($P_{a\lambda}=0$).

В соответствии с выражением (4) для определения $\Delta\mathcal{E}$ находим:

$$P=\frac{\lambda_{\text{л}}}{\mu_{\text{л}}L}=8,33 \cdot 10^{-5} 1/\text{км};$$

$$P'_{aI}=\frac{\lambda_I}{\mu_IL}=0,133 \cdot 10^{-5} 1/\text{км};$$

$$P'_{a\text{анс}}=\frac{\lambda_I}{\mu_I}=4 \cdot 10^{-5};$$

$$P''_{aI}=(\beta_1+\beta_2)\frac{\lambda_I}{\mu_{\text{лп}}L}=0,04 \cdot 10^{-5} 1/\text{км};$$

$$P''_{a\text{анс}}=(\beta_1+\beta_2)\frac{\lambda_I}{\mu_{\text{лп}}}=1,2 \cdot 10^{-5} 1/\text{км}.$$

Для простейшего и наиболее распространенного случая установки на линии одного секционирующего выключателя протяженность секционируемого участка принимается $L_c=L/2$ (число секционируемых участков $n=2$, $\Delta\mathcal{Z}_I=0$). Тогда

$$P'_a=\frac{\lambda_c}{\mu_cL_c}=1,87 \cdot 10^{-5} 1/\text{км},$$

$$P''_a=(\beta_1+\beta_2)\frac{\lambda_c}{\mu_cL_c}=1,12 \cdot 10^{-5} 1/\text{км}.$$

$$P_a=P'_a+P''_a=2,99 \cdot 10^{-5} 1/\text{км}.$$

Принимая, что от секции шин подстанции отходят 4 линии, получим:

$$\mathcal{U}_{\text{н/ср}}=4\mathcal{U}L=600 \text{ руб./ч};$$

$$\Delta\mathcal{E}=272,6 \text{ руб.}$$

Без учета надежности используемой аппаратуры [Л. 3]

$$\Delta\mathcal{E}'=P\frac{n-1}{2n}\mathcal{U}L^2t-(n-1)\mathcal{Z}_c=360 \text{ руб.}$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Будзко И. А., Зуль Н. М., Селивахин А. И. Комплекс устройств для автоматизации сельских электрических сетей. — Механизация и электрификация сельского хозяйства, 1980, № 6.
2. Зуль Н. М. Методы оценки надежности и эффективности работы системы автоматизации распределительных се-

тей. — В кн.: Надежность снабжения электрической энергии потребителей, подключенных к распределительным сетям в сельской местности. Доклады к научно-технической конференции. — М.: Изд-ние СЦНТИЭнерго, 1969, вып. 3.

3. Зуль Н. М. К оценке надежности и эффективности работы распределительных сетей с автоматическим секционированием. — Электричество, 1966, № 2.

[17.03.81]

УДК 621.311.076.12.026.5

Современное состояние и перспективы развития статических компенсаторов реактивной мощности

ВЕНИКОВ В. А., доктор техн. наук, КАРТАШЕВ И. И., ФЕДЧЕНКО В. Г.,
кандидаты техн. наук, МАКАРОВА Т. П., ЕДЕМСКИЙ С. Н., ПОЛЕВАЯ В. П.,
ЧЕХОВ В. И., инженеры

Московский энергетический институт

Применение источников реактивной мощности — актуальная задача современной электроэнергетики. Среди таких источников статические регулируемые компенсаторы реактивной мощности имеют ряд технических, конструктивных и стоимостных преимуществ перед синхронными компенсаторами. Внедрение этих новых устройств позволяет повысить статическую и динамическую устойчивость системы, увеличить пропускную способность электропередач, ограничить коммутационные перенапряжения, улучшить показатели качества электроэнергии. В настоящее время разработано достаточно много типов и схем статических компенсаторов и только некоторые из них применяются на практике. Работа компенсаторов в электрической системе связана и с отрицательными явлениями, такими как искажение формы тока и напряжения, возможность появления резонансов на высших гармониках, перенапряжения и качания в электросети.

Определенный интерес представляют результаты исследований, разработок, а в ряде случаев и эксплуатации статических компенсаторов, полученные за рубежом. В целом здесь по-прежнему уделяется внимание компенсаторам на базе регулируемых тиристорами реакторов и конденсаторов или их комбинации, а также реакторов с подмагничиванием или насыщающихся реакторов. Необходимо отметить, что принципы и схемы этих

устройств впервые были разработаны у нас в стране.

Авторы сочли целесообразным представить эти результаты, не обобщая, а в том виде, в каком они получены той или иной фирмой¹. Это дает возможность читателю оценить вклад данного разработчика в рассматриваемую проблему.

Опыт эксплуатации статических компенсаторов в электрических системах. Фирмой Canadian General Electric Company (CGEC) (Канада) первый статический компенсатор установлен в энергосистеме Гидро-Квебек. Компенсатор (рис. 1) собран по схеме, содержащей конденсаторные батареи неизменной емкости, соединенные в двойную звезду, и реакторы, управляемые тиристорами, которые подключены к низкой стороне трансформатора 24 кВ. Мощность в режиме выдачи 84 Мвар. В режиме потребления мощность компенсатора может достигать 120 Мвар в течение пяти минут или 200 Мвар в течение одной секунды. Статический компенсатор был введен в эксплуатацию в феврале 1978 г. Наряду с эксплуатацией на протяжении года на нем проводились эксперименты. При этом проверялась работа регулятора, точность момента зажигания тиристоров, статизм вольт-амперной характеристики, гармонический состав тока реактора и напряжения на шинах 230 и 24 кВ, а также гармонический состав тока в сети.

Для определения динамических характеристик статического компенсатора институтом IREQ (Канада) проведена серия экспериментов в реальных условиях, по результатам которых анализировалось поведение компенсатора при включении линии 315 кВ и сравнивалась его работа с синхронными компенсаторами. Кроме того, исследовалась работа устройства при коротких замыканиях как удаленных, так и непосредственно на шинах 230 кВ подстанции. Одновременно определялся гармонический состав тока и напряжения.

Результаты исследования показали, что быстроедействие компенсатора — его существенное преимущество, — вместе с тем, делает устройство наи-

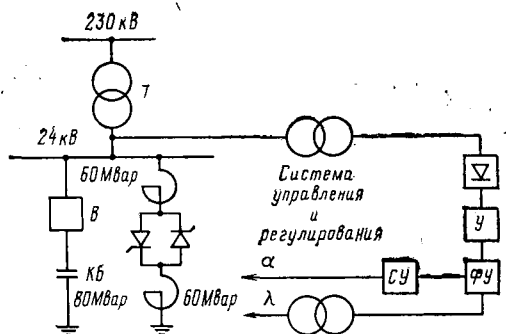


Рис. 1. Компенсатор CGEC на подстанции Рибоуски (Канада)

¹ EPRI International symposium on controlled reactive compensation, Canada, 1979, Sept.

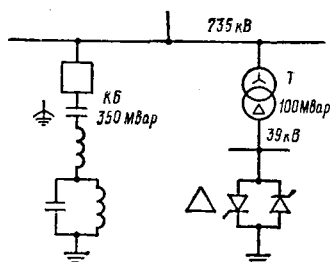


Рис. 2. Компенсатор Brown Boveri & Co, установленный на подстанции Лаурентид (Канада).

более уязвимым в аварийных режимах, когда система управления подвержена влиянию искаженного по форме напряжения. Это может отразиться на устойчивости системы и ее восстановлении.

В течение первых пяти месяцев работы компенсатора произошло только два непредвиденных отключения его (из-за ложных действий релейной защиты). Общее время работы компенсатора за первые 15 месяцев составило 97,3%.

На подстанции Лаурентид энергосистемы Гидро-Квебек в 1978 г. был введен в эксплуатацию еще один статический компенсатор реактивной мощности на напряжение 735 кВ, разработанный Brown Boveri & Co (Швейцария). Компенсатор (рис. 2) выполнен в виде фильтро-конденсаторной группы, подключенной непосредственно к сети 735 кВ. Трансформаторная группа с трансформатором высокой индуктивности (трансреактором) подключена параллельно на те же шины. Диапазон регулирования: от 350 Мвар в режиме выдачи до 100 Мвар в режиме потребления при номинальном напряжении. При напряжении $1,7 U_n$ компенсатор способен потреблять 1400 Мвар, а при $1,5 U_n$ — 1100 Мвар.

В процессе проектирования динамические режимы компенсатора сначала были рассчитаны для идеальных условий при различных уставках регулятора, а затем проверены на физической модели. По результатам исследований были выбраны реальные параметры регулятора.

Введение в эксплуатацию статического компенсатора на подстанции Лаурентид улучшило статические и динамические режимы системы, способствовало поддержанию напряжения на шинах подстанции, облегчило режимы, связанные с качаниями в системе. Благодаря компенсатору были уменьшены последствия двух реальных коротких замыканий: на линии 735 кВ в непосредственной близости от шин подстанции и более удаленное на шинах низкого напряжения. Быстродействие устройства во всех режимах работы не превышало 2 периодов промышленной частоты.

Опыт эксплуатации статических компенсаторов на подстанциях Римоуски и Лаурентид и полученные результаты были использованы Канадской фирмой CGEC при разработке проекта передачи 735 кВ мощностью 1600 МВт от ГЭС в системе Джеймс — Бей до Монреаля. В системе предлагается установка двух статических компенсаторов на переключательной подстанции. Конденсаторная часть каждого из них (рис. 3) состоит из 4 батарей наружной установки мощностью 100 Мвар при напряжении 26,2 кВ. В рассечку между двумя реакторами каждой фазы включены встречно-параллельные тиристорные ключи. Конденсаторные

батареи и реакторы подсоединены с низкой стороны к трансформатору 735/22 кВ, вторичные обмотки которого соединены на стороне 22 кВ в звезду и треугольник. Было установлено, что при напряжении 748,6 кВ каждый компенсатор способен длительно выдавать в систему 330 Мвар, а при напряжении 779,5 кВ — потреблять 115 Мвар; он может быть также перегружен в режиме потребления до 1719 Мвар в течение 0,033 с при напряжении 1470 кВ до 1400 Мвар в течение 0,033 с при 1323 кВ, до 1100 Мвар в течение 1 с при 1176 кВ и до 115 Мвар в течение 3 ч при 779,5 кВ.

Фирма Westinghouse Electric Corporation (США) разработала и установила статический компенсатор на подстанции Шенон в энергосистеме штата Миннесота (рис. 4). Он состоит из управляемого с помощью тиристорных реактора мощностью 45 Мвар напряжением 13,8 кВ, двух батарей конденсаторов мощностью 2×36 Мвар напряжением 230 кВ, а также фильтров 5- и 7-й гармоник мощностью 10 Мвар напряжением 13,8 кВ. Мощность реакторов и конденсаторов определена из условия обеспечения статической устойчивости линии 230 кВ. При этом диапазон регулирования напряжения на шинах 111 кВ составляет $\pm 4\%$, на шинах 230 кВ — $\pm 2,5\%$.

В процессе эксплуатации статический компенсатор находился в работе 97,5% по времени. В течение года работы зарегистрировано 16 мощных ре-

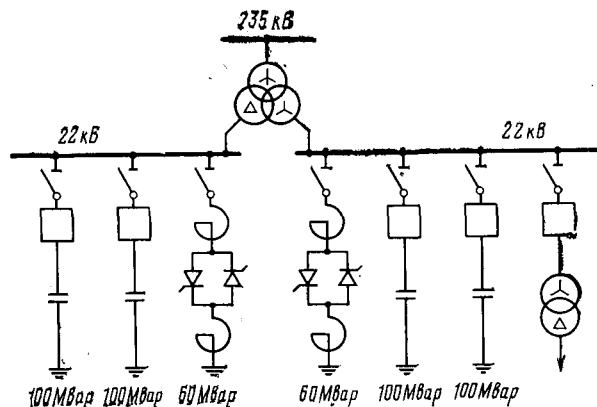


Рис. 3. Компенсатор CGEC, установленный на подстанции Немискау (Канада)

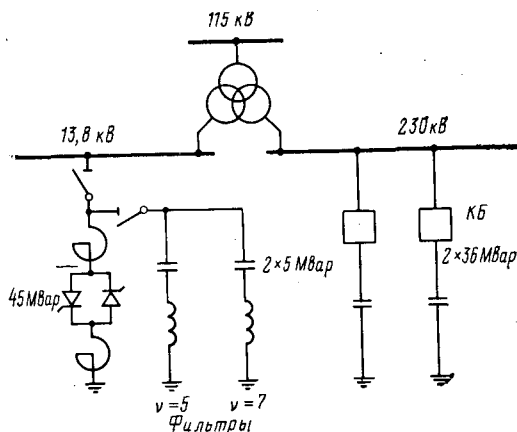


Рис. 4. Компенсатор Westinghouse, установленный на подстанции Шенон (США).

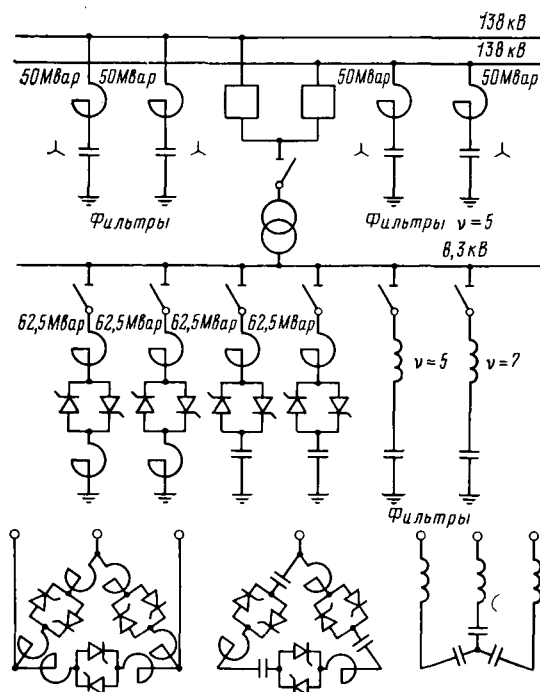


Рис. 5. Компенсатор АЕРРС для подстанции Бевер Крик (США)

жимных включений. За это время в тиристорном блоке и системе управления не произошло ни одного повреждения. Отключения установки происходили в основном лишь из-за неполадок в системе охлаждения. Экспериментальная эксплуатация компенсатора показала также, что его применение способствует увеличению пропускной способности электропередачи между системой Манитоба и подстанцией Шенон и обеспечивает необходимое регулирование напряжения на шинах 115 кВ.

Фирма American Electric Power Service Corporation (США) на основании технико-экономического сопоставления вариантов приняла решение об изготовлении на подстанции Бевер Крик (штат Кентукки) компенсирующего устройства на базе управляемого тиристорами реактора и коммутируемых тиристорами конденсаторных батарей (рис. 5). Его мощность (250 Мвар) выбрана по условиям внезапного снижения напряжения на 20—30%. Компенсатор состоит из двух управляемых тиристорами реакторов и двух реакторов, коммутируемых тиристорами, которые соединены в треугольник. На подстанции установлены 4 батареи конденсаторов по 50 Мвар каждая на напряжение 138 кВ. Батареи предназначены для регулирования напряжения в суточном и сезонном графике нагрузки.

Большое количество конденсаторов в системе с весьма сложной частотной характеристикой может стать причиной возникновения резонансов. На основании проведенных расчетов было рекомендовано установить фильтры 5- и 7-й гармоник. Последующие испытания компенсатора в статических и динамических режимах показали необходимость в установке дополнительного фильтра 11-й гармоники.

Институт IREQ провел анализ условий применения статических компенсаторов в Фурнасской системе напряжением 138 кВ (Бразилия). Один из районов системы с мощной нагрузкой удален от центров питания на 800 км. В этой части системы существуют проблемы, связанные с регулированием напряжения на линиях большой протяженности. Предназначенные для решения этих задач статические источники реактивной мощности были установлены на двух подстанциях. Мощность каждого в режиме потребления (из условий минимума нагрузки) 10 Мвар, а в режиме выдачи — 40 Мвар. Исследовались два типа компенсаторов (рис. 6), которые были выбраны по двум показателям: малая стоимость и простота эксплуатации. Исследования проводились на физической модели IREQ с применением ЦВМ. В качестве достоинств статических компенсаторов рассмотренного типа отмечены их положительная роль в обеспечении статической и динамической устойчивости системы, возможность ограничения длительности и амплитуды перенапряжений при условии применения регуляторов сильного действия. К недостаткам компенсаторов отнесены возможность возникновения резонанса, увеличение токов короткого замыкания, появление высших гармоник, в том числе и четных. Вместе с тем, отмечается, что эти недостатки, как правило, могут быть устранены при тщательном выборе параметров компенсатора, места его включения, настройке системы управления и регулировании, применении фильтров.

Проведенные на модели эксперименты подтвердили, что в статических режимах регулирование напряжения с помощью статических компенсаторов зависит от вольт-амперной характеристики самого устройства, диапазона регулирования реактивной мощности, количества компенсаторов и их расстановки в системе. Для повышения динамической устойчивости необходимо введение в систему регулирования звеньев стабилизации по току или напряжению. Учет приведенных факторов особенно важен для систем небольшой мощности и систем, содержащих протяженные линии при больших значениях установленной мощности конденсаторных

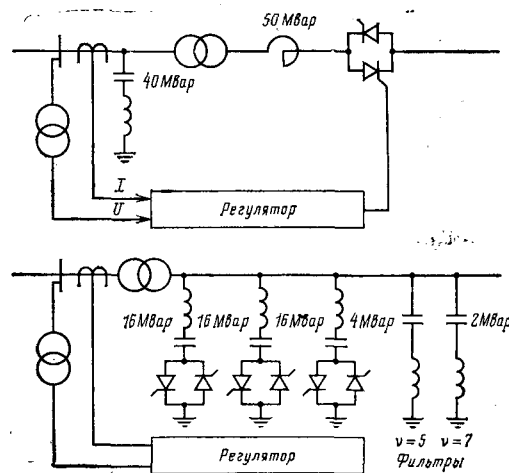


Рис. 6. Вариант схем статических компенсаторов для системы 138 кВ (Бразилия).

батарей. В системах, где возможны резонансы на низких частотах, для статических компенсаторов должны предусматриваться регуляторы, на входе измерительных органов которых должны быть установлены фильтры. В системах с большими значениями токов короткого замыкания для обеспечения устойчивости работы системы в целом необходимо оборудование компенсаторов регуляторами с пониженным быстродействием (10—30 периодов). Для ограничения амплитуды и длительности перенапряжений, возможных при резких наборах мощности, рекомендуется вводить нелинейные звенья в систему регулирования.

Фирма CGEC провела работы по выбору типа статического компенсатора для системы 735 кВ Джеймс — Бей на модели этой системы. При этом были рассмотрены три типа компенсаторов: с насыщающимся реактором, с реактором, управляемым тиристорами, комбинированный компенсатор с реактором, управляемым тиристорами, и коммутируемой конденсаторной батареей.

В исследуемой системе по трем линиям передается 5800 МВт от генерирующих узлов к приемной подстанции в Монреале. Предполагалось разместить четыре статических компенсатора с параметрами: напряжение 735 кВ, мощность в режиме выдачи 300 Мвар, в режиме потребления — 105 Мвар, быстродействие — 2 периода, перегрузочная способность — 1100 Мвар при напряжении $1,6 U_n$.

На основании проведенных на модели исследований были сделаны выводы о том, что все компенсаторы удовлетворяют требованиям по регулированию реактивной мощности в установившихся режимах. Вместе с тем компенсаторы с тиристорным управлением характеризуются более высоким быстродействием и одновременно более высоким содержанием высших гармоник в токе, а для компенсатора с насыщающимся реактором характерны при меньшем быстродействии незначительное содержание высших гармоник и высокая перегрузочная способность.

Возможные области применения статических компенсаторов реактивной мощности. В Италии Centro Elettrotecnico Sperimentale и Centro Ricerca Electrica исследовали возможности применения статических компенсаторов в проектируемых электропередачах сверхвысокого напряжения. Исследование проведено на физической модели замкнутых сетей 420 кВ сравнительно небольшой протяженности, что характерно для многих европейских стран. Регулирование напряжения и реактивной мощности осуществлялось реактором, управляемым пофазно тиристорами. Результаты предварительных исследований в системе показали, что применение статических устройств позволяет улучшить динамические характеристики системы. Однако в связи с этим возникает необходимость тщательного выбора параметров регулятора с учетом динамических свойств компенсатора и системы и возможностью введения корректирующих сигналов для стабилизации работы компенсатора в переходных режимах. Исследования подтвердили эффективность применения статических компенсаторов для ограничения перенапряжений регулирования напряжения вдоль линии. Окончательный выбор ре-

шения делается на основе технико-экономического сопоставления вариантов.

Фирма Nissin Electric Corporation (Япония) также поставила свои исследования на физической модели. Рассматривалась возможность применения статического компенсатора в промежуточных точках двухцепной линии, соединяющей отдельную электростанцию с мощной приемной энергосистемой. Компенсатор реактивной мощности представлен реактором, управляемым тиристорами, в сочетании с управляемой тиристорами конденсаторной батареей. Батарея конденсаторов состояла из пяти коммутируемых секций. Проводилась оценка статической устойчивости системы при отключенном участке одной из двух цепей передачи. Сопоставлялись режимы работы без компенсатора и при установке его на линии. Во втором случае мощность по линии может быть увеличена в 1,68 раза при угле $\delta = 110^\circ$. Динамическая устойчивость при подключении компенсатора возрастает в 1,5 раза, а напряжение в точке его присоединения в послеаварийных режимах восстанавливается через 1,5 с. Во всех случаях результаты экспериментов на модели хорошо совпадают с результатами расчетов.

Фирма Siemens AG (ФРГ) рассматривала воздействие статического компенсатора на систему в послеаварийных режимах при отключении трехфазных коротких замыканий на линиях. Для случая, когда компенсатор, работающий в режиме выдачи реактивной мощности, поддерживает постоянный уровень напряжения и должен обеспечивать демпфирование качаний, сформулированы следующие специальные требования: статический компенсатор должен быть устройством с непрерывным регулированием реактивной мощности с тем, чтобы не вызывать в системе дополнительных возмущений и колебаний напряжения, связанных со ступенчатым принципом управления: регулирование реактивной мощности компенсатора должно осуществляться не только по напряжению системы, но и по частоте или мощности.

В соответствии с этими требованиями разработан статический компенсатор, собранный по 12-фазной схеме и имеющий две конденсаторные батареи, подключенные через трансформатор, и два реактора, управляемых тиристорами. Работа компенсатора исследовалась на физических моделях сетей 110, 220 и 380 кВ. Изучалось воздействие статических компенсаторов мощностью 300 Мвар на колебания напряжения. В схеме было установлено два компенсатора такой мощности и даны рекомендации по их размещению в системе. Эксперименты показали, что при регулировании по активной мощности действие компенсатора способствует демпфированию качаний. С другой стороны, вследствие воздействия компенсатора на колебания реактивной мощности, регулирование напряжения обеспечивается не так эффективно, как прежде. Одновременное регулирование по напряжению и активной мощности с помощью статических компенсаторов может иметь противоречивый характер. В то же время регулирование только по напряжению, хотя и оказывает демпфирующий эффект на колебания мощности, во многих случаях не является опти-

мальным. Более эффективно вводить дополнительное регулирование по частоте.

Фирма Manitoba Hydro (Канада) рассматривает возможность создания и применения компенсатора реактивной мощности с пофазным управлением на участках длинных линий сверхвысокого напряжения. При применении таких устройств повышаются устойчивость и гибкость системы в сравнении с вариантами, когда применяются устройства с трехфазным управлением. В случае применения для этих целей нелинейного нерегулируемого реактора, пофазное управление может быть обеспечено путем ввода дополнительного реактора в нейтраль трехфазного реактора. Тем самым снижается обменная мощность между двумя работающими и одной отключенной фазой. Применительно к реактору с пофазным управлением разработаны принципы плавного управления реактивной мощностью на базе шунтового линейного реактора за счет изменения в широком диапазоне углов управления тиристорами. Для проверки справедливости этих принципов была разработана программа расчета электромагнитных переходных процессов.

Фирмой Brown Boveri & Co изучалось взаимодействие между статическим компенсатором и системой. Работа была поставлена на физической модели, где проведен гармонический анализ тока при работе статического компенсатора на базе управляемых тиристорами реакторов. Гармонический состав тока исследован в условиях идеализированной системы без потерь и с учетом таких факторов, как несимметрия напряжения, параметров реакторов и трансформаторов и разброс углов управления тиристорами. Исследовалось влияние регуляторов компенсаторов на величину генерируе-

мых гармоник. При определенных условиях регуляторы могут вызывать усиление генерируемых гармоник, которые, в свою очередь, нарушают стабильную работу системы управления. Поэтому рекомендуется тщательный выбор параметров регулятора и особенно цепей измерения и фильтрации входного напряжения. Следует иметь в виду, что увеличение токов гармоник низких порядков может быть вызвано и другими источниками, установленными в системе.

Анализ существующих типов статических источников реактивной мощности. Институт IREQ совместно с электротехническими фирмами, производящими статические компенсаторы, для анализа работы статических источников также широко использует методы физического моделирования. На модели мощной электрической системы исследовано несколько типов компенсаторов (см. рис. 7) применительно к условиям работы системы Гидро — Квебек. При создании моделей статических компенсаторов элементы устройств (трансформаторы, реакторы, конденсаторные батареи, фильтры) представляются отдельно. Регуляторы могут быть представлены как моделями, так и натурными промышленными образцами. Изучаемые процессы рассматриваются в реальном времени.

На физической модели исследовалось поведение и влияние указанных типов устройств на систему в установившихся и переходных режимах при снижении напряжения и возникновении коммутационных перенапряжений, а также явления, недопустимые в реальной системе по условиям эксплуатации. Возможности модели позволяют изучать процессы, связанные с гармоническими колебаниями, вызванными несовместимостью компенсатора и сети, резонансные явления при критических комбинациях параметров. Высокая эффективность и достоверность данных, полученных на модели IREQ, подтвержденная большим количеством экспериментов, позволяет разработчикам и эксплуатационникам предвидеть различные условия работы компенсатора в системе и правильно их оценить.

По этому же пути исследований пошла фирма Westinghouse, которая с помощью трехфазной модели системы проводила сравнительный анализ работы реальных статических компенсаторов в узле нагрузки. Исследовались два типа устройств: компенсатор с нерегулируемой конденсаторной батареей и реактором, управляемым тиристорами (рис. 7, в), и компенсатор с конденсаторными батареями, коммутируемыми тиристорными ключами, и управляемым реактором (рис. 7, д).

Параметр регулирования в виде низкочастотного прямоугольного импульса (около 2 Гц) вводился в систему управления компенсатором. Амплитуда импульса соответствовала требуемому значению реактивной мощности. При этом анализировался уровень высших гармоник и потери в зависимости от генерируемой реактивной мощности. Установлено, что характеристики обоих компенсаторов в установившихся режимах и при малых возмущениях, когда они работают в линейном диапазоне, практически идентичны. В динамическом режиме компенсатор второго типа имеет целый ряд преимуществ: незначительные переходные процессы при

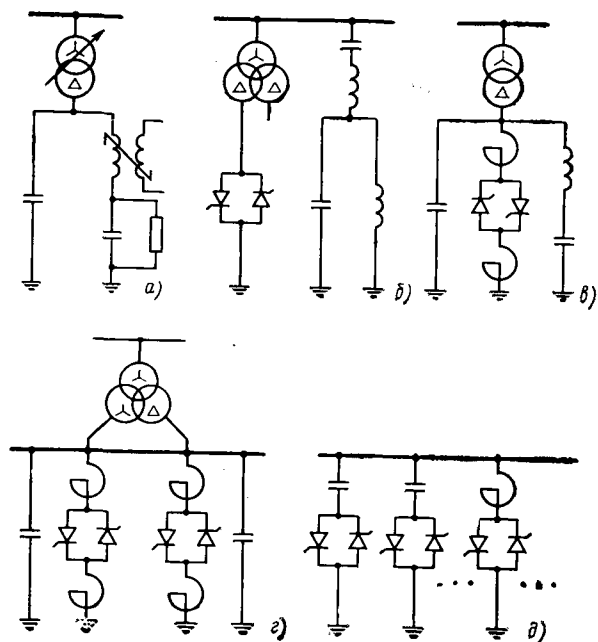


Рис. 7. Принципиальные схемы статических компенсаторов, исследованные на модели IREQ (Канада).

а — насыщающийся реактор; б — управляемый тиристорами трансреактор; в — реактор, управляемый тиристорами (6-фазная схема); г — реактор, управляемый тиристорами (12-фазная схема); д — коммутлируемая тиристорами конденсаторная батарея в сочетании с реактором, управляемым тиристорами.

больших возмущениях, меньший уровень генерируемых гармоник, низкие потери.

Фирма GEC (Великобритания) провела сравнительный анализ рабочих режимов статических компенсаторов на основе насыщающегося реактора и реактора, управляемого тиристорами (рис. 7, а и б). Показано, что в линиях электропередач, где для регулирования напряжения на шинах требуется реактивный ток компенсатора, характеристики установившегося режима обоих компенсаторов схожи. При этом насыщающийся реактор практически не генерирует высших гармоник, тогда как для реактора, управляемого тиристорами, требуется установка фильтров или переход на более сложную 12-фазную схему с трансформатором (рис. 7, г). Компенсатор первого типа обладает высокой перегрузочной способностью (троекратная и выше) — свойством, необходимым для ограничения перенапряжений в динамических режимах.

Для достижения того же эффекта с помощью управляемого тиристорами реактора необходимо существенно снизить реактивное сопротивление реактора и увеличить мощность тиристорных ключей. При этом гармонический состав тока компенсатора ухудшается. Для обоих устройств не исключена возможность неустойчивого режима при определенных условиях и в основном в тех случаях, когда они связаны со слабыми системами, в которых установлены конденсаторные батареи сравнительно большой мощности.

Оценка динамической устойчивости и требуемой скорости регулирования обоих компенсаторов проводилась на ЦВМ в сочетании с физическим моделированием. При относительно медленных изменениях режима время регулирования обоих примерно одинаково — около 0,2 с. В других случаях это время должно быть различно. Данное обстоятельство необходимо учитывать при оценке устойчивости на частотах 20—60 Гц. В частности, при тяжелых нарушениях режима коэффициент усиления регулятора управляемого реактора должен быть снижен (по условиям устойчивой работы), при этом скорость регулирования реактивной мощности также снижается.

Сравнение качества переходных процессов при коммутациях, вызванных отключением нагрузки, также выполнено на модели. За критерий оценки принят фликкер. Фликкер, вызванный компенсатором с насыщающимся реактором, в два раза ниже, чем при управлении реактором с помощью тиристорov. Компенсатор с насыщающимися реакторами обладает лучшими динамическими показателями вследствие свойственной ему высокой перегрузочной способности. Основное преимущество реактора, управляемого тиристорами, это его высокое быстродействие.

Шведская фирма ASEA исследовала комбинированный тип компенсатора на базе коммутируемых тиристорами реакторов (рис. 7, д). По мнению фирмы такая схема благодаря своей гибкости найдет широкое применение. Компенсатор состоит из четырех групп: две коммутируемые тиристорами конденсаторные батареи по 62,5 Мвар, одна реакторная группа, коммутируемая также тиристорами, и одна — плавно управляемая тиристорами — по

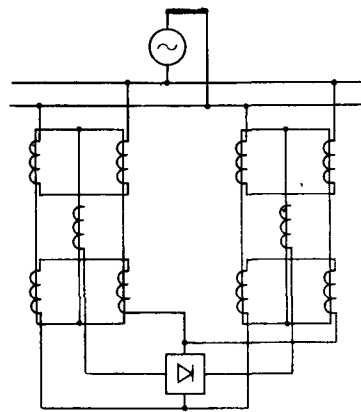


Рис. 8. Насыщающийся реактор с обратной связью по постоянному току.

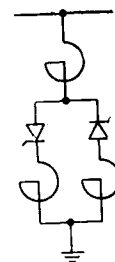


Рис. 9. Принципиальная схема компенсатора, предложенная в университете Манитоба (Канада).

62,5 Мвар. Схема исследована на физической модели. Анализировались характеристики устройства в установившихся режимах, условия регулирования при малых и больших возмущениях в симметричном и несимметричном режимах. Исследования были направлены на определение параметров регулятора и выработку принципа управления в установившихся и переходных режимах. Проводился также гармонический анализ тока, на основании которого рекомендована установка дополнительных фильтров 5- и 7-й гармоник мощностью 8,6 Мвар. Результаты исследований положены в основу проекта статического компенсатора, который в настоящее время установлен на одной из подстанций в штате Кентукки (США).

В Индии создан реактор, объединяющий в себе свойства известного реактора Фридендера и реактора, управляемого тиристорами. Он получил название насыщающегося реактора с управляемой по постоянному току обратной связью (рис. 8). Его испытания показывают, что во всех случаях управления с помощью цепи обратной связи обеспечивается широкий диапазон регулирования реактивной мощности. При этом практически все гармоники имеют сравнительно низкий уровень.

В университете Манитоба (Канада) проводятся работы по совершенствованию реакторов, управляемых тиристорами. Так, предложено введение реакторов в антипараллельные ветви тиристорного ключа (рис. 9). При этом, по мнению авторов разработки, значительно расширяется диапазон изменения угла управления тиристорами (0° — 180°), возрастает их угол проводимости, что повышает эффективность использования тиристорov, снижает вносимые ими нелинейные искажения. Путем подбора индуктивности реакторов, включенных последовательно с тиристорами, можно создать компенсатор с желаемыми характеристиками при незначительном уровне генерируемых им гармоник.

Выводы. Применение статических компенсаторов приводит к значительному улучшению показателей электрических систем как в статических, так и в динамических режимах. Это подтверждается не только расчетными данными и экспериментами на физических моделях, но и опытом эксплуатации устройств в реальных системах.

Электропривод переменного тока с бесконтактной машиной двойного питания

КОПЫЛОВ И. П., доктор техн. наук, [САНДЛЕР А. С.], доктор техн. наук,
 ШАКАРЯН Ю. Г., доктор техн. наук, ЛАБУНЕЦ И. А., ШАПИРО Л. Я.,
 кандидаты техн. наук, АЗИМОВ Р. А., ЛОХМАТОВ А. П., МУРЗАКОВ А. Г.,
 инженеры
 Москва

Электроприводы переменного тока, основанные на использовании асинхронного двигателя с фазным ротором и статического преобразователя частоты в цепи ротора, известные под названием асинхронных вентильных каскадов (АВК) и асинхронизированных синхронных машин (АСМ), нашли в настоящее время широкое применение для ряда механизмов, требующих регулирования скорости в ограниченных пределах, не превышающих 2:1 (дымососы, компрессоры, вентиляторы, насосы и др.).

Исследования, проведенные в СССР и за рубежом [Л. 1—4] показали, что такие электроприводы имеют существенно более высокие технико-экономические показатели, чем электроприводы, содержащие тиристорные преобразователи частоты в цепи статора. Это обусловлено тем, что стоимость тиристорных электроприводов в значительной степени определяется стоимостью преобразователя частоты, которая пропорциональна глубине регулирования скорости. Так, по данным исследований [Л. 3] стоимость преобразователей частоты в 2—20 раз больше стоимости собственно электрической машины, причем меньшие цифры относятся к АВК и АСМ, а большие к системам, содержащим преобразователи частоты в цепи статора (асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, вентильные двигатели).

Прогноз развития тиристорных электроприводов показывает, что эта тенденция носит долговременный характер.

Вместе с тем АСМ и АВК имеют недостатки, ограничивающие их более широкое распространение. Это прежде всего наличие узла скользящего токосъема, усложнение схемы питания тиристорного преобразователя АСМ (необходимость установки либо четырех контактных колец, либо использование сложной схемы трансформаторов питания). В ряде ответственных механизмов, работающих во взрывоопасных, химических агрессивных, загрязненных, разреженных средах, в условиях высокой влажности, в водопогружных устройствах, наличие у машины узла скользящего токосъема нежелательно или недопустимо.

В последнее время в СССР и за рубежом были проведены теоретические и экспериментальные исследования так называемых бесконтактных машин двойного питания (БМДП), лишенных узла скользящего токосъема, у которых отсутствуют указанные выше недостатки [Л. 5—14]. За рубежом изготовлены первые промышленные образцы регулируемых электроприводов с машинами подобного типа. В частности, фирма Hitachi (Япония) отмечает положительный опыт эксплуатации бесконтактных двигателей агрегатного типа мощностью 1650 кВт для регулируемого электропривода насосов, который подтвердил надежность таких машин и уменьшение затрат на обслуживание [Л. 11].

Проблема создания электроприводов на основе БМДП в настоящее время обусловлена уточнением некоторых вопросов, касающихся методов проектирования, электромагнитных расчетов, разработки системы питания и регулирования с целью достижения требуемых характеристик и оптимизации конструкции. Однако главной задачей данного этапа развития БМДП, очевидно, является обоснование их технической и экономической эффективности, проработка на уровне технических проектов, изготовление и опытно-промышленная эксплуатация. В этой связи в данной статье рассмотрены основные свойства БМДП, варианты конструктивного выполнения, особенности системы питания и регулирования.

Система электропривода. Структурная схема электропривода с БМДП приведена на рис. 1 и по существу не отличается от известных схем АСМ или АВК [Л. 1, 2]. В состав такого электропривода входит собственно электрическая машина (в данном случае БМДП), статический преобразователь частоты ПЧ с питающим трансформатором T и регулятор P с системой датчиков, обеспечивающих поступление требуемой информации в регулятор, который управляет работой преобразователя в заданном режиме.

Бесконтактная машина двойного питания принципиально представляет собой каскад из двух асинхронных «машин» на общем валу с электрическим соединением обмоток роторов. Обмотка

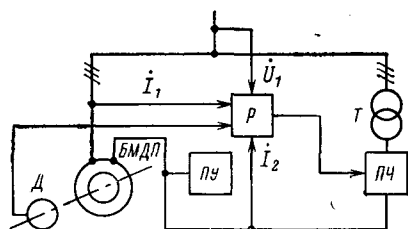


Рис. 1. Блок-схема электропривода на базе БМДП

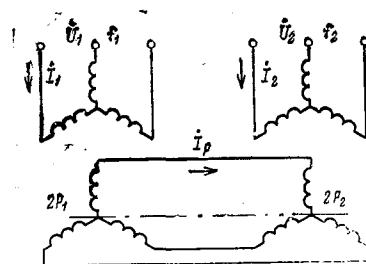


Рис. 2. Схема соединения обмоток БМДП

статора первой «машины» (первичная цепь) подключается к сети, а обмотка статора второй «машины» (вторичная цепь) к преобразователю. Обмотки роторов соединяются между собой с прямым (параллельный каскад) или с обратным (последовательный каскад) порядком чередования фаз и не имеют выводов на контактные кольца (рис. 2).

Основные уравнения БМДП для установившегося режима имеют следующий вид [Л. 6]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= (r_1 + jx_1) \dot{I}_1 + jx_{10} \dot{I}_{10}; \\ \frac{\dot{U}_2}{s} e^{j\theta} &= \left(\frac{r_2}{s} + jx_2 \right) \dot{I}_2 + jx_{20} \dot{I}_{20}; \\ 0 &= \left(r_p \frac{1 \pm \gamma}{s \pm \gamma} + jx_p \right) \dot{I}_p + jx_{10} \dot{I}_{10} + jx_{20} \dot{I}_{20}; \\ \dot{I}_{10} &= \dot{I}_1 + \dot{I}_p; \quad \dot{I}_{20} = \dot{I}_2 + \dot{I}_p, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\gamma = 2p_2/2p_1$ — отношение чисел полюсов «машин» БМДП; $r_1, x_1, r_p, x_p, r_2, x_2$ — соответственно активные и индуктивные сопротивления рассеяния первичной обмотки, суммарные роторных обмоток и вторичной обмотки (приведенные к первичной обмотке); $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_p$ — напряжения и токи первичной, вторичной и роторной цепей; θ — пространственно-временной угол сдвига между векторами $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2/s$; $s = (\omega_c - \omega)/\omega_c$ — скольжение общего вала относительно синхронной частоты вращения БМДП:

$$\omega_c = \frac{2\pi f_1}{p_1 \pm p_2}, \quad (2)$$

здесь f_1 — частота напряжения $\dot{U}_1$; знаки «+» и «—» в (1) и (2) относятся соответственно к последовательному (каскад «на сумму полюсов») и параллельному (каскад «на разность полюсов») соединению обмоток роторов.

Частота тока в роторе

$$f_p = f_1 (s \pm \gamma) / (1 \pm \gamma);$$

частота тока во вторичной обмотке $f_2 = f_1 s$.

Эквивалентная электрическая схема замещения, соответствующая уравнениям (1), приведена на рис. 3. Из системы уравнений (1) может быть получено выражение для электромагнитного момента:

$$\begin{aligned} M_e &\approx \frac{m \dot{U}_1^2}{\omega_c Z^2} \left(\frac{R_p}{s \pm \gamma} + \frac{R_2}{s} \right) - \frac{m \dot{U}_1 \dot{U}_2}{\omega_c Z^2 s} \times \\ &\times \left[\left(R_p \frac{1 \pm \gamma}{s \pm \gamma} + \frac{R_2}{s} - R_1 \right) \cos \theta + X \sin \theta \right] - \\ &- \frac{m \dot{U}_2'^2}{\omega_c Z^2 s^2} \left(R_1 + R_p \frac{\gamma}{s + \gamma} \right), \end{aligned} \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} X_1 &= x_1 \sigma_1 \sigma_2; \quad X_p = x_p \sigma_1^2 \sigma_2; \\ X_2 &= x_2 \sigma_1^2 \sigma_2; \quad R_1 = r_1 \sigma_1 \sigma_2; \quad R_p = r_p \sigma_1^2 \sigma_2; \\ R_2 &= r_2 \sigma_1^2 \sigma_2; \quad X = X_1 + X_p + X_2; \quad U'_2 = U_2 \sigma_1 \sigma_2; \\ R_s &= R_1 + R_p \frac{1 \pm \gamma}{s \pm \gamma} + \frac{R_2}{s}; \quad Z^2 = R_s^2 + X^2; \\ \sigma_1 &\approx 1 + x_1/x_{10}; \quad \sigma_2 \approx 1 + (x_1 + x_p \sigma_1)/x_{20} \sigma_1; \end{aligned}$$

m — число фаз.

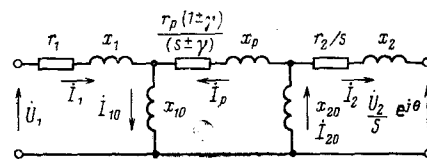


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения БМДП

Из выражения (3) видно, что регулирование частоты вращения по схеме АСМ осуществляется изменением U_2 , θ и f_2 по заданному закону в соответствии с характеристиками нагрузки при обеспечении заданного режима по реактивной мощности (например, при $\cos \varphi = 1,0$). Так же как и АСМ БМДП может работать в асинхронном режиме (с устойчивостью «по углу»). Регулирование по схеме АВК осуществляется изменением U_2 (при однозонном регулировании частоты вращения) [Л. 2]. В автономных системах при регулировании частоты вращения БМДП в широких пределах (от нуля до номинальной) для уменьшения максимальной мощности скольжения применяется также регулирование первичного напряжения U_1 [Л. 12, 13].

Следует отметить, что верхний предел регулирования частоты вращения БМДП принципиально ограничен значением $\omega_1 = 2\pi f_1/p_1$, так как при $\omega = \omega_1$ ($s = -\gamma$) э. д. с. в обмотках роторов не наводится ($f_p = 0$) и, следовательно, нет преобразования энергии через роторную цепь. Это относится прежде всего к последовательному каскаду «на сумму полюсов». Что касается параллельного каскада «на разность полюсов»¹, то ограничения по его работе имеют более сложный характер и подробно рассмотрены в [Л. 6]. Бесконтактная машина двойного питания «на разность полюсов» более подходит для использования в сравнительно быстроходных установках и специальных устройствах. Более широкую область применения в относительно тихоходных электроприводах может найти БМДП «на сумму полюсов». Поэтому ниже рассматривается именно такая наиболее исследованная БМДП с последовательным каскадом.

Конструкция БМДП. Практически БМДП может быть выполнена в виде агрегата из двух отдельных машин и в виде одной совмещенной машины, конструктивно практически не отличающейся от обычной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором.

Агрегат состоит из двух асинхронных машин с фазными роторами. Для этой цели можно использовать серийные асинхронные машины. При этом необходимо предусмотреть узел механической стыковки их валов (муфты) и разработать надежную конструкцию электрического соединения выводов роторных обмоток. Одна из машин должна иметь два рабочих конца вала, а сам вал необходимо проверить на механическую прочность, так как через него будет передаваться на нагрузку момент от второй машины (моменты, развиваемые машинами БМДП, приблизительно пропорциональ-

¹ При $p_1 = p_2$ каскад «на разность полюсов» вырождается в известную систему — «привод с поворотным статором» [Л. 6].

ны их числу полюсов). К достоинствам агрегатного исполнения БМДП следует отнести сравнительно широкую возможность выбора чисел полюсов машин при заданной синхронной частоте вращения [Л. 15].

Более совершенным является однокорпусное исполнение агрегата. Здесь исключаются промежуточные опоры, уменьшается общая длина, упрощается электрическое соединение обмоток роторов, уменьшается в целом расход материалов, масса и габариты. Такая БМДП в однокорпусном исполнении мощностью 154 кВт (600 об/мин) изготовлена фирмой Elin Union (Австрия) [Л. 10]. Агрегаты в однокорпусном исполнении вертикального типа мощностью 1650 кВт (400 об/мин, 60 Гц) изготовила фирма Hitachi (Япония). Три таких агрегата работают по схеме АВК и используются для привода насосов [Л. 11]. Соотношение полюсов машин агрегата $(2p_1/2p_2)=8/10$ выбрано для того, чтобы расчетные электромагнитные моменты, развиваемые первой и второй машиной, оказались приблизительно одинаковыми. Тогда габариты машин также одинаковы, что удобно для выполнения однокорпусной конструкции, и оптимальны массогабаритные показатели. Это, в частности, подтверждает выводы по результатам наших исследований [Л. 15], показывающие, что числа полюсов оптимальной БМДП должны быть обратно пропорциональны расчетным мощностям машин, т. е. в случае работы по схеме АВК, когда требуемая реактивная мощность потребляется только из сети, первая машина, подключенная к сети, должна иметь меньшее число полюсов.

Совмещение магнитных цепей «машин» агрегата, кроме существенного снижения расхода конструктивных материалов, в принципе позволяет уменьшить массу активной стали, так как максимальная индукция может быть выбрана в 1,15—1,2 раза более высокой, чем в обычной машине [Л. 16]. В одни и те же пазы статора и ротора укладываются по две обмотки при условии $2p_1 \neq 2p_2$ для исключения трансформаторной связи между ними. Однако использование общего магнитопровода эффективно только при совмещении также электрических цепей «машин» БМДП. В электрических совмещенных обмотках по одним и тем же проводникам протекают два тока различной частоты, создающие два магнитных поля с различными числами полюсов, что позволяет уменьшить сечение проводников максимально в $\sqrt{2}$ раз по отношению к суммарному сечению отдельных обмоток без увеличения тепловой загрузки сердечника.

Совмещенная обмотка статора заменяет две отдельные обмотки с различными числами полюсов и имеет две группы выводов для независимого подключения двух многофазных источников переменного тока (сеть и преобразователь). При подключении источника к одной группе выводов обмотка создает $2p_1$ -полюсное вращающееся магнитное поле, причем выводы второй группы остаются равнопотенциальными, что позволяет подключить к ним второй источник для создания $2p_2$ -полюсного поля. Схема обмотки исключает протекание тока одного источника через другой источник; между

$2p_1$ и $2p_2$ -полюсными «элементами» обмотки отсутствует трансформаторная связь.

При построении схем совмещенных обмоток, отвечающих указанным требованиям, используется принцип полюсно-амплитудной модуляции или более общий принцип фазовой модуляции [Л. 17]. Среди известных схем совмещенных обмоток следует отметить две полностью симметричные схемы [Л. 18]. В «мостовой» обмотке каждая фаза подразделена на четыре ветви, соединенные в четырехплечий мост, к диагоналям которого подключены фазы источников питания. «Многофазно-многофазная» обмотка имеет относительно первого источника m_1 фаз и соединена в m_2 звезд с изолированными нулевыми точками. Второй m_2 -фазный источник подключен к нулевым точкам [Л. 19].

Описанные схемы симметричных совмещенных обмоток статора БМДП позволяют получить достаточно широкий спектр соотношений чисел полюсов рабочих полей [Л. 18]. По условиям оптимального использования совмещенного магнитопровода, а также для обеспечения высоких обмоточных коэффициентов для обоих полей, числа полюсов выбираются по возможности близкими [Л. 6]. Дальнейшее расширение спектра возможных соотношений чисел полюсов возможно при использовании совмещенных обмоток с ограниченной несимметрией, например трехфазно-трехфазных из неравновитковых катушек, частично совмещенных обмоток и т. д.

Обмотка ротора БМДП обеспечивает электромагнитную связь между разнополюсными рабочими полями машины. Система токов в этой обмотке создает магнитное поле с $2p_1$ и $2p_2$ -полюсными составляющими, фазовые сдвиги которых однозначно связаны между собой. Эти обмотки могут выполняться по типу статорных при использовании мостовой схемы с перекрестным соединением разнополюсных выводов. Однако лучшими свойствами обладает более простая схема в виде (p_1+p_2) короткозамкнутых катушечных групп, равномерно распределенных по окружности ротора [Л. 5, 6]. Более технологичной и эффективной с точки зрения использования площади паза представляется конструкция из неизолированных стержней по типу «беличей клетки».

Функции взаимного преобразования энергии и электромагнитной связи между $2p_1$ и $2p_2$ -полюсными элементами статорной обмотки могут также выполняться необмотанным ротором реактивного или барьерного типа с (p_1+p_2) осями повышенной проводимости. Уравнения и выражение для электромагнитного момента такой реактивной БМДП могут быть получены из (1) и (3) при $R_p=0$ [Л. 6]. Механическая характеристика реактивной БМДП такая же, как и у обычной асинхронной машины, т. е. отсутствует указанное выше ограничение для БМДП с обмотанным ротором по верхнему пределу регулирования частоты вращения. Такие машины в настоящее время исследуются и могут оказаться весьма перспективными [Л. 6, 20].

Описанные выше варианты конструктивного исполнения БМДП — агрегатное и совмещенное — существенно отличаются по своим технико-экономическим и массогабаритным показателям. Агре-

гатное исполнение (в том числе однокорпусное) привлекает возможностью использования серийных машин, хорошо освоенных промышленностью, тогда как совмещенное исполнение требует специального проектирования и освоения изготовления. Опыт проектирования БМДП мощностью 300—1500 кВт показывает, что массо-габаритные показатели агрегата в 1,3—1,7 раза превышают показатели обычной асинхронной машины той же мощности и синхронной частоты вращения (такие широкие пределы обусловлены дискретностью типоразмеров серийных машин), а совмещенный БМДП — в 1,2—1,3 раза.

Указанное ухудшение массо-габаритных показателей и несколько худший к. п. д. БМДП по сравнению с обычной машиной — плата за исключение скользящего токосъема. Кроме лучших показателей по массе и габаритам, а также по к. п. д., совмещенная БМДП имеет вдвое меньшее число элементов (обмоток, подшипников и т. д.) и по конструкции, по существу, не отличается от обычной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором, наиболее надежной из применяемых в электроприводе машин. Целесообразность использования того или иного исполнения БМДП определяется условиями технико-экономической эффективности привода в целом для конкретного механизма с учетом возможностей изготовления и условий эксплуатации.

Преобразователь частоты. При использовании БМДП по схеме АВК система питания вторичной цепи машины ничем не отличается от обычной [Л. 2]. Статические преобразователи частоты с непосредственной связью (ПЧНС) [Л. 4] для БМДП по схеме АСМ могут быть выполнены по трехфазной мостовой схеме с потенциальным разделением фаз нагрузки и с обычным трехфазным трансформатором, имеющим одну вторичную обмотку. Применение мостовой схемы ПЧНС возможно в БМДП любого исполнения, так как имеются шесть выводов во вторичной цепи. Это обстоятельство является большим достоинством БМДП, так как не требует разработки специальных многообмоточных трансформаторов либо применения трех трансформаторов, что имеет место в обычной АСМ с тремя контактными кольцами².

Помимо этого, как показывают исследования, наличие шести выводов для подключения преобразователя частоты повышает надежность электропривода в целом, так как выход из строя одного трехфазно-однофазного преобразователя в данном случае позволяет электроприводу работать в регулируемом режиме при питании по двум фазам преобразователя частоты [Л. 21].

Следует также отметить, что благодаря большому, чем у контактной машины, значению индуктивности (рис. 3) в БМДП лучше фильтруются высшие гармоники. Наконец, вторичная обмотка БМДП может быть достаточно просто выполнена на высокое напряжение (сети), что в принципе

может в ряде случаев исключить применение питающего трансформатора.

Регулятор. Структура системы регулирования БМДП в общем случае строится на тех же принципах и идеях, что и структуры обычных АВК и АСМ [Л. 1, 2].

Однако наличие в БМДП, кроме первичной и вторичной, так называемой промежуточной (роторной) цепи и составляющих момента, создаваемых первой и второй «машинами» [Л. 6], требует дополнительных исследований с целью оптимизации характеристик БМДП в установившемся и переходном режимах.

Пуск. Способы пуска, разработанные для АВК и АСМ, полностью применимы и к БМДП [Л. 4]. Отметим только, что указанная выше возможность выполнения в БМДП вторичной обмотки на высокое напряжение принципиально позволяет выполнить пусковую аппаратуру на относительно небольшие токи и тем самым улучшить ее массо-габаритные показатели. Определенную возможность упрощения пуска (разгона до нижнего предела регулирования частоты вращения, где включается в работу преобразователь) дает наличие внутреннего каскада (рис. 3): пуск может быть осуществлен при разомкнутой вторичной статорной обмотке за счет момента, обусловленного магнитным полем первой «машины» и токов в роторе; этот момент может оказаться достаточным для разгона, например при вентиляторной нагрузке на валу.

Выводы. 1. Электропривод на базе бесконтактной машины двойного питания является перспективным типом тиристорного электропривода для механизмов, требующих регулирования в диапазоне, не превышающем отношения 2:1. Если при этом условие бесконтактности является необходимым (взрывоопасная, переувлажненная, химически агрессивная и т. п. среды, повышенная надежность), привод с БМДП может оказаться вне конкуренции по технико-экономическим показателям. Особенно эффективным следует считать применение БМДП при совмещенной конструкции и для тихоходных электроприводов.

2. Потребность в подобного типа электроприводах в последние годы возросла и есть основания полагать, что она будет расти и дальше. Уже сейчас электроприводы с БМДП требуются для ряда механизмов собственных нужд ГРЭС, ТЭС, ТЭЦ и АЭС, приводов гребных валов и др.

3. Научно-исследовательские проработки и испытания лабораторных образцов, а также зарубежный опыт позволяют утверждать, что необходимо отечественной электротехнической промышленности начать опытно-конструкторские разработки по созданию бесконтактных машин двойного питания и электроприводов на их основе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. — М.: Наука, 1969.
2. Онищенко Г. Б. Асинхронный вентильный каскад. — М.: Энергия, 1967.
3. Зденэк Д. Современное состояние и перспективы развития регулируемых электроприводов переменного тока больших мощностей. — Всемирный электротехнический конгресс. — М.: 1977, 21—25 июня, секция 6, доклад 24.

² Возможно выполнение АСМ с шестью контактными кольцами [Л. 22], что, однако, сопряжено с существенным усложнением узла скользящего токосъема и усугубляет недостатки такой машины.

4. Регулируемый асинхронизированный синхронный привод с. н. станций/ Н. Н. Блоцкий, А. Г. Мурзаков, Ю. Г. Шакарян и др. — Электрические станции, 1973, № 10, с. 33—36.
5. Broadway A. R. W., Burbidge L. Self cascaded machine: a low-speed motor or high frequency brushless alternator. — Proc. IEE, 1970, vol. 117, № 7.
6. Лабунец И. А. Разработка и исследование бесконтактной машины двойного питания. — Автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. техн. наук. — М.: Изд. МЭИ, 1975.
7. Kusko A., Somuah C. B. Speed control of a single-frame cascade induction motor with slip-power pump. back. — IEEE Conf. Rec. IAS Ann. Meet., 1976, Pap. 11th Ann. Meet. Hyatt Regency O'Hare, 1976. — Chicago, 1976, III.
8. A variable speed self-cascaded induction motor/ Radhakrishnan N. e. a. — IEEE Power Eng. Soc. Conf. Pap. Winter Meet., New York, 1975. — New York, 1975, 136.7/1—136.7/8.
9. Нонако Сакатуро, Огухи Куниоми. Бесконтактный электромеханический каскад с преобразователем частоты, «Дэнки гаккай ромбуси», 1977, B97, № 3, 127—134.
10. Kratky H. Der bürstenlose Kaskadenmotor als Regelantrieb für Sonderanwendungsgebiete. — Elin-Zeitschrift, 1979, H. 4.
11. Nada Jibin, Hira Yutaka, Hari Takamasa. Brushless Scherbins control of induction motors. — IEEE Conf. Rec. 9th Ann. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc., Pittsburgh, PA 1974, Part. — New York, 1974, № 4.
12. Сандлер А. С., Каримов Х. Г. Бесконтактный асинхронный регулируемый электропривод. — Электричество, 1969, № 10, с. 48—53.
13. Сандлер А. С., Семешко А. Н. Автономный двухдвигательный бесконтактный электропривод переменного тока

для механизмов с вентиляторной нагрузкой. — Электричество, 1972, № 3, с. 64—69.

14. Кялян Н. А. Бесконтактная управляемая машина переменного тока. Автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. техн. наук. М.: 1973.
15. Сандлер А. С., Шапиро Л. Я., Лабунец И. А. Выбор оптимального соотношения полюсов двухдвигательного регулируемого бесконтактного агрегата двойного питания. — Известия вузов. Электромеханика, 1972, № 8, р. 869—874.
16. Сандлер А. С., Шапиро Л. Я., Лабунец И. А. Об одновременном намагничивании стали двумя потоками разных частот. — Электричество, 1975, № 3, с. 24—27.
17. Rawcliffe G. H. P. A. M.: a new philosophy for a. c. windings and its application — Conf. El. Var. Speed Drives. — London, 1972.
18. Шапиро Л. Я., Лабунец И. А., Лохматов А. П. Принципы построения многофазных совмещенных обмоток. — Электротехника, 1975, № 10, с. 1—4.
19. А. с. № 516151 (СССР). Бесконтактная машина двойного питания/ Л. Я. Шапиро, И. А. Лабунец, А. П. Лохматов. Оpubл. в Б. И., 1976, № 20.
20. Broadway A. R. W. Cageless induction machine. — Proc. IEE, 1971, vol. 118, № 11.
21. Мурзаков А. Г. Исследование установившегося режима работы привода механизмов собственных нужд на базе управляемой машины переменного тока. — Электричество, 1978, № 1, с. 34—40.
22. Асинхронизированный синхронный электропривод цементной мельницы/ П. З. Никитин, М. В. Бакшт, В. С. Копелец и др. — Электричество, 1978, № 3, с. 81—82.

[01.02.80]

УДК 621.314.632.014.001.24

Особенности теплового расчета вентилей в аварийных режимах

СТАРОВЕРОВ Г. М., канд. техн. наук, ИВАНОВ Г. В., инж.

Норильск

Как известно, тепловые расчеты полупроводниковых приборов проводятся с теми или иными упрощениями и допущениями. Точный учет всех влияющих на тепловой режим факторов и элементов конструкции приборов, учет пространственного и временного изменения тепловых полей практически невозможен. Поэтому обычно прибегают к ориентировочным оценкам, используя в основном интегральный подход к процессам, т. е. усредненное суммарное действие всех факторов в течение определенного промежутка времени. Так, тепловое действие тока с кривой произвольной формы заменяется действием его среднего значения, импульс мощности произвольной формы аппроксимируется одним или несколькими прямоугольными импульсами мощности. Величины, определяемые теплоемкостью и теплопроводностью элементов конструкции прибора, находятся экспериментальным путем по результатам их суммарного проявления в определенных режимах, например, режиме охлаждения после стационарного процесса.

Используемые в расчетах упрощения и соответствующие им погрешности расчета можно разбить на три категории:

1. Приближенное определение выделяемой в приборе мощности (энергии) за счет замены мгновенных значений тока и напряжения усредненными параметрами.

2. Упрощение теплофизической модели прибора и приближенное определение ее параметров.

3. Отступление от реального временного процесса тепловыделения в приборе, например, путем замены действительной временной зависимости выделяемой мощности серией прямоугольных импульсов.

Общим для всех трех категорий упрощений является замена реальных нелинейных зависимостей линейными, многомерной задачи одномерной, использование вместо мгновенных значений усредненных за отрезки времени параметров. При этом не учитываются параметрический характер задачи, зависимость параметров теплофизической модели процесса (например, тепловых сопротивлений) от значения выделяемой в приборе мощности и т. п. Величины, используемые при расчете нагрева прибора для произвольных во времени воздействий, получены опытным путем при остывании прибора после типовых тепловых воздействий.

Упомянутые в п. 2 погрешности являются вынужденными и определяются современными техническими возможностями. Необходимые для расчета параметры определяются с разбросом до 25% [Л. 1].

Погрешности же, указанные в п. 1 и 3, зависят от принятого способа расчета. Поэтому нужно выбирать такой инженерный способ расчета, который минимизировал бы погрешности первой и третьей категорий, т. е. речь идет об уточнении расчета не за счет пересмотра общепринятой тепловой модели и аппроксимации вольт-амперной характеристики

(ВАХ) прибора, а за счет более точного учета зависимости тепловыделения в приборе от времени.

Для расчета выделяемой в приборе мощности применяется выражение

$$\Delta P = U_0 I_{cp} + k_{\phi}^2 I_{cp}^2 R_d, \quad (1)$$

где U_0 — отрезок, отсекаемый на оси напряжений при аппроксимации ВАХ вентиля прямой линией; R_d — динамическое сопротивление вентиля при такой аппроксимации ВАХ; I_{cp} — средний ток через вентиль; k_{ϕ} — коэффициент формы протекающего через прибор тока, равный отношению действующего значения тока к среднему [Л. 2].

Однако при использовании принятой аппроксимации ВАХ вентилей выражением

$$u(t) = U_0 + R_d i(t) \quad (2)$$

нет необходимости вычислять ΔP по выражению (1) через I_{cp} . При известной аналитической зависимости $i(t)$ целесообразно находить мгновенную мощность $p(t)$ и затем использовать ее в дальнейших расчетах:

$$p(t) = u(t) i(t) = U_0 i(t) + R_d i^2(t). \quad (3)$$

Разумеется, это имеет смысл при расчете стационарных тепловых процессов, например, при аварийных или кратковременных режимах. К тому же аппроксимацию кривой мощности во времени, например, прямоугольными импульсами, нужно проводить по зависимости $p(t)$, а не по кривой тока. Иначе иногда возникает предположение, что при синусоидальной форме кривой тока синусоидальным будет и импульс мощности [Л. 3].

При известной передаточной функции прибора по тепловому процессу и наличии соответствующих справочных данных [Л. 2 и 3] в общем случае не следует прибегать к ступенчатой аппроксимации импульса мощности, как это принято в расчетах [Л. 4]. Часто такая аппроксимация усложняет инженерный расчет, особенно при значительном числе ступенек.

Имея зависимость $p(t)$, рекомендуемые тепловые модели приборов и передаточные функции, можно получить зависимость температуры перехода от времени $\theta_{pn}(t)$. Использование мгновенных значений величин до конечного этапа без их интегрального усреднения будет более точным приближением к реальным процессам. В противном случае, например замена кривой выделяемой мощности одним эквивалентным импульсом, может привести к тому, что расчетные и реальные величины могут существенно отличаться.

Разумеется, основывать расчет на мгновенной мощности предлагается не впервые и есть обстоятельный анализ этих вопросов [Л. 5 и 6]. Однако необходим инженерный метод расчета с использованием лишь тех параметров, которые в явном виде даются в справочниках. В [Л. 5 и 6] используется степенная зависимость теплового сопротивления от времени, а справочные данные относятся к экспоненциальной зависимости.

К аварийным режимам, когда нужно лишь оценить с некоторым запасом сохранения работоспособности прибора, применим метод предельных оценок. Нагрев прибора в таких режимах почти не зависит от условий охлаждения его корпуса. Это обусловлено тем, что время срабатывания защиты согласно ГОСТ не превышает 0,25 с, а в соответствии со справочными кривыми нагрева мощных вентилей теплоотвод начинает проявляться через секунды. Имеющихся в специальной литературе и в справочниках данных (зависимость максимальной допустимой амплитуды тока рабочей перегрузки $I_{ав.пер}$ от длительности его протекания [Л. 2], максимальная допустимая амплитуда тока аварийной перегрузки $I_{ав.пер}$, значения ударного тока $I_{уд}$ и величина $\int i^2 dt$) во многих случаях достаточно для оценки и расчета работоспособности приборов в аварийных режимах. Однако и для использования этих параметров при аварийных режимах не обходимо предварительных расчетов, так как режимы, при которых определялись указанные выше параметры, и аварийные режимы могут существенно отличаться друг от друга. В любом случае при аварийных режимах необходимы оценка или расчет значения $p(t)$. Зависимость $p(t)$ можно получить графоаналитическим путем, используя ВАХ прибора и зависимость $i(t)$ [Л. 3]. Однако такой метод трудоемок, является приближенным по способу его осуществления и неудобен для анализа и обобщения результатов.

В свете изложенного представляется целесообразным следующий подход к тепловому расчету вентилей в аварийных режимах:

1. Выражают аналитически точно или приближенно зависимость от времени протекающего через прибор тока $i(t)$.

2. По зависимости $i(t)$ и приближенному выражению для ВАХ прибора в форме (2) определяют $p(t)$ по уравнению (3).

3. По зависимости $p(t)$ и справочным данным R_k и α_k для передаточных функций, характеризующих теплопередачу в приборе, определяют мгновенные значения температуры перехода $\theta_{pn}(t)$. Здесь R_k и α_k — тепловое сопротивление и обратная величина постоянной времени тепловой модели вентиля [Л. 3].

4. Расчетные значения $\theta_{pn}(t)$ сравнивают с максимально допустимой температурой перехода $\theta_{pn \max}$, которая приводится в справочниках. Если расчетные значения θ_{pn} превышают $\theta_{pn \max}$, то это свидетельствует о необходимости специальных мер по снижению аварийных токов в приборе.

Изменение во времени температуры структуры вентиля в зависимости от формы проходящего тока. Разумеется, случаи аварийных режимов и соответствующие им зависимости $i(t)$ весьма разнообразны, но многие из них могут быть аппроксимированы следующей формой импульсов тока через вентиль: полусинусоидальной $i(t)_c$, треугольной $i(t)_\tau$ и прямоугольной $i(t)_п$. Для всех зависимостей приняты равными амплитудные значения I_m и период повторения T . Длительность прямоугольного импульса тока τ выбирается такой, чтобы действующие значения токов для прямоугольной $I_{д.п}$ и

полусинусоидальной форм $I_{д.с}$ определялись как

$$I_{д.п} = I_{д.с} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}; \quad \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^T I_m^2 dt};$$

$$\tau = \frac{T}{4}.$$

Итак, мгновенные значения токов для одного периода ($t=0 \div T$) будут следующими:

$$i(t)_c = I_m \sin \omega t \quad \text{при } t = 0 \div \frac{T}{2};$$

$$i(t)_c = 0 \quad \text{при } t = \frac{T}{2} \div T;$$

$$i(t)_r = \frac{4I_m}{T} t \quad \text{при } t = 0 \div \frac{T}{4};$$

$$i(t)_r = 2I_m - \frac{4I_m}{T} t \quad \text{при } t = \frac{T}{4} \div \frac{T}{2};$$

$$i(t)_r = 0 \quad \text{при } t = \frac{T}{2} \div T;$$

$$i(t)_n = I_m \quad \text{при } t = 0 \div \frac{T}{4};$$

$$i(t)_n = 0 \quad \text{при } t = \frac{T}{4} \div T.$$

В соответствии с (3) и (4) выражения для мгновенной мощности в течение временного промежутка протекания тока будут следующими:

$$\left. \begin{aligned} p(t)_c &= U_0 I_m \sin \omega t + R_d I_m^2 \sin^2 \omega t \\ &\quad \text{при } t = 0 \div \frac{T}{2}; \\ p(t)_r &= U_0 I_m \frac{4}{T} t + R_d I_m^2 \frac{16}{T^2} t^2 \\ &\quad \text{при } t = 0 \div \frac{T}{4}; \\ p(t)_r &= U_0 I_m 2 \left(1 - \frac{2}{T} t\right) + R_d I_m^2 4 \left(1 - \frac{2}{T} t\right)^2 \\ &\quad \text{при } t = \frac{T}{4} \div \frac{T}{2}; \\ p(t)_n &= U_0 I_m + R_d I_m^2 \quad \text{при } t = 0 \div \frac{T}{4}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

При известных $p(t)$ и принятой в литературе тепловой модели полупроводниковых приборов [Л. 1—4], состоящей из ряда аperiodических звеньев с передаточными функциями $\frac{R_k}{\frac{1}{\alpha_k} p + 1}$

соответствующими переходными характеристиками

$$h_k(t) = R_k (1 - e^{-\alpha_k t}),$$

можно рассчитать изменение температуры перехода во времени $\theta_{pn}(t)$, используя интеграл Дюамеля, например, в форме

$$\theta_{kpn}(t) = p_0 h_k(t) + \int_0^t p'(\tau) h_k(t - \tau) d\tau, \quad (6)$$

где $h_k(t)$ — переходная характеристика k -го аperiodического звена.

Данные расчетов для отдельных аperiodических звеньев суммируются, т. е.

$$\theta_{pn}(t) = \sum_k \theta_{kpn}(t). \quad (7)$$

Поскольку все звенья расчетной модели аналогичны, то найденные по выражению (6) зависимости $\theta_{kpn}(t)$ для определенного вида будут типовыми для всех звеньев, а истинную температуру перехода можно затем определить по уравнению (7).

Выражения $\theta_{kpn}(t)$ для каждого вида аппроксимации будут следующими.

1. Полусинусоидальная форма кривой тока.

Пусть для сокращения записей $R_k = 1$ и $h_k(t) = 1 - e^{-\alpha_k t}$, тогда

$$\begin{aligned} \theta_{pnc}(t) &= p_c(0) h(t) + \int_0^t p_c(\tau) h(t - \tau) d\tau = U_0 I_m \sin \omega t + \\ &+ R_d I_m^2 \sin^2 \omega t + U_0 I_m \frac{\omega}{\alpha_k^2 + 4\omega^2} (\alpha_k e^{-\alpha_k t} - \\ &- \alpha_k \cos \omega t - \omega \sin \omega t) + R_d I_m^2 \frac{\omega}{\alpha_k^2 + 4\omega^2} (2\omega \cos 2\omega t - \\ &- \alpha_k \sin 2\omega t - 2\omega e^{-\alpha_k t}). \end{aligned} \quad (8)$$

Для вычисления температуры перехода в момент окончания полуволны тока надо в (8) поставить $t = \frac{T}{2}$:

$$\begin{aligned} \theta_{pnc}\left(\frac{T}{2}\right) &= U_0 I_m \frac{\alpha_k \omega}{\alpha_k^2 + \omega^2} \left(1 + e^{-\frac{1}{2} \alpha_k T}\right) + \\ &+ R_d I_m^2 \frac{2\omega^2}{\alpha_k^2 + 4\omega^2} \left(1 - e^{-\frac{1}{2} \alpha_k T}\right). \end{aligned} \quad (9)$$

Для удобства дальнейшего анализа целесообразно обозначить

$$\alpha_k T = \frac{T}{\tau_k} = x,$$

где x — характеризует инерционность звена по отношению к длительности импульсов тока при аварийных режимах. При принятых обозначениях выражение (9) будет записано как

$$\begin{aligned} \theta_{pnc}\left(\frac{T}{2}\right) &= U_0 I_m \frac{2\pi x}{x^2 + 4\pi^2} \left(1 + e^{-\frac{1}{2} x}\right) + \\ &+ R_d I_m^2 \frac{8\pi^2}{x^2 + 16\pi^2} \left(1 - e^{-\frac{1}{2} x}\right) = \\ &= U_0 I_m A_c + R_d I_m^2 B_c, \end{aligned} \quad (10)$$

где

$$A_c = \frac{2\pi x}{x^2 + 4\pi^2} \left(1 + e^{-\frac{1}{2} x}\right)$$

и

$$B_c = \frac{8\pi^2}{x^2 + 16\pi^2} \left(1 - e^{-\frac{1}{2} x}\right).$$

2. Треугольная форма кривой тока.

При $t = 0 \div \frac{T}{4}$

$$\begin{aligned} \theta_{\text{пнт}}(t) = & \int_0^t p'_{\tau}(\tau) h(t-\tau) d\tau = U_0 I_m \frac{4}{T} t + \\ & + R_d I_m^2 \frac{16}{T^2} t^2 - e^{-\alpha_k t} \left[\frac{4}{\alpha_k} \frac{U_0 I_m}{T} (e^{\alpha_k T} - 1) + \right. \\ & \left. + \frac{32 R_d I_m^2}{T^2 \alpha_k^2} (\alpha_k T e^{\alpha_k T} - e^{\alpha_k T} - 1) \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

При $t = \frac{T}{4} \div \frac{T}{2}$

$$\begin{aligned} \theta_{\text{пнт}}(t) = & U_0 I_m + R_d I_m^2 - e^{-\alpha_k t} \left[\frac{4}{\alpha_k} \frac{U_0 I_m}{T} \times \right. \\ & \times \left(e^{\alpha_k \frac{T}{4}} - 1 \right) + \frac{32 R_d I_m^2}{T^2 \alpha_k^2} \left(\frac{\alpha_k T}{4} e^{\alpha_k \frac{T}{4}} - e^{\alpha_k \frac{T}{4}} + 1 \right) \Big] + \\ & + \int_{\frac{T}{4}}^t \left(-\frac{4}{T} U_0 I_m - 16 \frac{R_d I_m^2}{T} + \frac{32}{T} R_d I_m^2 \tau \right) \times \\ & \times [1 - e^{-\alpha_k (t-\tau)}] d\tau. \end{aligned} \quad (12)$$

После преобразования для момента окончания импульса тока ($t = \frac{T}{2}$) выражение для температуры перехода будет следующим:

$$\begin{aligned} \theta_{\text{пнт}}\left(\frac{T}{2}\right) = & U_0 I_m \frac{4}{\alpha_k T} \left(1 - e^{-\frac{\alpha_k T}{4}} \right) + \\ & + R_d I_m^2 \frac{32}{(\alpha_k T)^2} \left(1 - \frac{\alpha_k T}{2} e^{-\frac{\alpha_k T}{4}} - e^{-\frac{\alpha_k T}{2}} \right). \end{aligned} \quad (13)$$

Используя ранее принятое обозначение $\alpha_k T = x$, выражение (13) можно записать в виде

$$\begin{aligned} \theta_{\text{пнт}}\left(\frac{T}{2}\right) = & U_0 I_m \frac{4}{x} \left(1 - e^{-\frac{1}{4}x} \right) - \\ & - R_d I_m^2 \frac{32}{x^2} \left(1 - \frac{x}{2} e^{-\frac{1}{4}x} - e^{-\frac{1}{2}x} \right) = \\ & = U_0 I_m A_T + R_d I_m^2 B_T. \end{aligned} \quad (14)$$

3. Прямоугольный импульс тока.

Выкладки, аналогичные приведенным выше, приводят к следующему выражению для момента окончания импульса:

$$\begin{aligned} \theta_{\text{пнт}}\left(\frac{T}{4}\right) = & U_0 I_m \left(1 - e^{-\frac{1}{4}x} \right) + \\ & + R_d I_m^2 \left(1 - e^{-\frac{1}{4}x^2} \right) = U_0 I_m A_{\text{п}} + R_d I_m^2 B_{\text{п}}. \end{aligned} \quad (15)$$

Для анализа влияния различных факторов на тепловой режим прибора были рассчитаны составляющие температуры перехода отдельно для членов $U_0 I_m$ и $R_d I_m^2$ и при различных x , т. е. при различных соотношениях длительности импульсов тока и постоянных времени звеньев тепловой модели прибора. Принято, что в промежутке между импульсами тока температура перехода для каждой составляющей спадает по экспоненте.

Данные проведенных расчетов (в статье не представлены) рис. 1 позволяют сделать ряд выводов по особенностям теплового расчета вентилей в аварийных режимах.

Замена группы импульсов одним эквивалентным по мощности импульсом в тепловых расчетах в зависимости от конкретного типа прибора может увеличить ошибку расчетов на порядок и более, т. е. в общем случае такая замена недопустима. Так, расчеты показали, что для звеньев с $x > 2$ практически с третьего периода устанавливается стационарный режим, когда температура в конце импульса мощности уже стабилизируется за счет равенства получаемой в течение импульса энергии и отдаваемой в промежутке между импульсами. Поэтому для звеньев с $x > 2$ замена уже 10 импульсов одним эквивалентным приведет к увеличению ошибки при определении температуры на порядок, т. е. расчетное значение окажется завышенным. Ориентация на такой метод расчета вызовет недоиспользование вентилей по перегрузочным способностям: реальные токи, которые он способен выдержать в повторно-кратковременном режиме, будут гораздо больше расчетных.

Замена импульсов мощности одной формы импульсом другой формы при условии равенства энергии обоих импульсов и пиковых значений мощности, может, тем не менее, привести к существенным ошибкам расчета. Так, в конце полусинусоидального, треугольного и прямоугольного импульсов тока температуры, обусловленные составляющей $U_0 I_m$, будут относиться как 1:0,75:1,88. По-разному будет меняться во времени и температура структуры для каждой формы импульсов в случае прохождения группы импульсов, например в аварийном режиме. Исследования выявили, что при аппроксимации прямоугольными импульсами температура структуры в конце протекания тока более чем в 2 раза превышает аналогичную температуру при треугольной аппроксимации. Температура же к началу импульсов тока при полусинусоидальной и треугольной аппроксимациях, наоборот, выше, чем при прямоугольной, т. е. картина тепловых процессов существенно зависит от принятого упрощенного способа представления кривой выделяющейся мощности. Поэтому в случае необходимости аппроксимации в тепловых расчетах при замене одной формы тока другой основным условием должно быть не равенство суммарной мощности и амплитудных значений, а возможно более точное приближение формы аппроксимирующей кривой к реальной как по форме, так и во времени.

Для инженерного ориентировочного расчета тепловых процессов в аварийных режимах можно на основе рассмотренной методики сделать ряд рекомендаций и предложений.

1. При обычной длительности аварийного процесса в пределах 0,2÷0,3 с (время срабатывания защиты) влияние некоторых звеньев тепловой модели на временный ход температуры структуры прибора можно не учитывать.

1.1. Звенья с $x < 0,05$ можно не учитывать, так как в силу их инерционности незначительна составляющая нагрева (температуры) от их влияния в аварийный период.

1.2. Звенья с $x > 5$ определяют составляющую нагрева (температуры), которая появляется во время импульса и практически полностью исчезает к моменту появления следующего импульса тока. Согласно нормативам длительно допустима рабочая температура структуры прибора $110 \div 140^\circ\text{C}$, а кратковременно (в течение 10 мс) допустима температура $300 \div 400^\circ\text{C}$. В связи с этим возможен такой прием. Оценивают температуру структуры с учетом влияния звеньев с $x < 5$. Если эта температура окажется ниже $140 \div 160^\circ\text{C}$, то влияние звеньев с $x > 5$ можно не учитывать, так как составляющая от их учета не превысит согласно проведенным расчетам в этом случае $140 \div 120^\circ\text{C}$, т. е. суммарная температура структуры не будет превосходить кратковременно допустимую температуру.

Если же указанное условие не соблюдается, то необходим учет составляющих температуры от всех звеньев и сравнение полученной температуры с максимально допустимой по существующим нормативам. Обычно для аварийных режимов достаточно учета звеньев с $0,05 < x < 5$.

2. Для упрощения расчета можно пользоваться диаграммами для коэффициентов A и B . Пример таких зависимостей A и B дан на рис. 1.

3. Поскольку для реальных приборов число звеньев с $0,05 < x < 5$ не более четырех, то возможно построение зависимостей для суммы коэффициентов A и B для времени аварийного режима.

4. Следует обратить внимание и на то, что нагрев структуры составляющей $U_0 I_m$ существенно отличается от нагрева за счет составляющей $R_d I_m^2$. Обычно $U_0 = 0,76 \div 1,24$ В. Значения R_d для вентиля с $I_{ном}$ в пределах 10 А составляют 10^{-2} Ом, а для вентиля с $I_{ном} \approx 100$ А значения R_d примерно равны 10^{-3} Ом. В этом случае при номинальных токах и примерно равных A и B соотношение составляющих температуры от $U_0 I_m$ и от $R_d I_m^2$ будет примерно равным 10:1, т. е. если токи близки к номинальным, то нагрев будет в основном за счет составляющей $U_0 I_m$, а влиянием составляющей температуры от $R_d I_m^2$ можно пренебречь. Но

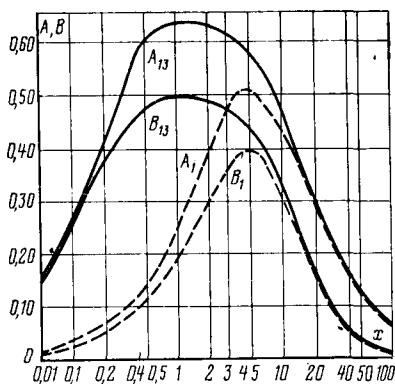


Рис. 1.

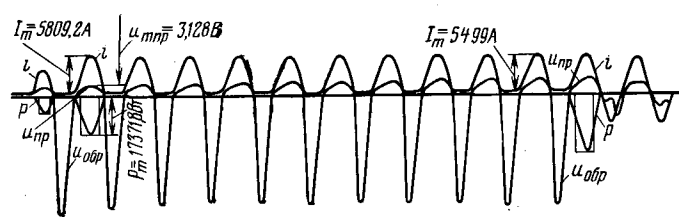


Рис. 2.

это замечание важно в основном для рабочих режимов.

Экспериментальная проверка методики. Для подтверждения справедливости предлагаемой методики и сравнения ее с существующими способами оценки перегрузочной способности мощных полупроводниковых вентилях были проведены эксперименты с диодом В200 ($R_d = 4 \cdot 10^{-4}$ Ом; $U_0 = 0,94$ В; $\Delta U_{кл} = 0,55$ В) со следующими параметрами [Л. 4]:

К	1	2	3	4	5
$R_{к1}, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$	0,02	0,03	0,04	0,06	0,18
$\alpha_{к1}, 1/^\circ\text{C}$	3500	110	5,5	0,4	0,008

Через диод пропускались импульсы тока полусинусоидальной формы с амплитудой $5800 \div 5500$ А, т. е. ток, больший справочного значения ударного тока при длительности в 10 мс. На осциллографе записывались ток через диод, прямое падение напряжения и обратное напряжение (рис. 2). По осциллограммам определяется момент выхода вентиля из строя, а обрабатывая результаты осциллографирования по различным методикам, рассчитывают или момент выхода вентиля из строя и сопоставляют его с полученным экспериментально, или по различным методикам рассчитывают температуру структуры в момент выхода вентиля из строя и сравнивают расчетное значение с температурой, которая считается предельной для структуры, т. е. когда теряются вентилярные свойства структуры. Была испытана партия из 50 одинаковых вентилях с $\Delta U_{кл} = 0,55$ В. Выход структуры из строя происходил у большинства вентилях на 11- или 12-й полусинусоиде и лишь у некоторых на 13-м полупериоде.

По значениям тока и прямого падения напряжения для вентиля строились кривые мгновенной мощности, как показано для трех полуволн на рис. 2.

Расчеты по методикам, изложенным в [Л. 2 и 4], дают значения температуры выхода структуры из строя в пределах $800 \div 900^\circ\text{C}$ (разброс обусловлен различием диодов из партии), что превышает температуру плавления спая металл — полупроводник, которая составляет $700 \div 900^\circ\text{C}$. Согласно предлагаемой в статье методике значение температуры разрушения структуры вентиля составляет $600 \div 700^\circ\text{C}$. Расчеты по указанным методикам приведены в приложении. Разумеется, точное значение температуры разрушения структуры вентиля указать нельзя, но значения, полученные по предлагаемой в статье методике, ближе к реальным температурам, чем значения, рассчитанные по существующим методикам. Вместе с тем следует отметить, что правильность существующих мето-

Расчетные коэффициенты при определении температуры структуры по мгновенным значениям тока

$X = 51,8$		$X = 1,623$		$X = 0,0814$		$X = 0,00522$		$X = 0,0001184$	
A_1	B_1	A_2	B_2	A_3	B_3	A_4	B_4	A_5	B_5
0,11953	0,02779	0,35038	0,27386	0,02538	0,01994	0,00165	0,00130	0,00003	0,00002
$X = 86,45$		$X = 2,717$		$X = 0,13585$		$X = 0,00988$		$X = 0,0001976$	
0	0	0,08762	0,06848	0,02368	0,01860	0,03165	0,00129	0,00018	0,00002
0,07229	0,01034	0,54556	0,42337	0,06549	0,05143	0,03478	0,00492	0,00010	0,00007
0	0	0,23517	0,18250	0,06279	0,04931	0,00477	0,00491	0,00010	0,00017
0,07229	0,07229	0,69311	0,53738	0,10459	0,08214	0,00791	0,00737	0,00016	0,00010
0	0	0,29877	0,23164	0,10028	0,07876	0,00788	0,00735	0,00016	0,00010
0,07229	0,07229	0,75672	0,58653	0,14208	0,11159	0,01102	0,00081	0,00022	0,00013
0	0	0,32619	0,25283	0,13620	0,10699	0,01099	0,00878	0,00022	0,00013
0,07229	0,07229	0,78414	0,60772	0,17803	0,13982	0,01412	0,01225	0,00028	0,00016
0	0	0,33801	0,26196	0,17070	0,13406	0,01408	0,01221	0,00028	0,00016
0,07229	0,07229	0,79596	0,61685	0,21250	0,16689	0,01722	0,01467	0,00035	0,00019
0	0	0,34311	0,26590	0,20374	0,16001	0,01716	0,01465	0,00035	0,00019
0,07229	0,07229	0,80105	0,62079	0,24555	0,19284	0,02030	0,01709	0,00041	0,00022
0	0	0,34530	0,26760	0,23543	0,18490	0,02024	0,01704	0,00041	0,00022
0,07229	0,07229	0,80325	0,62248	0,27723	0,21773	0,02338	0,01950	0,00047	0,00025
0	0	0,34625	0,26833	0,25581	0,20846	0,02330	0,01941	0,00047	0,00025
0,07229	0,07229	0,80419	0,62321	0,30761	0,24159	0,02644	0,02191	0,00053	0,00028
0	0	0,34666	0,26864	0,29494	0,23163	0,02636	0,02184	0,00053	0,00028
0,07229	0,07229	0,80460	0,62353	0,33674	0,26447	0,02950	0,02431	0,00060	0,00031
0	0	0,34683	0,26878	0,32287	0,25357	0,02941	0,02423	0,00060	0,00031
0,07229	0,07229	0,80478	0,62366	0,36467	0,28604	0,03254	0,02669	0,00066	0,00034
0	0	0,34691	0,26884	0,34964	0,27460	0,03244	0,02661	0,00066	0,00034
0,07229	0,07229	0,80485	0,62372	0,39145	0,30743	0,03558	0,02938	0,00072	0,00037
0	0	0,34694	0,26886	0,37532	0,29476	0,03547	0,02899	0,00072	0,00037
0,07229	0,07229	0,80489	0,62375	0,41712	0,32769	0,03861	0,03145	0,00078	0,00040

дик бесспорна, единственным недостатком их является некоторое загромождение расчета, что и приводит к некоторому занижению реальных возможностей вентилей. В [Л. 4] указана предельная температура структуры вентилей в пределах 300—400°C в течение 10 мс. Согласно проведенным расчетам и эксперименту можно утверждать, что в действительности кратковременно допустимы гораздо большие температуры структуры, а в расчете на срабатывание защиты за время не более 0,25 с допустимы (по крайней мере для диода В200) предельные токи аварийной перегрузки $I_{ав.пер.}$ указанные в справочнике для диодов 10—20 мс.

Следует также указать, что в эксперименте было выявлено, что температура полупроводниковой структуры в конце полусинусоиды тока значительно отличается от температуры в начале полусинусоиды, т. е. в течение бестоковой паузы температура существенно меняется. Это еще один довод, подтверждающий положение, что применение усредненных оценок является довольно грубым приближением при расчете аварийных режимов вентилей.

Приложение. Расчет температуры разрушения структуры. В таблице приведены результаты расчета коэффициентов X , A , B согласно (10) и данным рис. 2. Температура при разрушении структуры в конце 12-го периода согласно рис. 2 по предлагаемой в статье методике при температуре окружающей среды $\theta_c = 25^\circ\text{C}$ будет определяться как

$$\theta_{p, n} = \theta_c + U_0 I_m \Sigma R_k A_k + R_k I_m^2 \Sigma R_k B_k = 685^\circ\text{C}.$$

Для расчета температуры при разрушении структуры по методике [Л. 2] используем формулу (4.10), рис. 5-61 и график мощности на рис. 2, полученный через мгновенные значения аварийного тока и прямого падения напряжения по осциллограмме:

$$\begin{aligned} \theta_{p, n} = & \theta_c + \Delta P_1 (R_{23-2} - R_{23-1}) + \\ & + \Delta P_2 (R_{23-3} - R_{23-2}) + \Delta P_3 (R_{23-4} - R_{23-3}) + \\ & + \Delta P_4 (R_{23-5} - R_{23-4}) + \Delta P_5 (R_{23-6} - R_{23-5}) + \\ & + \Delta P_6 (R_{23-7} - R_{23-6}) + \Delta P_7 (R_{23-8} - R_{23-7}) + \\ & + \Delta P_8 (R_{23-9} - R_{23-8}) + \Delta P_9 (R_{23-10} - R_{23-9}) + \\ & + \Delta P_{10} (R_{23-11} - R_{23-10}) + \Delta P_{11} (R_{23-12} - R_{23-11}) + \\ & + \Delta P_{12} (R_{23-13} - R_{23-12}) + \Delta P_{13} (R_{23-14} - R_{23-13}) + \\ & + \Delta P_{14} (R_{23-15} - R_{23-14}) + \Delta P_{15} (R_{23-16} - R_{23-15}) + \\ & + \Delta P_{16} (R_{23-17} - R_{23-16}) + \Delta P_{17} (R_{23-18} - R_{23-17}) + \\ & + \Delta P_{18} (R_{23-19} - R_{23-18}) + \Delta P_{19} (R_{23-20} - R_{23-19}) + \\ & + \Delta P_{20} (R_{23-21} - R_{23-20}) + \Delta P_{21} (R_{23-22} - R_{23-21}) + \\ & + \Delta P_{22} (R_{23-23} - R_{23-22}) = 836,25^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рабинерсон А. А., Ашкинази Г. А. Режимы нагрузки силовых полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1976. — 296 с.
2. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. Силовые полупроводниковые приборы. — М.: Энергия, 1975. — 510 с.
3. Давидов П. Д. Анализ и расчеты тепловых режимов полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1967. — 44 с.
4. Силовые кремниевые вентили (диоды, тиристоры, симисторы). Каталог 0,5.03.51—70. — М.: Информэлектро, 1970. — 51 с.
5. Шпер В. Л. Метод расчета температуры структуры силовых полупроводниковых приборов. — ЭП. Преобразовательная техника, 1979, вып. 7(114), с. 1—4.
6. Шпер В. Л. Определение перегрузочной способности силовых полупроводниковых приборов. — ЭП. Преобразовательная техника, 1979, вып. 8(115), с. 8—11.
7. Евсеев Ю. А. Полупроводниковые приборы для мощных высоковольтных преобразовательных устройств. — М.: Энергия, 1978. — 191 с.

[21.07.80]

Расчет электромагнитного поля и параметров экранированных лобовых частей однофазного ударного генератора

КУТАРЕВ А. М. (Оренбургский политехнический институт), СИПАЙЛОВ Г. А.,
ХОРЬКОВ К. А.

Томский политехнический институт

Конструкция лобового узла обмотки статора ударного генератора должна обеспечивать надежную работу при минимуме индуктивности рассеяния. Если не принимать специальных мер, то индуктивность рассеяния лобовых частей L_{Δ} может составить более 60% индуктивности рассеяния обмотки статора. В этом случае снижение только проводимости пазового рассеяния не дает заметного улучшения энергетических показателей ударного генератора.

Лобовые части обмотки статора существующих ударных генераторов выполняются или отогнутыми на 90° относительно оси ротора или без отгиба. С целью снижения индуктивности рассеяния лобовые части обмотки могут быть заключены в токопроводящие экраны. Этим же обеспечивается их надежное крепление. В конструкции лобовых частей отражаются взгляды специалистов отдельных фирм на влияние экранов на параметры обмотки статора. Так, например, в однофазном ударном генераторе [Л. 1] лобовые части обмотки статора отогнуты под прямым углом к оси машины и зажаты между бронзовыми дисками. Аналогичное расположение лобовых частей имеют ударные генераторы фирмы AEG [Л. 2]. Однофазный ударный генератор ТО-12-2, изготовленный заводом «Электросила», имеет обмотку статора с лобовыми частями, выполненными с минимальным углом наклона к оси ротора, лобовые части крепятся токопроводящими конусами [Л. 3]. В серийных генераторах типа ТИ лобовые части обмотки статора закреплены с помощью массивных конусов [Л. 3 и 4].

Среди ударных генераторов зарубежных фирм, имеющих лобовые части обмотки статора, расположенные с минимальным углом наклона к оси вала ротора можно отметить генераторы фирмы Siemens—Schuckert. Специалисты этой фирмы считают, что величина лобового рассеяния в этом случае меньше, чем при расположении лобовых частей под углом 90° и демпфировании потока рассеяния токопроводящими дисками [Л. 5 и 6]. Многие специалисты считают, что экранирование позволяет снизить индуктивность лобового рассеяния на 40—50% [Л. 2, 7, 8 и 9].

Цель настоящей статьи — выявить наилучшее конструктивное исполнение торцевой зоны однофазного ударного генератора.

Сложный трехмерный характер электромагнитного поля в концевой зоне, наличие ферромагнитных и токопроводящих элементов в непосредственной близости к проводникам с током делают задачу аналитического определения параметров лобовой части трудноразрешимой. В последние годы широкое применение в расчетах стационарных магнитных полей и параметров концевой зоны электрических машин получили численные методы расчета и среди них — метод конечных разностей.

В ряде случаев этот метод используется для расчета квазистационарных магнитных полей. Например, в [Л. 10] приводится алгоритм расчета трехмерного квазистационарного магнитного поля в концевой зоне турбогенератора, в основу которого положен подход, использованный в [Л. 11 и 12]. Особенность алгоритма расчета заключается в том, что с целью ускорения сходимости и получения достоверных результатов векторные потенциалы в расчетных узлах всей сетки корректируются на среднеинтегральную его величину в сечении токопроводящей среды. Излагаемый ниже алгоритм расчета квазистационарного магнитного поля в области лобовых частей однофазного ударного генератора основан на определении тока по напряженности электрического поля в объеме каждой токопроводящей среды в отдельности. В общем случае

$$\vec{E} = -\partial \vec{A}/\partial t - \text{grad } \varphi, \quad (1)$$

где $\vec{E}$ — вектор напряженности электрического поля; $\vec{A}$ — векторный потенциал магнитного поля; φ — скалярный потенциал электрического поля.

Концевую зону ударного генератора представим развернутой в тангенциальном направлении. В однофазном двухполюсном ударном генераторе обмотка статора, как правило, выполняется концентрической с подразделенными лобовыми частями. Длина аксиальных отрезков лобовых частей несоизмеримо меньше тангенциальных дуг. Это позволяет с некоторым приближением рассматривать трехмерное магнитное поле в азимутальном сечении концевой зоны по оси фазы обмотки статора плоскопараллельным.

При этом значение градиента скалярной функции φ можно выразить через векторный потенциал магнитного поля, направление которого будет совпадать с осью z , перпендикулярной к рассматриваемой плоскости ($\vec{A} = \vec{1}_z A_z$).

$$\text{grad } \varphi = -\frac{\vec{1}_z}{S} \int_S \frac{\partial A_z}{\partial t} dS, \quad (2)$$

где S — сечение токопроводящей среды; $\vec{1}_z$ — единичный вектор.

При синусоидальном во времени изменении магнитного поля для двухмерного поля

$$\vec{E}_z = -j\omega \left(\vec{A}_z - \frac{1}{S} \int_S \vec{A}_z dS \right), \quad (3)$$

где ω — угловая частота; $\vec{E}_z$, $\vec{A}_z$ — функции координат x , y .

Интеграл в правой части уравнения (3) берется по всему сечению рассматриваемой проводящей среды и определяет составляющую напряженности электрического поля, обусловленную скалярным потенциалом в объеме этой среды. Для каждого

токопроводящего элемента определяется свое среднеинтегральное значение векторного потенциала, которое используется для расчета плотности вихревого тока в сечении соответствующего элемента:

$$J_{\text{вз}} = \gamma \dot{E}_z, \quad (4)$$

где γ — удельная электрическая проводимость.

Комплексный векторный потенциал магнитного поля в алгебраической форме записи

$$\dot{A}_z = A_1 + jA_2, \quad (5)$$

где A_1 — действительная часть комплексного векторного потенциала; A_2 — мнимая часть.

Аналогично представляем и другие комплексные величины, характеризующие электромагнитное поле.

Расчет ведем в декартовой системе координат. Расчетная область и расчетный узел сетки показаны на рис. 1. Векторный потенциал в расчетном узле сетки

$$A_{0i} = \frac{c_{1i}A_{1i} + c_{2i}A_{2i} + c_{3i}A_{3i} + c_{4i}A_{4i} + I_{0i}}{c_{1i} + c_{2i} + c_{3i} + c_{4i}}, \quad (6)$$

где $i=1(2)$ — индекс действительной (мнимой) части комплекса; I_{0i} — ток в расчетном узле сетки; $c_{1i}, c_{2i}, c_{3i}, c_{4i}$ — коэффициенты, зависящие от геометрических размеров и удельного магнитного сопротивления $\nu=1/\mu_i$ ячеек сетки,

$$\begin{aligned} c_{1i} &= (Q_7\nu_{4i} + Q_3\nu_{0i})/2P_4; \\ c_{2i} &= (P_4\nu_{0i} + P_7\nu_{3i})/2Q_3; \\ c_{3i} &= (Q_3\nu_{3i} + Q_7\nu_{7i})/2P_7; \\ c_{4i} &= (P_7\nu_{7i} + P_4\nu_{4i})/2Q_7. \end{aligned}$$

Геометрические размеры Q, P очевидны из рис. 1. В том случае, когда расчетный узел сетки принадлежит области стороннего тока,

$$I_{0i} = 0,25[(P_4J_0 + P_7J_3)Q_3 + (P_4J_4 + P_7J_7)Q_7], \quad (8)$$

где J_0, J_3, J_4, J_7 — плотности стороннего тока в ячейках сетки.

Если расчетный узел сетки принадлежит проводящей среде, в которой возникают вихревые токи,

$$\left. \begin{aligned} I_{01} &= \omega\gamma \left(A_{02} - \frac{1}{S} \int_S A_2 dS \right) F; \\ I_{02} &= -\omega\gamma \left(A_{01} - \frac{1}{S} \int_S A_1 dS \right) F, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где F — величина, зависящая от геометрических размеров и удельной электрической проводимости среды,

$$F = 0,25(\alpha_0 P_4 Q_3 + \alpha_3 P_7 Q_3 + \alpha_7 P_7 Q_7 + \alpha_4 P_4 Q_7), \quad (10)$$

где α — коэффициент, равный 1, если элемент принадлежит сечению проводящей среды, в противном случае он равен нулю.

Решение системы уравнений вида (6) выполнялось экстраполяционным методом Либмана, причем как для действительной части решения, так и для мнимой, принимался один и тот же вещественный коэффициент верхней релаксации. В начале

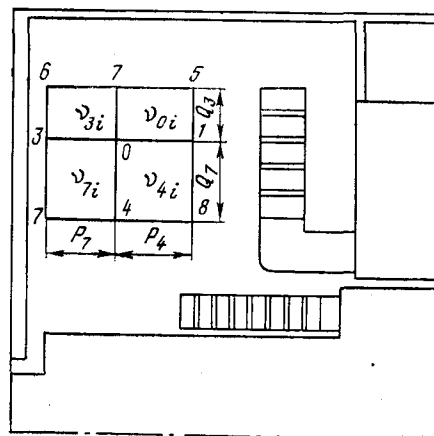


Рис. 1. Расчетная область и расчетный узел сетки.

итераций коэффициент верхней релаксации принимался равным 1,5—1,6. За цикл выполнения итерации определялась сумма абсолютных значений приращений вещественной части векторного потенциала в расчетных узлах сетки, затем находилось отношение этой суммы к сумме абсолютных приращений вещественной части векторного потенциала на предыдущей итерации. Если это отношение получалось больше единицы, что свидетельствует о дивергенции итерационного процесса, коэффициент релаксации уменьшался на 0,01. В противном случае коэффициент релаксации увеличивался на 0,0025. Для ускорения сходимости использовался аддитивный вариант корректировки векторных потенциалов, основанный на использовании закона полного тока.

Конечно-разностный метод расчета электромагнитного поля дает решение в виде совокупности значений действительной и мнимой частей векторного потенциала в узлах сетки. По этим составляющим могут быть найдены составляющие векторов индукции B_{xi}, B_{yi} , электродинамического усилия F_{xi}, F_{yi} индуктивности обмоток плотности вихревых токов и активные потери.

Компоненты вектора индукции в элементарной ячейке:

$$\left. \begin{aligned} B_{xi} &= (A_{0i} - A_{2i} + A_{1i} - A_{5i})/2Q_3; \\ B_{yi} &= -(A_{0i} - A_{1i} + A_{2i} - A_{5i})/2P_4. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Составляющие электродинамического усилия:

$$\left. \begin{aligned} F_{xi} &= 0,25\Sigma B_{yi}(J_{0i} + J_{1i} + J_{2i} + J_{5i})P_4Q_4; \\ F_{yi} &= -0,25\Sigma B_{xi}(J_{0i} + J_{1i} + J_{2i} + J_{5i})P_4Q_4. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Составляющие индуктивности обмотки

$$L_i = \frac{0,25\Sigma(A_{0i}J_{01} + A_{1i}J_{11} + A_{5i}J_{51} + A_{2i}J_{21})P_4Q_3}{I_{\text{ст}}^2\Sigma P_4Q_3}, \quad (13)$$

где $I_{\text{ст}}$ — величина стороннего тока.

Суммирование производится по сечению проводника с током.

Активные потери

$$P_W = \frac{1}{2\gamma} \Sigma_i (J_{\text{в01}}^2 + J_{\text{в02}}^2) F. \quad (14)$$

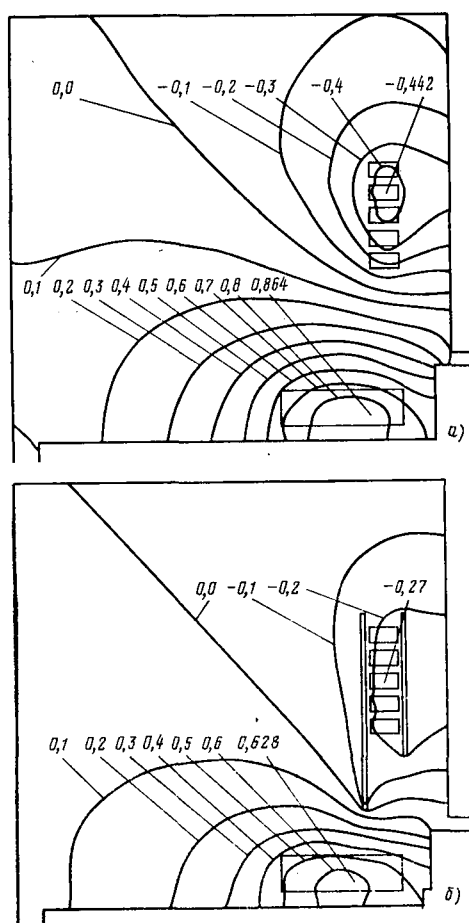


Рис. 2. Картины магнитного поля при незэранированных (а) и экранированных (б) лобовых частях обмотки статора, отогнутых на угол 90° .

Расчеты по формулам (12)—(14) дают значения параметров на единицу длины в направлении оси z .

При расчетах магнитного поля в решаемой задаче сделаны следующие допущения: магнитная проницаемость ферромагнитных элементов остается неизменной, а их электрическая проводимость равна нулю, отличной от нуля является лишь электрическая проводимость экранов, а их магнитная проницаемость равна μ_0 . На линии внешних поверхностей торцевого щита и станины приняты равными нулю составляющие комплексного векторного потенциала. По оси вала ротора и на линии, ограничивающей расчетную область в направлении длины пакета статора, приняты равными нулю аксиальные составляющие вектора индукции. Из условия равенства нулю векторного потенциала на внешней поверхности станины непосредственно вытекает равенство нулю векторного потенциала на линии со стороны пакета статора. Расстояние от торца пакета статора до этой линии принято равным 0,1 м.

Магнитная проницаемость элементов магнитопровода принята постоянной и определена из расчета магнитной цепи генератора при индукции в воздушном зазоре машины 1, 2 Т. Получены следующие значения магнитной проницаемости по участкам: в области спинки статора и зубцов по-

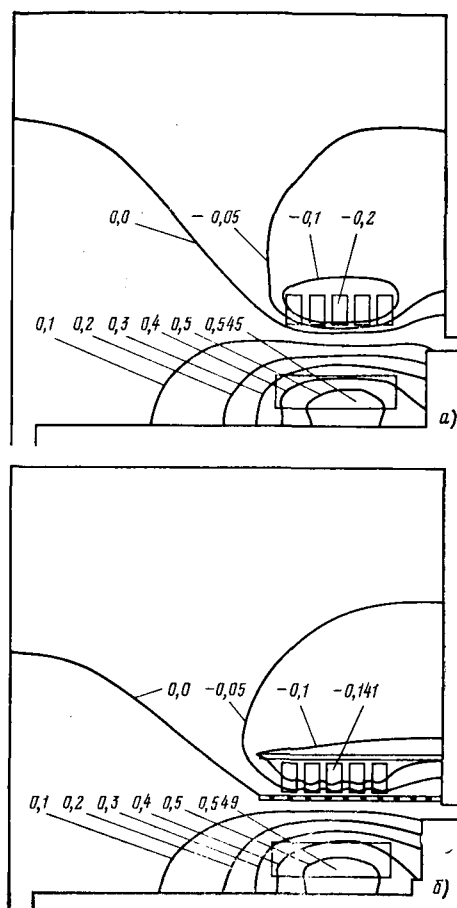


Рис. 3. Картины магнитного поля при незэранированных (а) и экранированных (б) лобовых частях обмотки статора, выгнутых без отгиба.

перек шихтовки соответственно $10\mu_0$ и $6\mu_0$, а вдоль шихтовки $250\mu_0$ и $70\mu_0$. Магнитная проницаемость станины и торцевого щита равна $50\mu_0$, а бочки и вала ротора $100\mu_0$. Расстояние от щита до торцевой поверхности статора и от оси вала ротора до станины равна 1,14 м, диаметр бочки ротора 1,02 м, внешний диаметр пакета статора 2,3 м, воздушный зазор машины 0,035 м, толщина стальных конструктивных деталей 0,025 м. Размеры области с током возбуждения $0,325 \times 0,095$ м². Число лобовых перемычек статора равно пяти, сечение перемычки $0,08 \times 0,04$ м². При отгибе лобовой части обмотки статора на угол 90° вылет лобовой части 0,215 м.

Полный ток возбуждения в момент максимума тока статора принят равным полному току обмотки статора. Ударный ток обмотки статора принят равным 240 кА. Расчетная область покрыта сеткой с 2106 узлами. Время счета задачи с экранированной лобовой частью на машине ЕС-1022 составило 40 мин. При этом абсолютное приращение действительной части векторных потенциалов составило 10^{-4} , а мнимой — 10^{-5} . Разница между величинами прямого и обратного токов в экранах не превышала 4%.

Типичные картины магнитного поля в азимутальном сечении концевой зоны ударного генератора при незэранированных и экранированных лобовых частях обмотки статора для момента вре-

мени, соответствующего максимума тока статора, представлены на рис. 2 и 3. Видно, что в рассматриваемый момент времени в концевой зоне преобладает аксиальный поток.

При размещении экранов в концевой зоне наблюдается значительное изменение картины магнитных полей, особенно в случае отгиба лобовых перемычек под углом 90° . Снижение максимального векторного потенциала в сечении лобовой части обмотки статора свидетельствует о снижении индуктивного сопротивления рассеяния лобовой части за счет демпфирующего действия экранов.

Расчеты показывают, что установка торцевых экранов приводит к снижению аксиальной составляющей индукции на торцевой поверхности пакета статора в зоне экрана в десятки раз. Вблизи воздушного зазора аксиальная составляющая индукции при наличии и отсутствии экранов одинакова. В области над экранами аксиальная составляющая индукции возрастает. Очевидна целесообразность выполнения высоты внутреннего экрана до поверхности станины.

На рис. 4 показаны зависимости проводимости рассеяния лобовых частей обмоток статора $\lambda_{\text{ла}}$ и ротора $\lambda_{\text{лр}}$ от толщины экрана (внутренний и внешний экраны выполнены медными, равной толщины), при этом кривая 1 соответствует расположению экранов, представленных на рис. 2,б.

Расчеты показывают, что проводимость рассеяния наиболее эффективно снижается при увеличении толщины экранов d до глубины проникновения электромагнитного поля в тело экрана. Дальнейшее увеличение толщины экрана сопровождается меньшим снижением проводимости рассеяния. При толщине экранов $d_1=d_2=0,01$ м проводимость рассеяния лобовых частей, выполненных по рис. 2,б, снижается в 1,5 раза, а при $d_1=d_2=0,03$ м — в 1,7 раза.

Эффективность экранирования зависит от отношения между длинами экранов и ферромагнитных поверхностей в азимутальном сечении.

Так, например, если увеличить внутренний диаметр внешнего экрана до размеров внутреннего диаметра экрана со стороны торца статора, сечение внешнего экрана уменьшается, вследствие чего уменьшается зона эффективного экранирования, а проводимость лобового рассеяния возрастает: например, при $d_1=d_2=0,01$ м на 15%. Если высоту экранов (рис. 2,б) увеличить и довести до поверхности корпуса статора, то проводимость лобового рассеяния снижается (кривая 2 на рис. 4).

В случае, когда экран устанавливается только со стороны торца пакета статора ($d_1=0,01$ м, высота экрана доходит до корпуса), а с внешней стороны лобовые части крепятся изоляционными сегментами, проводимость лобового рассеяния возрастает на 25% по сравнению с предыдущим вариантом экранирования. Однако даже в этом случае проводимость лобового рассеяния составляет 65% ее значения при отсутствии экранов.

При коротком замыкании на лобовые части обмотки статора действуют большие электродинамические условия. Расчеты составляющих электродинамического усилия, действующих на отдельные

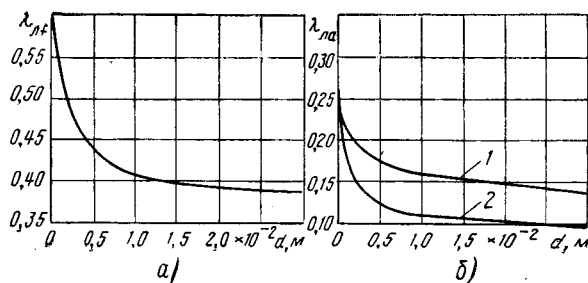


Рис. 4. Зависимость проводимости рассеяния лобовых частей обмоток ротора и статора (при отгибе на 90°) от толщины экранов.

1 — экраны по рис. 2,б; 2 — высота экранов увеличена до станины.

лобовые перемычки в момент максимума тока короткого замыкания, показывают, что аксиальные составляющие усилий, действующие на отдельные лобовые дуги, примерно равны, а их величина зависит от конструкции экранов. Радиальные составляющие усилий, действующие на крайние дуги, больше усилий, действующих на лобовые дуги внутри группы.

При демпфировании потока рассеяния результирующие электродинамические усилия, действующие на лобовые части, снижаются в несколько раз. Электродинамические усилия, действующие на экраны, соизмеримы с силами, действующими на лобовые перемычки. Направление сил, действующих на экраны, встречное. Силы, действующие на внешний экран, выше чем силы, действующие на внутренний экран.

Расчеты также показывают, что вихревой ток в экранах распределен по высоте экранов крайне неравномерно. Наибольшую плотность вихревого тока имеет вблизи кромки экрана, обращенной к воздушному зазору. С увеличением толщины экрана наблюдается снижение максимальной плотности вихревого тока и потерь в экранах.

Из картины магнитного поля лобовых частей обмотки статора, выполненных без отгиба (рис. 3), следует, что при наличии экранов силовые линии поля огибают экраны. Это приводит к увеличению длины пути потока рассеяния и, как следствие, снижению потокоцепления рассеяния. Изменение проводимости рассеяния лобовых частей обмоток статора и ротора от толщины экрана представлено на рис. 5. При толщине экранов $d_1=d_2=0,01$ м проводимость рассеяния лобовых частей обмотки статора снижается до 65%, а при $d_1=d_2=0,03$ м до 60% значения, соответствующего $\lambda_{\text{ла}}$ неэкранированной лобовой части.

Если сравним эффективность действия экранов лобовых частей, выполненных с отгибом на угол 90° и без отгиба, то увидим, что в первом случае эффект действия экранов выше. Однако по абсолютной величине проводимость рассеяния экранированных лобовых частей, выполненных без отгиба, значительно ниже. Объясняется это тем, что лобовые части, выполненные без отгиба, более удалены от ферромагнитной поверхности торца статора и более приближены к лобовым частям обмотки возбуждения.

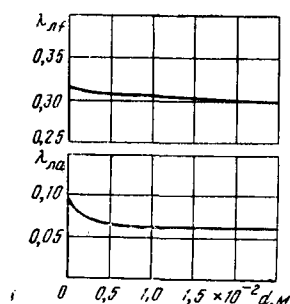


Рис. 5. Зависимости проводимости рассеяния лобовых частей обмоток ротора и статора (без отгиба) от толщины экранов.

обмотки статора возрастет на 11,5% по сравнению с $\lambda_{ла}$ при наличии двух экранов.

Расчеты составляющих электродинамического усилия, действующего на отдельные лобовые перемычки в момент максимума тока показали, что в отличие от случая отгиба лобовых частей на угол 90° при расположении лобовых частей на цилиндрической поверхности и демпфирования потока рассеяния экранами в большей степени снижаются аксиальные составляющие электродинамических усилий. Радиальные составляющие усилий уменьшаются незначительно.

При максимуме тока короткого замыкания на внешний экран действует сила в направлении к станине. На внутренний экран действует сжимающее усилие. По сравнению со случаем отгиба лобовой части на угол 90° электродинамические усилия, действующие на стержни лобовых перемычек и на экраны, существенно выше. Так, в первом случае наибольшее усилие, действующее на лобовую перемычку при наличии экранов высотой до поверхности станины, равно 140 кН/м ($F_{a1} = 105$ кН/м, $F_{R1} = 92$ кН/м), а в рассматриваемом случае 250 кН/м ($F_{a1} = 89$ кН/м, $F_{R1} = 235$ кН/м).

Представляют интерес потери мощности в экранах. Картина распределения вихревого тока по сечению экрана сложна. В момент максимума тока короткого замыкания вихревой ток во внутреннем экране по толщине экрана имеет противоположное направление практически по всей его длине. В сечении внешнего экрана вихревой ток имеет разное направление по длине экрана, причем на концах сечения экрана ток имеет направление, противоположное направлению тока в середине экрана.

Большие потери мощности имеют место во внутреннем экране. Увеличение толщины экрана приводит к увеличению потерь во внутреннем экране и к снижению потерь во внешнем экране.

Выводы. 1. При выполнении лобовых частей обмотки статора ударного генератора с отгибом на угол 90° токопроводящие экраны должны перекрывать всю торцевую поверхность статора до внутренней поверхности корпуса генератора. При выполнении лобовых частей без отгиба цилиндрические экраны должны выступать за крайний стержень лобовой части по возможности больше.

2. Степень снижения проводимости лобового рассеяния токопроводящими экранами различна при выполнении лобовых частей без отгиба и с отгибом на угол 90° . В первом случае $\lambda_{ла}$ снижается до 0,6, а во втором до 0,4 значения при отсутствии экранов. Однако по абсолютной величине $\lambda_{ла}$ при выполнении лобовых частей без отгиба значительно ниже.

3. Степень снижения электродинамических усилий благодаря демпфирующему действию экранов различна, при выполнении лобовых частей без отгиба и с отгибом на угол 90° . В первом случае максимальное усилие снижается в 1,5 раза, а при экранировании отогнутых лобовых частей в 4,5 раза по сравнению с усилиями при отсутствии экранов. По абсолютному значению электродинамические усилия экранированных лобовых частей, отогнутых на угол 90° , почти в два раза ниже, чем в случае экранирования неотогнутых лобовых частей.

4. Потери в цилиндрических экранах неотогнутых лобовых частей существенно ниже потерь в экранах при выполнении лобовых частей с отгибом на угол 90° .

В целом выполненные исследования показывают, что для получения минимально возможной величины индуктивного сопротивления лобовых частей обмотки статора их следует конструировать с минимально возможным углом отгиба от оси машины и заключалась в токопроводящие экраны. Полученные рекомендации совпадают с практикой выполнения лобовых частей в генераторах типа ТИ, выпускаемых заводом «Электросила». Экспериментальные исследования, выполненные на моделях торцевой части ударного генератора, подтверждают теоретические.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костенко М. П. Электрические машины. — М.: Госэнергоиздат, 1949.
2. Казовский Е. Я., Чистяков А. А. Конструкция крепления обмоток статоров турбогенераторов зарубежного производства. — М.: Изд. Информстандартэнерго, 1968.
3. Комар Е. Г. Ударные генераторы завода «Электросила». — ВЭП, 1940, № 1.
4. Воронцов А. И., Хуторецкий Г. М. Генератор разрывной мощности на 2500 МВ·А. — Сб. «Электросила», 1961, № 20.
5. Titel J. Elektrotechnik — und Maschinenbau, 1968, № 1.
6. Новый генератор мощностью 4300 МВ·А для завода коммутационной аппаратуры фирмы Сименс—Шукерт—Верке. — Экспресс информация «Электрические машины и аппараты», 1962, № 46.
7. Бобков Ю. А., Чистяков А. А. Способы снижения сверхпереходной индуктивности ударного синхронного генератора, работающего в повторно-кратковременном режиме. — В кн.: Исследование электромагнитных полей, параметров и потерь в мощных электрических машинах. — Л.: Наука, Ленингр. отд.-ние, 1966.
8. Постников И. М. О проектировании ударного генератора. — Труды ЛПИ, 1960, вып. 209.
9. Лаборатория больших мощностей фирмы АЕГ. — Энергохозяйство за рубежом, 1968, № 3.
10. Данилевич Я. Б., Яковлев В. И., Державина А. Ю. Влияние электромагнитного экрана, устанавливаемого за немагнитной нажимной плитой на электромагнитное поле и вихревые токи в торцевой зоне турбогенератора. — Электротехника, 1977, № 7.
11. Stoll R. L. Approximate formula for the eddy current loss induced in a long conductor of rectangular cross-section by a transverse magnetic field. — Proc IEE, 1969, vol. 116, № 6.
12. Stoll R. L. Solution of linear steady-state eddy current problems by complex successive over relaxation. — Proc IEE, 1970, vol. 117, № 7.

Анализ температурных полей многослойных обмоток возбуждения

ВАСИЛЬЕВ Ю. К., доктор техн. наук, ЛАЗАРЕВ Г. В., инж.

Киев

Исследованию тепловых процессов в многослойных обмотках возбуждения посвящено значительное количество публикаций. Вместе с тем наличие целого ряда точных и приближенных методов расчета, а также отсутствие их сопоставления и анализа погрешностей затрудняют выполнение практических расчетов температурных полей этого класса обмоток. Дополнительные трудности создаются использованием авторами статей различных методов решения и функций для одних и тех же задач и разных методологических приемов для различных конструкций и типов граничных условий.

Многочисленные экспериментальные исследования показывают необходимость рассмотрения двухмерного температурного поля в сечении катушек. Простейшим является расчет температурного поля в круглом поперечном сечении при равномерной по окружности теплоотдаче. Этот, редко встречающийся на практике, случай довольно часто используется в приближенных расчетах других обмоток [Л. 1 и 2].

Аналитические методы определения температуры в прямоугольном поперечном сечении [Л. 1, 3 и др.] позволяют получать решения в виде сходящихся рядов. Однако применение указанных методов в инженерной практике ограничено их громоздкостью и большой трудоемкостью, в особенности, если речь идет о несимметричных граничных условиях [Л. 1], что обычно имеет место в электрических машинах. Для непрямоугольного поперечного сечения проблема еще больше усложняется [Л. 2 и 4]. Автоматизация расчетов с помощью вычислительной техники и моделирования [Л. 10], позволяя решать сложные полевые задачи, не исключает необходимости в инженерных методах, необходимых для оценки температурного поля, особенно на стадии проектирования. Включение теплового расчета в полный расчет машины, выполняемый на ЭВМ, также требует создания простой методики. Конечно, приближенный метод должен быть не только прост, но и достаточно точен, поэтому оценка погрешности в этом случае имеет важнейшее значение.

В статье рассматривается расчет температурных полей многослойных обмоток возбуждения прямоугольного и непрямоугольного сечений при симметричных и несимметричных граничных условиях. Единый методологический подход ко всем практически имеющим место конструкциям создает, естественно, благоприятные условия для инженерных расчетов. Исследуются погрешности предлагаемого и других методов в зависимости от геометрических соотношений и вариаций теплофизических параметров. Дается оценка переходного теплового процесса, и результаты расчетов сравниваются с опытами и моделированием.

Температурное поле в обмотке прямоугольного сечения. В [Л. 5] исследовано двухмерное температурное поле в стали статора турбогенератора

в установившемся состоянии. Воспользуемся искусственным приемом [Л. 5] для разработки приближенного метода расчета двухмерного температурного поля обмотки возбуждения. Если потери вычислять при ожидаемой температуре q и учесть, что коэффициенты теплопроводности по осям координат равны, т. е. $\lambda_x = \lambda_y = \lambda$, то получается уравнение:

$$\frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} + \frac{q}{\lambda} = 0, \quad (1)$$

где

$$\frac{q_0}{\lambda} (1 + \beta \theta) = \frac{q}{\lambda}.$$

В [Л. 6] предложен синтез эквивалентной тепловой схемы и дифференциального уравнения теплопроводности однорядной обмотки возбуждения. Этот способ применяется и здесь для формулирования обобщенных граничных условий третьего рода (рис. 1), которые при условии симметрии имеют следующий вид:

$$x = \pm l \rightarrow \lambda \frac{\partial \theta}{\partial x} \Big|_{x=\pm l} = \mp \frac{1}{R_x S_x} \theta \Big|_{x=\pm l}; \quad (2)$$

$$y = \pm b \leftarrow \lambda \frac{\partial \theta}{\partial y} \Big|_{y=\pm b} = \mp \frac{1}{R_y S_y} \theta \Big|_{y=\pm b}, \quad (3)$$

где $R_{x1} = R_{x2} = R_x$; $R_{y1} = R_{y2} = R_y$ — тепловые сопротивления по соответствующим осям координат при отводе теплового потока из катушки в охлаждающую среду; S_x и S_y — сечения катушки перпендикулярные осям x и y . В ряде случаев $\lambda_x \neq \lambda_y$. Произведем замену одной из переменных, например y , с помощью коэффициента приведения $k = \sqrt{\lambda_y / \lambda_x}$: $y = ky_1$, $b = kb_1$. В результате вновь получим задачу для изотропного тела типа (1) при

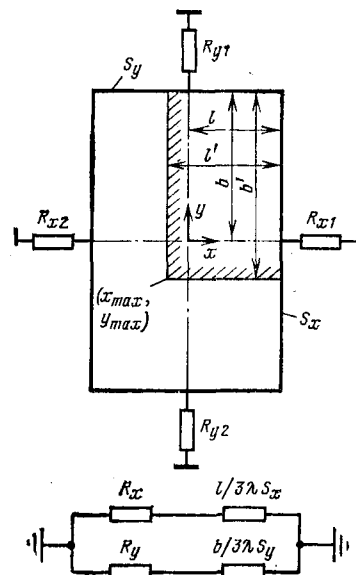


Рис. 1. Катушка с прямоугольным поперечным сечением.

коэффициенте теплопроводности $\lambda = \lambda_x$. Соответственно преобразуются граничные условия по оси y [Л. 1].

Для решения (1) сначала предполагаем, что поверхность S_y (рис. 1) теплоизолирована, тогда тепловой поток не распространяется по оси y , и решением уравнения Пуассона, как известно, является парабола:

$$\begin{aligned} \theta_x &= qR_x S_x l + \frac{ql^2}{2\lambda} \left[1 - \left(\frac{x}{l} \right)^2 \right] = \\ &= qS_x l \left[R_x + \frac{l}{2\lambda S_x} \left(1 - \frac{x^2}{l^2} \right) \right] = QR(x). \end{aligned} \quad (4)$$

Среднее превышение температуры

$$\begin{aligned} \theta_{\text{сред}} &= \frac{1}{l} \int_0^l Q \left[R_x + \frac{l}{2\lambda S_x} \left(1 - \frac{x^2}{l^2} \right) \right] dx = \\ &= Q \left(R_x + \frac{l}{3\lambda S_x} \right) = QR_{xx}. \end{aligned} \quad (5)$$

Аналогично, предполагая отсутствие теплопередачи по оси x , для одномерного потока, распространяющегося по оси y , получаем:

$$\begin{aligned} \theta_y &= qR_y S_y b + \frac{qb^2}{2\lambda} \left[1 - \left(\frac{y}{b} \right)^2 \right] = \\ &= qS_y b \left[R_y + \frac{b}{2\lambda S_y} \left(1 - \frac{y^2}{b^2} \right) \right] = QR(y). \end{aligned} \quad (6)$$

Среднее превышение температуры по оси y

$$\begin{aligned} \theta_{\text{сред}} &= \frac{1}{b} \int_0^b Q \left[R_y + \frac{b}{2\lambda S_y} \left(1 - \frac{y^2}{b^2} \right) \right] dy = \\ &= Q \left(R_y + \frac{b}{3\lambda S_y} \right) = QR_{yy}. \end{aligned} \quad (7)$$

Результирующее среднее тепловое сопротивление на половину катушки с учетом распространения теплоты по обеим осям (рис. 1)

$$R = \frac{R_{xx} R_{yy}}{R_{xx} + R_{yy}} \quad (8)$$

и средняя температура обмотки

$$\theta_{\text{ср}} = QR. \quad (9)$$

Если по-прежнему исходить из параболического закона изменения температуры, то для любой точки с координатами x, y она может быть найдена из выражения:

$$\theta(x, y) = \theta_{\text{ср}} \frac{R(x)}{R_{xx}} \frac{R(y)}{R_{yy}} = \frac{R(x) R(y)}{R_{xx} + R_{yy}} Q. \quad (10)$$

При $x=0$ и $y=0$ получаем:

$$\begin{aligned} \theta_{\text{max}} &= Q \frac{R(x)_{x=0} R(y)_{y=0}}{R_{xx} + R_{yy}} = \\ &= Q \frac{\left(R_x + \frac{l}{2\lambda S_x} \right) \left(R_y + \frac{b}{2\lambda S_y} \right)}{\left(R_x + \frac{l}{3\lambda S_x} \right) + \left(R_y + \frac{b}{3\lambda S_y} \right)}. \end{aligned} \quad (11)$$

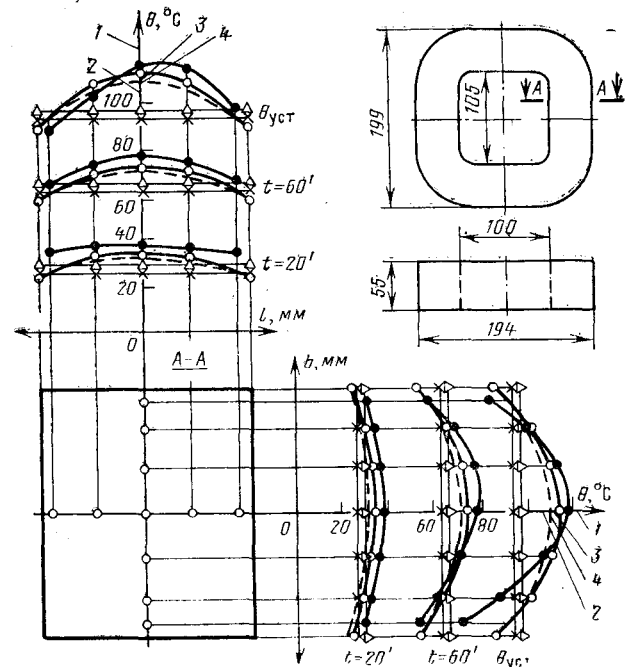


Рис. 2. Температурное поле катушки прямоугольного сечения. Предлагаемый метод $\theta(x, y, t)$: ● — опыт, ○ — расчет по (12); $\theta_{\text{ср}}$: × — опыт, Δ — расчет по (8); анализ методов расчета $\theta(x, y, t)$: — — — по [Л. 3]; θ_{max} : 1—4 по [Л. 7—10] соответственно.

В приведенных выше уравнениях обозначено: $Q = qS_x l = qS_y b$ — суммарные потери в половине катушки; $R(x) = R_x + \frac{l}{2\lambda S_x} \left(1 - \frac{x^2}{l^2} \right)$ и $R(y) = R_y + \frac{b}{2\lambda S_y} \left(1 - \frac{y^2}{b^2} \right)$ — текущие тепловые сопротивления одномерному потоку по осям x и y ; $R_{xx} = R_x + \frac{l}{3\lambda S_x}$ и $R_{yy} = R_y + \frac{b}{3\lambda S_y}$ — тепловые сопротивления одномерному потоку по оси x и y для определения средней температуры (рис. 1).

Для определения температурного поля в регулярной стадии переходного теплового процесса, когда нагревание происходит по закону.

$$\theta(x, y, t) = \theta(x, y)(1 - e^{-t/T}), \quad (12)$$

постоянную времени T можно рассчитывать по формуле

$$T = \frac{mcG}{\alpha S - \beta Q_0} = \frac{mcG}{1/R - \beta Q_0}, \quad (13)$$

где m — коэффициент, учитывающий теплоемкость изоляции, (при отсутствии более точных данных можно принимать $m=1,1 \div 1,3$); R — среднее тепловое сопротивление; Q_0 и G — потери в холодной обмотке и ее масса.

Величины Q_0, G, R должны относиться или ко всей обмотке или только к ее половине.

Для экспериментальной проверки метода была испытана и рассчитана (точно по [Л. 3] и приближенно по предлагаемому методу) катушка, выполненная из круглого провода марки ПЭТВ и пропитанная лаком К-47. Опыты проводились при свободной подвеске катушки в воздухе. Геометрические размеры катушки указаны на рис. 2. Задача считается симметричной. Коэффициенты теплоот-

дачи со всех поверхностей приняты одинаковыми: $\alpha=12,5$ Вт/м²°С. При коэффициенте заполнения $\varepsilon=V_m/V_k=0,485$, отношении диаметров голы и изолированной меди 0,9 и коэффициенте теплопроводности изоляции 0,13 Вт/м·°С расчетный коэффициент теплопроводности катушки (меди и изоляции) $\lambda=0,55$ Вт/м·°С.

Расчет ведется на половину катушки. Тепловые сопротивления при определении средней температуры равны: $R_{xx}=2,88^\circ\text{C}/\text{Вт}$ и $R_{yy}=3,44^\circ\text{C}/\text{Вт}$. Потери в половине обмотки в горячем состоянии $Q_{\text{гор}}=62,5$ Вт.

Среднее установившееся превышение температуры

$$\theta_{\text{ср}} = Q_{\text{гор}} \frac{R_{xx}R_{yy}}{(R_{xx} + R_{yy})} = 98^\circ\text{C}$$

(по опыту $\theta_{\text{ср}}=96^\circ\text{C}$).

По (13) постоянная времени нагревания $T=3350$ с.

Нестационарное превышение температуры в любой точке сечения, определенное по (10) и (12),

$$\theta(x, y, t) = 62,5 \frac{[2,42 + 0,646(1 - x^2/l^2)] \times \rightarrow}{2,88 +} \rightarrow \frac{\times [2,86 + 0,9(1 - y^2/b^2)]}{+ 3,44} \left(1 - e^{-\frac{t}{3350}}\right).$$

Результаты расчетов установившихся и неуставившихся температур (через 20 и 60 мин) приведены на рис. 2. Как видно из сравнения, сходимость приближенного метода вполне удовлетворительна.

Анализ погрешностей приближенных методов расчета температурного поля. Замена точного решения, представляемого бесконечным рядом, каким-либо простым выражением неизбежно ведет к погрешности приближенного расчета. Значение погрешности зависит от многих факторов, влияющих на форму температурного поля. Выражение для среднего превышения температуры в сечении (9) широко применяется в методе эквивалентных тепловых схем. Погрешность расчета по формуле (9) невелика [Л. 5].

Представляет интерес исследовать погрешность определения максимального превышения температуры в сечении обмотки при вариациях соотношений размеров и теплофизических коэффициентов. Кроме определения погрешности (11) рассматривались и другие приближенные методы расчетов, предназначенные для аналогичных задач [Л. 7–10].

Для анализа зависимости θ_{max} от геометрических и теплофизических параметров используются обобщенные критерии Био по осям x и y [Л. 6]:

$$Bi_x = \frac{l}{\lambda_x R_x S_x}; \quad Bi_y = \frac{b}{\lambda_y R_y S_y}.$$

Расчеты проводятся при вариации величины и соотношения Bi_x и Bi_y , а также при изменении отношения R_y/R_x от 0 до 1.

Представим формулу (11) в удобном для анализа виде:

$$\theta_{\text{max}} = QR_y \frac{\left(1 + \frac{1}{2} Bi_x\right) \left(1 + \frac{1}{2} Bi_y\right)}{\left(1 + \frac{1}{3} Bi_x\right) + \left(1 + \frac{1}{3} Bi_y\right) \frac{R_y}{R_x}}. \quad (11a)$$

В качестве критерия используется точное решение, полученное Бухгольцем [Л. 3]. На границах сечения, так же как и раньше, применяются обобщенные граничные условия 3-го рода.

Превышение температуры в любой точке сечения по [Л. 3]

$$\theta(x, y) = QR_y \left[1 + \frac{1}{2} Bi_y \left(1 - \frac{y^2}{b^2}\right)\right] - 2Bi_y \sum_1^{\infty} \frac{\cos\left(\delta_i \frac{y}{b}\right) \text{ch}\left(\delta_i \sigma \frac{x}{l}\right)}{N_i},$$

где

$$N_i = \delta_i^2 \left(1 + Bi_y + \frac{\delta_i^2}{Bi_y}\right) \cos \delta_i \left[\text{ch} \sigma \delta_i + \delta_i \frac{\sigma}{Bi_x} \text{sh} \sigma \delta_i\right];$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{R_x Bi_x}{R_y Bi_y}}.$$

Величина δ_i определяется из трансцендентного уравнения

$$\text{ctg} \delta_i = \frac{\delta_i}{Bi_y}$$

При $x=0, y=0$ получается формула для вычисления максимального превышения температуры:

$$\theta_{\text{max}} = QR_y \left(1 + \frac{1}{2} Bi_y - 2Bi_y \sum_1^{\infty} \frac{1}{N_i}\right). \quad (14)$$

Для реальных обмоток возбуждения электрических машин достаточно рассмотреть диапазон изменения критерия Био от 0,1 до 3. При этом в выражении (14) во всех случаях достаточно принять во внимание только два члена ряда. Сравнивая с расчетными данными по (14) значения θ_{max} , вычисленные по приближенной формуле (11a), и относя разницу к точному значению, находим относительную погрешность $\Delta\%$ (рис. 3). Как видно, предлагаемый метод дает несколько завышенные значения θ_{max} . При реальных соотношениях параметров максимальная погрешность не превышает 10–15%, что вполне приемлемо для тепловых расчетов.

Формула (10) позволяет находить превышения температуры в любой точке сечения. Учитывая положительную погрешность определения θ_{max} и хорошую схо-

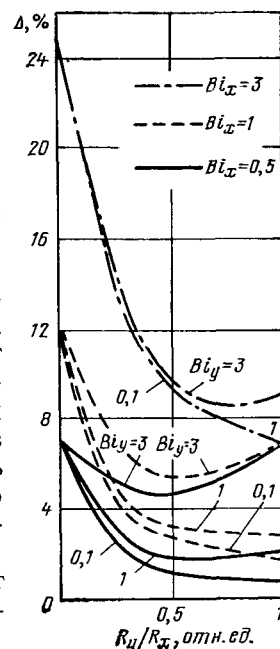


Рис. 3. Погрешность определения θ_{max} .

димось результатов вычисления $\theta_{\text{ср}}$ по (9), на границах сечения чаще всего будут получаться несколько уменьшенные значения превышений температуры.

Были исследованы погрешности ряда других приближенных методов.

Вычисление θ_{max} по [Л. 8]:

$$\theta_{\text{max}} = QR_y \frac{\left(1 + \frac{1}{2} Bi_x\right) \left(1 + \frac{1}{2} Bi_y\right)}{\left(1 + \frac{1}{2} Bi_x\right) + \left(1 + \frac{1}{2} Bi_y\right) \frac{R_y}{R_x}} \quad (15)$$

производится при допущении, что суммарный тепловой поток разбит на две части, каждая из которых рассматривается независимо. Поверхности катушки считаются изотермическими. Формально это выражается в виде параллельного соединения тепловых сопротивлений потоку тепла из максимально нагретой точки сечения. Результат вычисления получается всегда заниженным. Наибольшая погрешность при $R_y/R_x=1$ и достигает, как показали расчеты, 10–15%.

Известен также метод расчета θ_{max} , предложенный Г. Н. Петровым [Л. 7]:

$$\theta_{\text{max}} = QR_y \frac{\left(1 + \frac{1}{2} Bi_x\right) \left(1 + \frac{1}{2} Bi_y\right)}{\left(1 + \frac{1}{2} Bi_x\right) + \left(1 + \frac{1}{2} Bi_y\right) 0,7 \frac{R_y}{R_x}}, \quad (16)$$

где $R_y/R_x \leq 1$.

В (16) по сравнению с (15) введен постоянный корректирующий коэффициент. Благодаря этому искусственному приему погрешность расчета по сравнению с точным методом становится незначительной. Однако сделанная поправка не является универсальной, и абсолютное значение погрешности расчета по-прежнему достигает 10–15%. Расчеты показывают, что погрешность методов [Л. 7 и 8] сопоставима с погрешностью предлагаемого метода только в точке максимальной температуры (рис. 2), в других точках поля погрешность этих методов значительно больше.

Результаты метода [Л. 9] близки к полученным по предлагаемому методу. Однако окончательные выражения более громоздки, например для максимального превышения температуры:

$$\theta_{\text{max}} = QR_y \frac{\left(1 + \frac{1}{2} Bi_x\right) \left(1 + \frac{1}{2} Bi_y\right) - \frac{1}{36} Bi_x Bi_y}{\left(1 + \frac{1}{3} Bi_x\right) + \left(1 + \frac{1}{3} Bi_y\right) \frac{R_y}{R_x}}. \quad (17)$$

Более точные результаты расчета дает метод [Л. 10]. В рассматриваемом диапазоне параметров максимальная погрешность определения θ_{max} составляет около 5%.

Повышение точности приближенного расчета достигается за счет принятия более строгих допущений, чем в описанных выше методах. При условии $Bi_x > Bi_y$ допускается, что

$$\lambda_y \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} = f(x),$$

а по оси y (в направлении меньшей неравномерности поля) принимается параболический закон распределения температуры. Таким образом, по координате x задача сводится к точному решению уравнения нагревания однородного стержня с равномерно распределенными источниками тепла, охлаждаемого по длине и с торцов. Причем ее решение отыскивается для средних по оси y превышений температуры, т. е. метод [Л. 10] значительно сложнее предыдущих.

Прямоугольное поперечное сечение, граничные условия несимметричные. Температурное поле в сечении также описывается уравнением (1), но граничные условия в общем случае на всех сторонах сечения различные:

$$\left. \begin{aligned} x=l &\rightarrow \lambda_x \frac{\partial \theta}{\partial x} \Big|_{x=l} = -\frac{1}{R_{x1} S_x} \theta \Big|_{x=l}; \\ x=-l &\rightarrow \lambda_x \frac{\partial \theta}{\partial x} \Big|_{x=-l} = \frac{1}{R_{x2} S_x} \theta \Big|_{x=-l}; \\ y=b &\rightarrow \lambda_y \frac{\partial \theta}{\partial y} \Big|_{y=b} = -\frac{1}{R_{y1} S_y} \theta \Big|_{y=b}; \\ y=-b &\rightarrow \lambda_y \frac{\partial \theta}{\partial y} \Big|_{y=-b} = \frac{1}{R_{y2} S_y} \theta \Big|_{y=-b}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Максимальная температура будет находиться в точке, смещенной от центра сечения в область, имеющую худшие условия теплопередачи.

Поочередно теплоизолируя поверхности по осям x и y и решая одномерные уравнения теплопроводности, получаем:

$$\theta(x) = -\frac{q}{\lambda_x} \frac{x^2}{2} + C_1 x + C_2; \quad (19)$$

$$\theta(y) = -\frac{q}{\lambda_y} \frac{y^2}{2} + C_3 y + C_4. \quad (20)$$

Исследуя уравнения (19) и (20) на экстремум при граничных условиях (18), находим

$$x_{\text{max}} = C_1 \frac{\lambda_x}{q} = \frac{l(R_{x1} - R_{x2})}{(R_{x1} + R_{x2}) + \frac{2l}{\lambda_x S_x}}; \quad (21)$$

$$y_{\text{max}} = C_3 \frac{\lambda_y}{q} = \frac{b(R_{y1} - R_{y2})}{(R_{y1} + R_{y2}) + \frac{2b}{\lambda_y S_y}}, \quad (22)$$

и эти значения впоследствии будем считать координатами наиболее нагретой точки.

Для приближенного расчета среднего, локального и максимального превышений температуры по предложенному выше методу рассматриваются части сечения, ограниченные плоскостями $x=x_{\text{max}}$ и $y=y_{\text{max}}$. Начало координат переносится в точку максимума. На рис. 1 показаны геометрические размеры одного из выделяемых участков l' и b' , которыми следует заменить размеры l и b при расчете тепловых сопротивлений в формулах (9)–(11).

Сечение непрямоугольной формы. Многослойные катушки обмоток возбуждения электрических машин и обмотки других электротехнических устройств (электромагнитов, реле) часто имеют в поперечном сечении непрямоугольную форму и в общем случае различные на всех сторонах условия теплопередачи (рис. 4 и 5). Для того чтобы применить результаты предыдущего анализа, в этом

случае необходимо также знать положение наиболее нагретой точки в сечении. Координаты $x_{\max}$ и $y_{\max}$ предлагается находить графическим способом [Л. 2].

Максимальный внутренний температурный перепад в сечении катушки произвольной формы

$$\Delta\theta_{\max} = \psi \frac{q}{4\lambda} \rho_{\text{гр}}^2, \quad (23)$$

где $\rho_{\text{гр}}$ — радиус-вектор из наиболее горячей точки до границы сечения; ψ — коэффициент, соответствующий рассматриваемому радиусу-вектору, зависящий от формы сечения и граничных условий (для круглого сечения с постоянным коэффициентом теплопередачи, т. е. при чисто радиальном потоке тепла, как известно, $\psi=1$, в других случаях $\psi \neq 1$); λ — коэффициент теплопроводности в поперечном сечении катушки.

На поверхности катушки заданы обобщенные граничные условия 3-го рода:

$$\lambda \frac{d\theta}{dn} = \frac{1}{RS} \theta_{\text{пов}}. \quad (24)$$

Допуская $\frac{d\theta}{dn} \approx \frac{d\theta}{d\rho}$, получаем

$$\theta_{\text{пов}} = \psi \frac{q}{4\lambda} \rho 2\lambda RS = \psi \frac{q}{4\lambda} \rho v, \quad (25)$$

где величина $v=2\lambda RS$ соответствует термосопротивлению на поверхности катушки в масштабе 2λ .

Суммируя $\theta_{\text{пов}}$ с $\Delta\theta_{\max}$, найдем не зависящее от направления радиуса-вектора выражение для максимального превышения температуры в катушке

$$\theta_{\max} = \Delta\theta_{\max} + \theta_{\text{пов}} = \psi \frac{q}{4\lambda} \rho a, \quad (26)$$

где $a=\rho+v$.

Из теоретических и экспериментальных исследований [Л. 1 и 2] следует, что значение коэффициента ψ одно и то же для радиусов-векторов, смещенных относительно друг друга на 180° . Основываясь на этом соображении, определяются координаты наиболее нагретой точки.

На рис. 4 показано пятиугольное поперечное сечение катушки возбуждения машины постоянного тока. Параллельно сторонам сечения на расстоянии v проведены линии граничных условий. По углам линии соединены между собой. Для нахождения радиусов-векторов, которым соответствуют примерно равные коэффициенты ψ , через фигуру сечения катушки проводится прямая I так, чтобы она составляла по возможности равные и близкие к прямым углы с граничными линиями ($\alpha_1 \approx \alpha_2 \approx 90^\circ$) и проходила примерно через центр фигуры, образованной линиями граничных условий. Допуская, что прямая проходит вблизи наиболее нагретой точки, из условия постоянства максимального температурного перепада от точки наибольшего нагрева до окружающей среды в любом направлении, можно записать

$$\psi_1 \frac{q}{4\lambda} a_1 \rho_1 = \psi_2 \frac{q}{4\lambda} a_2 \rho_2. \quad (27)$$

Так как $\psi_1 \approx \psi_2$, то из (27) получаем

$$\frac{\rho_1}{\rho_2} = \frac{a_2}{a_1}. \quad (28)$$

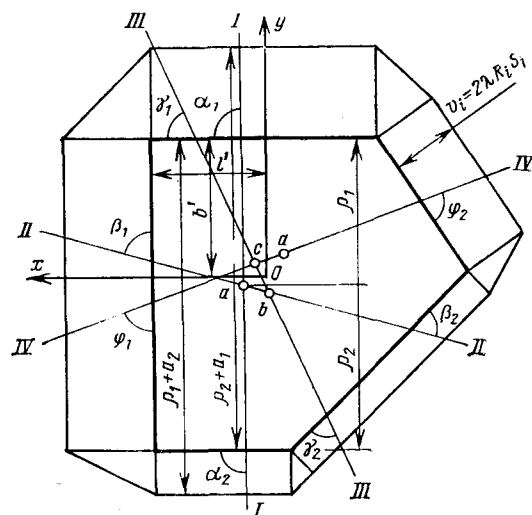


Рис. 4. Определение положения наиболее нагретой точки в сечении катушки сложной формы.

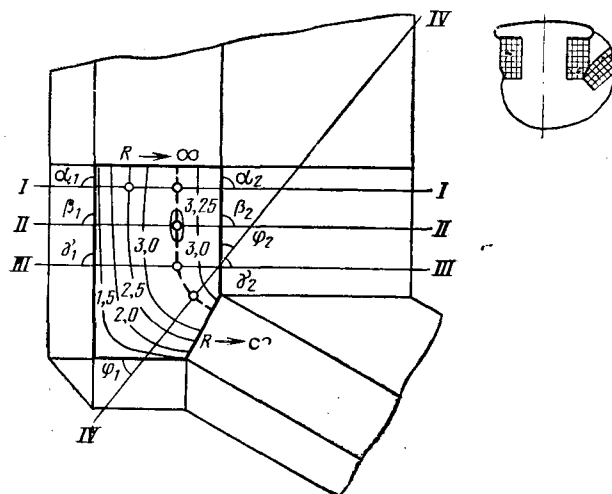


Рис. 5. Температурное поле в обмотке возбуждения синхронного генератора.

— — — моделирование [Л. 4]; — — — графическое построение.

Непосредственно на чертеже могут быть измерены отрезки $a_2 + \rho_1$ и $a_1 + \rho_2$. Согласно свойству геометрической пропорции из (28) следует

$$\frac{\rho_1}{\rho_2} = \frac{a_2 + \rho_1}{a_1 + \rho_2},$$

откуда находим положение точки максимальной температуры (a) на прямой I . Через точку a проводится прямая II ($\beta_1 \approx \beta_2 \approx 90^\circ$), на котором тем же способом находим новую точку b . Повторяя этот прием, т. е. проводя через последнюю найденную точку новую прямую и определяя новую точку (прямая III — точка c) и т. д., получаем совокупность точек предполагаемого максимума ($a, b, c, \dots, d$), лежащих в области, характеризуемой весьма малыми градиентами температуры. Поэтому без существенных ошибок определение достоверных

значений $x_{\max}$ и $y_{\max}$ вблизи точек a, b, c, d можно выполнять достаточно произвольно.

Располагая оси x и y таким образом, чтобы начало координат совпадало с точкой максимальной температуры, в одном из квадрантов выделяется участок сечения, близкий к прямоугольнику. В обычных конструкциях сделать это просто (рис. 4).

Обозначив стороны участка по осям x и y через l' и b' , соответственно приходим к уже рассмотренной задаче вычисления $\theta_{\max}$ в прямоугольном поперечном сечении.

На рис. 5 показаны картина температурного поля в обмотке возбуждения синхронного генератора, полученная с помощью моделирования в электролитической ванне [Л. 4], и положение $\theta_{\max}$, определенное графическим путем. Очевидно, что при сделанных в [Л. 4] допущениях (на двух несмежных сторонах $R \rightarrow \infty$) предлагаемый метод не может дать скопления точек аналогично рис. 4. Найденные предполагаемые положения наиболее нагретой точки вытягиваются в изотерму. Иначе говоря, задача является близкой к одномерной. Последующие вычисления $\theta_{\max}$ при одномерном течении тепла выявили относительное превышение температуры 3,25, совпадающее с результатами моделирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Humburg K. Die Temperaturverteilung im Innern von Magnetspuln mit rechteckigem Querschnitt. — E. und M., 1909, H. 29—30.
2. Binder L. Über die Berechnung der Temperaturen im Innern von Magnetspuln. — A. f. E., 1914, Bd 2, H. 4.
3. Buchholz H. Die zweidimensionale Wärmeströmung des Beharrungs — zustandes in rechteckigen Querschnitt geblätter Eisenkörper bei flächenhaft, unstetig oder stetig verteilten Wärmequellen. — Z. angew. Math. Mech., 1934, Bd. 14.
4. The electrical analog for determining temperature distribution in electrical components/ E. R. G. Eckert, J. P. Hartnett, T. F. Irvine, R. Birkebak. — Applic. and Ind., 1959, № 41.
5. Soderberg C. Steady flow of heat in large turbine generators. — Trans. AIEE, 1931, vol. 50, № 2.
6. Васильев Ю. К. Теория и инженерные методы расчетов тепловых процессов в электрических двигателях: Автореф. на соиск. учен. степени д-ра техн. наук/Московск. энергетич. ин-т. — М., 1969.
7. Петров Г. Н. О нагревании катушек, обтекаемых током. — Вестник экспериментальной и теоретической электротехники, 1930, № 2.
8. Готтер Г. Нагревание и охлаждение электрических машин: Пер. с нем. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1961.
9. Бойков Г. П., Короленко Ю. А. К вопросу о температурном поле тел с внутренним тепловыделением. — Изв. Томского политехнич. ин-та, 1962, т. III.
10. Санников Д. И. Приближенные методы расчета двухмерного температурного поля в обмотках и сердечниках электрических машин. — Изв. Томского политехнич. ин-та, 1965, т. 138.

[18.08.80]

УДК 621.313.323:621.314.26.001.04

Статические преобразователи частоты для питания синхронных двигателей

ВЫСОЧАНСКИЙ В. С.

Москва

Разработка и применение регулируемого электропривода переменного тока сдерживается высокой стоимостью статических преобразователей частоты (СПЧ), обусловленной неэффективным использованием в них вентилях. С заменой асинхронных двигателей (АД) на синхронные (СД) или выполненные на их основе вентильные двигатели (ВД) положение должно измениться. Высокое значение $\cos \phi$ СД позволяет сильно упростить силовую схему инвертора: исключить из его состава обратные диоды, а коммутирующие вентили использовать одновременно и как вентили «реактивного» тока [Л. 1]. Поэтому питающий его выпрямитель может быть использован и для рекуперации мощности СД.

Рассмотрим три наиболее характерных типа СПЧ:

со звеном постоянного тока с естественной коммутацией вентилей инвертора;

с непосредственной связью (НПЧ) с аналогичной естественной коммутацией вентилей;

со звеном постоянного тока, но с искусственной двухступенчатой коммутацией вентилей.

Для выбора вентилей СПЧ по току при их работе в условиях, отличных от условий работы в классификационной схеме, необходимо знать значения порогового напряжения U_0 и динамического сопротивления R . Эти параметры меняются в широких

пределах, поэтому воспользуемся обобщенным параметром: отношением постоянного тока I_0 , эквивалентного по нагреву номинальному току вентиля $i_{в.н.}$, к значению этого номинального тока: $k_B = I_0/i_{в.н.}$. Как показывает анализ технических данных различных тиристоров, k_B обычно лежит в пределах от 1,2 до 1,5 [Л. 2, 3].

Обозначим степень использования вентилей по току коэффициентом k_T . $k_T = i_B/i_{в.н.}$, где i_B — допустимый средний ток вентиля с учетом формы кривой тока в конкретной схеме. Для определения k_T

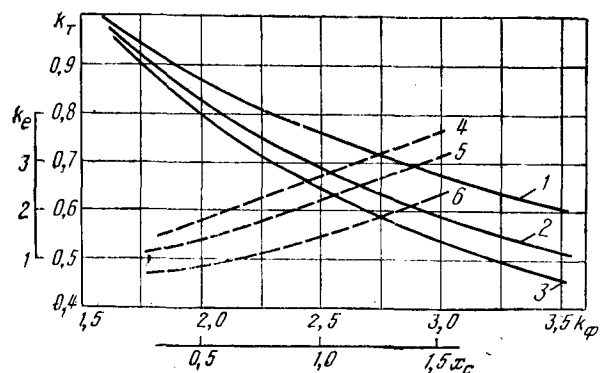


Рис. 1. Зависимости $k_T(k_B)$ (—) и $k_B(x_c)$ (---).
1 — $k_B = 1,2$; 2 — $1,35$; 3 — $1,5$; 4 — $\phi = -\pi/4$; 5 — $\phi = 0$; 6 — $\phi = +\pi/4$ ($k_n = 2$)

решим совместно уравнения:

$$\begin{aligned}\Delta P_H &= \Delta U_0 i_{B.H} + k_{\Phi.H}^2 i_{B.H}^2 R; \\ \Delta P_{II} &= \Delta U_0 I_0 + I_0^2 R; \\ \Delta P &= \Delta U_0 i_B + k_{\Phi}^2 i_B^2 R,\end{aligned}$$

где $k_{\Phi.H}$, k_{Φ} — коэффициент формы тока в классификационной и в исследуемой схемах ($k_{\Phi.H}=1,57$); ΔP_H , ΔP_{II} , ΔP — потери соответственно в вентилях в классификационной схеме, при постоянном токе и в исследуемой схеме.

Принимая эти потери равными, можно установить, что коэффициент k_T связан с коэффициентами k_B и k_{Φ} выражением

$$k_T^2 + k_T \frac{2,46 - k_B^2}{k_{\Phi}^2 (k_B - 1)} - \left(\frac{2,46}{k_{\Phi}} \right)^2 \frac{k_B - 0,406 k_B^2}{k_B - 1} = 0. \quad (1)$$

При известных значениях k_B и k_{Φ} можно легко найти k_T и установить условия для выбора номинального тока вентиля $i_{B.H} \geq i_B / k_T$. Согласно (1) на рис. 1 построены кривые $k_T(k_{\Phi})$ для трех значений k_B . Далее в качестве расчетного коэффициента k_B во всех примерах принято среднее значение этого коэффициента, равное 1,35.

Статический преобразователь частоты со звеном постоянного тока, выполненный как источник тока, достаточно прост и, на первый взгляд, кажется наиболее целесообразным (рис. 2, но без вентилях 1'—6', 7, 8). Рассмотрим прежде «идеальный» случай, когда коммутационное и синхронное реактивные сопротивления x_K и x_C , активное сопротивление обмотки статора r и время восстановления вентиляхных свойств t_B равны нулю. Примем, что СПЧ питается от сети бесконечной мощности и входная индуктивность инвертора достаточно велика для того, чтобы пренебречь пульсациями его входного тока I . Тогда средний ток вентилях выпрямителя и инвертора связан с током I и 1-й гармоникой тока двигателя i_1 выражениями:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{4}{\pi \sqrt{2}} \frac{\sqrt{3}}{2} I = 0,78 I; \\ i_B &= \frac{I}{3} = 0,427 i_1. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Номинальное напряжение вентиля $U_{B.H}$ должно быть не меньше максимально возможного на нем напряжения: $U_{B.H} \geq \sqrt{2} U_1$. Следовательно, максимальная полезная мощность p_1 , приходящаяся на один вентиль данного простейшего СПЧ при $\cos \varphi = 1$ и идеальных условиях (p_{10}) равна

$$p_1 = p_{10} = \frac{P}{N} = \frac{\sqrt{3} U_1 i_1}{13} \leq 0,22 k_T U_{B.H} i_{B.H}, \quad (3)$$

где P — мощность двигателя; φ — фазовый сдвиг между током и напряжением; N — число вентилях силовой схемы СПЧ (13-й вентиль при пуске двигателя шунтирует входную дроссель инвертора).

По кривой 2 (рис. 1) находим, что при $k_{\Phi} = 1,73$ $k_T = 0,93$, поэтому

$$p_{10} \leq 0,204 U_{B.H} i_{B.H}. \quad (4)$$

В реальных условиях, когда $x_K \neq 0$ и $x_C \neq 0$ использование вентилях СПЧ снижается. Это не учтено в [Л. 4], где рассмотрено использование вентилях в различных СПЧ. С ростом тока двигателя заметно растет угол коммутации вентилях γ . Угол

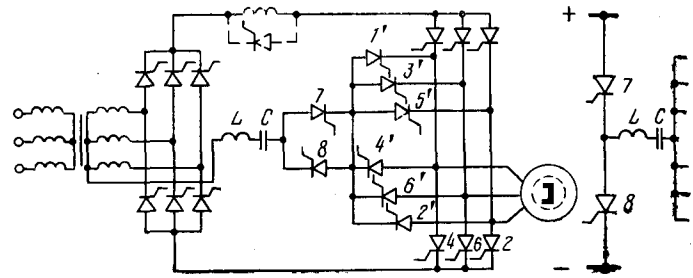


Рис. 2. Схема СПЧ на основе инвертора напряжения.

регулирования β приходится устанавливать с определенным запасом по отношению к значению ожидаемой нагрузки.

При γ , близком к $\pi/3$, ток этих вентилях имеет форму трапеции, у которой $k_{\Phi} = 1,62$. Форма кривой тока вентилях выпрямителя не меняется и k_{Φ} остается равным 1,73. Учитывая незначительную разницу в значениях k_{Φ} , принимаем

$$i_{B.H} = \frac{0,427}{0,93} i_1 = 0,46 i_1. \quad (5)$$

С увеличением угла коммутации снижается напряжение на входе инвертора $U_{дн}$ (рис. 3). Однако из условия равенства мощностей на выходе выпрямителя и на входе инвертора оно должно быть таким же, как и напряжение на выходе выпрямителя:

$$U_{дв} = U_{дн} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} U_c, \quad (6)$$

где U_c — линейное напряжение сети на входе выпрямителя.

Поэтому коммутационное снижение напряжения должно быть компенсировано увеличением э. д. с. двигателя E , т. е. увеличением его тока возбуждения или скорости вращения ротора. Входное напряжение инвертора (рис. 3) связано со значением неискаженного напряжения двигателя — исходной синусоидой U_0 соотношениями:

$$\begin{aligned} \text{при } \beta \leq \frac{\pi}{3} \\ U_{дн} &= 1,35 U_0 \left\{ \int_{60-\delta}^{120-\beta} \sin \theta d\theta + \frac{1}{2} \int_{120-\beta}^{120-\beta+\gamma} [\sin \theta + \right. \\ &+ \sin (\theta - 60)] d\theta = 1,35 U_0 \left[\sin \left(30 - \frac{\gamma}{2} \right) + \right. \\ &+ \left. \sqrt{3} \sin \frac{\gamma}{2} \right] \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right) \Big\}; \\ \text{при } \beta > \frac{\pi}{3} \\ U_{дн} &= 1,35 U_0 \left\{ \int_{120-\beta-\delta}^{120-\beta} \sin \theta d\theta + \frac{1}{2} \int_{120-\beta}^{120-\beta+\gamma} [\sin \theta + \right. \\ &+ \sin (\theta - 60)] d\theta = 1,35 U_0 \left[2 \sin \frac{\delta}{2} \sin \left(120 - \right. \right. \\ &- \left. \left. \beta - \frac{\delta}{2} \right) + \sqrt{3} \sin \frac{\gamma}{2} \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right) \right] \Big\}, \end{aligned} \quad (7)$$

где θ — текущий угол.

Назовем отношение U_0/U_c коэффициентом k_{U0} , тогда из (6) и (7) найдем, что

при $\beta \leq \frac{\pi}{3}$

$$k_{U0} = \frac{1}{\cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right) \left[\sin\left(30 - \frac{\gamma}{2}\right) + \sqrt{3} \sin \frac{\gamma}{2} \right]};$$

при $\beta > \frac{\pi}{3}$

$$k_{U0} = \frac{1}{2 \sin \frac{\delta}{2} \sin\left(120 - \beta - \frac{\delta}{2}\right) + \sqrt{3} \sin \frac{\gamma}{2} \cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right)}.$$

(8)

С увеличением тока двигателя и ростом опережающего угла φ увеличивается размагничивающее действие реакции якоря двигателя, поэтому увеличение его э. д. с. должно опережать рост напряжения. Из векторной диаграммы Блонделя следует, что E превышает U_1 в k_e раз:

$$k_e = \frac{E}{U_1} = \sqrt{1 \pm 2k_{\pi} x_c \sin \varphi + k_{\pi}^2 x_c^2},$$

где k_{π} — коэффициент относительной перегрузки двигателя по току, в этом выражении при втором члене знак «плюс» при опережающем токе ($k_e = k_{e1}$) и знак «минус» при отстающем токе ($k_e = k_{e2}$).

Для определения значения U_1 удобно воспользоваться выражениями, по которым может быть найдена основная гармоника кривой коммутационных импульсов ΔU_1 мостового выпрямителя [Л. 5]. При $\beta \geq \pi/3$

$$\Delta U_1 = \frac{3}{2\pi} U_0 \sqrt{\gamma^2 + \sin^2 \gamma - 2\gamma \sin \gamma \cos(2\beta - \gamma)}.$$

Фазовый сдвиг этой кривой относительно исходной синусоиды ψ равен:

$$\psi = \pi - \psi',$$

где

$$\operatorname{tg} \psi' = - \frac{\sin \gamma \sin(2\beta - \gamma)}{\gamma - \sin \gamma \cos(2\beta - \gamma)}.$$

Поэтому основная гармоника кривой напряжения двигателя

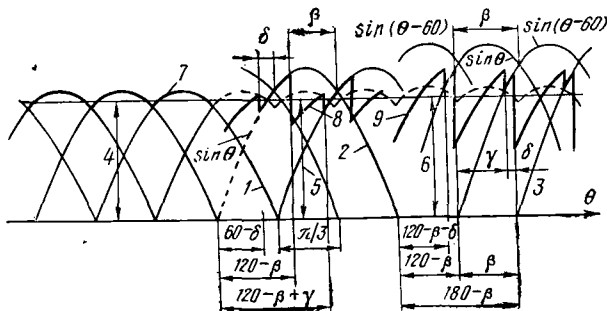


Рис. 3. Диаграмма напряжения в схеме ведомого инвертора. 1 — линейное напряжение питающей сети; 2, 3 — кривые $U_0(t)$ при $\beta < \pi/3$ и $\beta > \pi/3$; 4 — среднее напряжение выпрямителя; 5, 6 — среднее напряжение на входе инвертора; 7, 8 — входное напряжение инвертора.

$$U_1 = U_0 \sqrt{\left(1 + \frac{\Delta U_1}{U_0} \cos \psi\right)^2 + \left(\frac{\Delta U_1}{U_0} \sin \psi\right)^2} = k_{U1} U_0,$$

где

$$k_{U1} = \frac{U_1}{U_0} = \sqrt{1 + 2 \frac{\Delta U_1}{U_0} \cos \psi + \left(\frac{\Delta U_1}{U_0}\right)^2}.$$

Выбор вентиля выпрямителя по напряжению, как и раньше, должен проводиться по условию $U_{в.н} \geq \sqrt{2} U_1$. Условия же выбора вентиля инвертора существенно меняются. Поскольку E возрастает в k_e раз, то и значение $U_{в.н}$ должно быть увеличено. Максимальное напряжение на вентиле возникает при резком сбросе нагрузки или при срабатывании максимальной токовой защиты, когда два вентиля инвертора оказываются под напряжением, равным э. д. с. двигателя. При обеспечении одинакового деления напряжения на вентилях их необходимо выбрать на напряжение

$$U_{в.н.н} \geq \frac{\sqrt{2} E}{2} = \frac{k_{U0} k_{U1} k_{e1}}{\sqrt{2}} U_c.$$

Для оценки удельного значения p_1 примем среднее значение:

$$U_{в.н} \geq \frac{1}{2} (U_{в.н.в} + U_{в.н.н}) = \frac{U_c}{\sqrt{2}} (1 + 0,5 k_{U0} k_{U1} k_{e1}). \quad (9)$$

Поскольку

$$U_c = \frac{U_1}{k_{U0} k_{U1}},$$

то, решая совместно (3), (5) и (9), найдем, что

$$p_1 = \frac{\sqrt{3} U_{в.н} i_{в.н} \sqrt{2} k_{U0} k_{U1} \cos \varphi}{13,0,46 (1 + 0,5 k_{U0} k_{U1} k_{e1})} = \frac{2 k_{U0} k_{U1} \cos \varphi}{p_{10} (1 + 0,5 k_{U0} k_{U1} k_{e1})}.$$

Следовательно, в реальных условиях p_1 оказывается меньше значения p_{10} в k_{p1} раз, где

$$k_{p1} = \frac{1 + 0,5 k_{U0} k_{U1} k_{e1}}{2 k_{U0} k_{U1} \cos \varphi}.$$

Расчет k_{p1} приведен в приложении. Например, при $x_k = 0,2$, $x_c = 1$ и перегрузке по току $k_{\pi} = 2$ $k_{p1} = 1,25$. Снижение степени использования вентиля оказывается тем больше, чем больше нагрузка двигателя.

В трехфазных НПЧ минимальное число вентиля в нулевых схемах равно 12 или 18 и в мостовой схеме 36. Степень использования вентиля во всех схемах при нагрузке без э. д. с. одинаковая. На примере трехфазной нулевой схемы на 18 вентилях определим удельную мощность одного вентиля НПЧ-источника тока. Ток полуволны каждой фазы двигателя здесь формируется тремя вентилями, поэтому согласно (2)

$$i_{в.н} = \frac{0,427}{3} \frac{i_1}{k_{\tau}} = \frac{0,142}{k_{\tau}} i_1. \quad (10)$$

При $\gamma = 0$ $k_{\varphi} = 3$ и $k_{\tau} = 0,6$. Условия выбора вентиля по напряжению при идеальных условиях ана-

логичны предыдущему случаю, поэтому при $U_{в.н} \geq \sqrt{2}U_1$ и с учетом (10) получим

$$p_{10} = \frac{P_1}{N} = \frac{1,73U_1 i_{11}}{18} = \frac{1,73U_{в.н} i_{в.н} \cdot 0,6}{18 \cdot 1,41 \cdot 0,142} = 0,286 U_{в.н} i_{в.н}. \quad (11)$$

Как следует из выражений (4) и (11) использование вентиля НПЧ при x_k и x_c , равных нулю, примерно в 1,4 раза выше. Однако пульсации момента при x_k и x_c , отличных от нуля, в НПЧ такие же, как и в ведомом инверторе, и являются общим принципиальным недостатком всех СПЧ с естественной коммутацией, выполненных как источники тока. При $x_k \neq 0$ время коммутации между группами вентиля остается примерно таким же, как и в схеме ведомого инвертора [Л. 6].

При срабатывании максимальной токовой защиты к двум вентилям НПЧ будет приложено напряжение, равное сумме амплитудных значений напряжения сети и э. д. с. двигателя, поэтому

$$U_{в.н} \geq \sqrt{2} \frac{U_c + E}{2} = \frac{1 + k_{U0} k_{U1} k_{e1}}{\sqrt{2}} U_c. \quad (12)$$

Так как $U_c = \frac{U_1}{k_{U0} k_{U1}}$, то

$$U_1 \leq \frac{\sqrt{2} k_{U0} k_{U1} U_{в.н}}{1 + k_{U0} k_{U1} k_{e1}}.$$

С увеличением угла γ до значения, близкого к $\pi/3$, использование вентиля по току возрастает примерно на 5%. С учетом этого обстоятельства, а также соотношений (11) и (12) найдем

$$p_1 = 0,286 U_{в.н} i_{в.н} \cdot 1,05 \frac{2k_{U0} k_{U1} \cos \varphi}{1 + k_{U0} k_{U1} k_{e1}} = p_{10} \frac{2,1k_{U0} k_{U1} \cos \varphi}{1 + k_{U0} k_{U1} k_{e1}}.$$

Связь между p_1 и p_{10} у НПЧ обозначим коэффициентом k_{p2} :

$$k_{p2} = \frac{p_1}{p_{10}} = \frac{1 + k_{U0} k_{U1} k_{e1}}{2,1k_{U0} k_{U1} \cos \varphi}.$$

Поскольку $k_{p2} > k_{p1}$, то хотя p_{10} у НПЧ выше, чем у ведомого инвертора, значения p_1 в обеих схемах оказываются примерно одинаковыми (см. приложение), причем у ведомого инвертора p_1 даже может быть выше.

Рассмотрим теперь СПЧ со звеном постоянного тока и с двухступенчатой искусственной коммутацией (рис. 2).

При коммутации к вентилям прикладывается обратное напряжение того минимального уровня, который необходим для их интенсивного запираания [Л. 6, 7]. Дроссель и шунтирующий его вентиль в звене постоянного тока нужны лишь при особенно жестких требованиях к размеру пульсаций тока двигателя при рекуперации энергии. При отсутствии дросселя эти пульсации не превосходят высокочастотных пульсаций тока при питании двигателя

от НПЧ — источника напряжения с отдельным управлением групп вентилялей.

Исключение из схемы инвертора обратных диодов снимает какие-либо ограничения на значение добротности контура коммутации. Потери мощности в коммутирующей цепи по сравнению с потерями в аналогичной цепи в схеме с обратными диодами могут быть уменьшены более чем на порядок [Л. 7]. Благодаря этому при использовании широтно-импульсного метода (ШИМ) для регулирования значения и формы кривой напряжения инвертора практически снимается ограничение на число коммутаций за период выходной частоты. Хороший результат дает алгоритм управления, формирующий потенциальную диаграмму внешних выводов инвертора согласно рис. 4 при $\alpha_1 = \pi/12$ и $\alpha_2 = \pi/18$. Он обеспечивает сильное подавление ближайших 5-, 7-, 11- и 13-й гармоник. Коэффициент гармоник кривой напряжения, рассчитанный согласно ГОСТ 13109-67 по первым тринадцати гармоникам составляет всего 6,4%. При этом основная гармоника снижается менее чем на 2% относительно максимально возможного ее значения, если $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$.

При отстающем угле φ

$$k_{e2} = \sqrt{1 - 2k_{\pi} x_c \sin \varphi + k_{\pi}^2 x_c^2}.$$

Если $k_{e2} \leq 2$, то э. д. с. двигателя не влияет на выбор вентиля по напряжению и все вентили СПЧ могут быть выбраны на одинаковое напряжение

$$U_{в.н} = \frac{\pi}{3} U_d.$$

В свою очередь

$$U_1 = (1 + \cos \alpha_2 - \cos \alpha_1) \frac{4}{\pi \sqrt{2}} \frac{\sqrt{3}}{2} U_d = 0,765 U_d,$$

следовательно,

$$U_{в.н} \geq \frac{\pi}{3 \cdot 0,765} U_1 = 1,37 U_1. \quad (13)$$

При $k_{e2} > 2$ условия выбора вентиля выпрямителя не меняются, а вентили инвертора должны выбираться из более жесткого условия

$$U_{в.н} \geq \frac{1,37 k_{e2}}{2} U_1.$$

Благодаря взаимокompенсации реактивной энергии фаз средний ток основных вентилялей инвертора

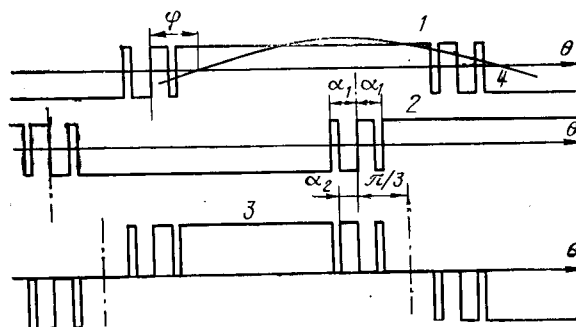


Рис. 4. Потенциальные диаграммы выводов А и В инвертора относительно средней точки источника питания (1, 2) — напряжение U_{AB} (3) и основная гармоника тока фазы А двигателя (4).

и вентилей выпрямителя определяется только активной составляющей тока нагрузки [Л. 1], поэтому может оказаться целесообразным для уменьшения k_{e2} (если $k_{e2} > 2$) при перегрузке двигателя работать с отстающим углом φ . Это не только увеличит загрузку вентилей $1'-6'$, но и позволит все вентили инвертора выбрать на более низкое напряжение. Средний ток вентилей $1'-6'$ ($i_{в.к}$) зависит от значений $\alpha_1, \alpha_2, \varphi$:

при $\varphi \leq \alpha_2$

$$i_{в.к} = \frac{\sqrt{2}i}{\pi} \left(\int_0^{\varphi} \sin \theta d\theta + \int_{\varphi+\alpha_2}^{\varphi+\alpha_1} \sin \theta d\theta \right); \quad (14)$$

при $\alpha_2 \leq \varphi \leq \alpha_1$

$$i_{в.к} = \frac{\sqrt{2}i}{\pi} \left(\int_{\varphi-\alpha_2}^{\varphi} \sin \theta d\theta + \int_{\varphi+\alpha_2}^{\varphi+\alpha_1} \sin \theta d\theta \right); \quad (15)$$

при $\varphi > \alpha_1$

$$i_{в.к} = \frac{\sqrt{2}i}{\pi} \left(\int_0^{\varphi-\alpha_1} \sin \theta d\theta + \int_{\varphi-\alpha_2}^{\varphi+\alpha_2} \sin \theta d\theta + \int_{\varphi+\alpha_2}^{\varphi+\alpha_1} \sin \theta d\theta \right). \quad (16)$$

Средний ток вентилей выпрямителя $i_{в.в}$ и основных вентилей инвертора $i_{в.о}$ при любых значениях углов $\alpha_1, \alpha_2, \varphi$ одинаковы и могут быть найдены из выражения:

$$i_{в.в} = i_{в.о} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} i \int_0^{\pi} \sin \theta d\theta - i_{в.к} = 0,45i - i_{в.к}. \quad (17)$$

Выбор оптимального угла φ требует отдельного исследования. Для сравнения же степени использования данного типа СПЧ с предыдущими произвольно примем, что в режиме перегрузки $\varphi = \alpha_1 = \pi/12$. Тогда согласно (8) при $x_c = 1$ и $k_{\pi} = 2$ найдем $k_{e2} = 1,98 < 2$. Поэтому выбор вентилей по напряжению может быть проведен из условия (13). Решая совместно (15) и (17), найдем

$$\left. \begin{aligned} i_{в.к} &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} i (\cos 5 - \cos 15 - \cos 25 - \\ &- \cos 30) = 0,032i; \\ i_{в.о} &= (0,45 - 0,032)i = 0,418i. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Действующий ток вентилей $1'-6'$ равен:

$$\begin{aligned} i_{в.к.д} &= \sqrt{2}i \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\int_{\varphi-\alpha_2}^{\varphi} \sin^2 \theta d\theta + \int_{\varphi+\alpha_2}^{\varphi+\alpha_1} \sin^2 \theta d\theta \right)} = \\ &= \sqrt{2}i \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \varphi - \frac{1}{2} [\sin 2\varphi + \sin 2(\varphi + \alpha_1) - \right.} \\ &\quad \left. - \sin 2(\varphi + \alpha_2)] \right\}}. \end{aligned} \quad (19)$$

Разделив (19) на (18), найдем, что $k_{\Phi} = 3,94$. С помощью рис. 1 устанавливаем, что $k_T = 0,47$. Аналогично находим значение k_{Φ} для вентилей выпрямителя и основных вентилей инвертора. Он ра-

вен соответственно 1,7 и 1,8. Выберем эти вентили на одинаковый ток из условия $k_{\Phi} = 1,8$. Тогда $k_T = 0,9$. Согласно (2) эти вентили должны быть выбраны на номинальный ток

$$i_{в.о.н} = \frac{0,418}{0,9} i = 0,465i,$$

а вентили $1'-6'$ на номинальный ток

$$i_{в.к.н} = \frac{0,032}{0,47} i = 0,068i.$$

Следовательно, коммутирующие вентили могут быть выбраны на ток в 7 раз меньше тока основных вентилей. Групповые коммутирующие вентили загружены по току еще меньше [Л. 7].

Ясно, что при разработке конкретного СПЧ можно так подобрать угол φ , что соотношение между токами $i_{в.о.н}$ и $i_{в.к.н}$ будет соответствовать шкале вентилей. В нашем случае могут быть выбраны вентили на нужный ток с соотношением токов 7:1. Тогда при выборе вентилей 7, 8 на тот же ток, что и вентили $1'-6'$, получим, что расчетное число условных вентилей N' , приведенных к номинальному току вентилей выпрямителя, меньше действительного числа вентилей N и составляет:

$$N' = 6 + 6 + 8/7 = 13,14.$$

Поэтому

$$\begin{aligned} p_1 &= \frac{P}{N'} = \frac{1,73U_1 i_1 \cos \varphi}{N'} = \\ &= \frac{1,73U_{в.н} i_{в.н} 0,965}{13,14 \cdot 0,465 \cdot 1,37} = 0,198 U_{в.н} i_{в.н}. \end{aligned}$$

Искусственная коммутация позволяет работать с нулевым и с отстающим углом φ . Тем самым создаются условия для хорошего использования активных материалов СД [Л. 9, 10].

Максимальный коэффициент мощности СПЧ будет при широтном методе регулирования напряжения инвертора, что хорошо согласуется с идеей локализации энергии магнитных полей нагрузки по цепям вентилей $1'-6'$. Эта идея особенно целесообразна для двигателей, максимальная нагрузка которых находится в области скоростей около 0,5—0,7 номинальной. Вентили $1,1'-2'; 2,2'-3'; 3,3'-4'$ и т. д. поочередно формируют ток соответствующей полу волны тока нагрузки и поровну делят его между собой. Это повышает использование вентилей СПЧ. Например, если максимальная перегрузка двигателя требуется при напряжении половинном от номинального, то при $\varphi = 0$

$$i_{в} = \frac{0,45}{2} i = 0,225i.$$

Коэффициент формы тока вентилей инвертора и выпрямителей выпрямителя близок к $k_{\Phi} = 1,7 \sqrt{2} = 2,4$. По кривой 2 рис. 1 находим, что $k_T = 0,72$, следовательно, все вентили СПЧ могут быть выбраны на ток

$$i_{в.н} \geq \frac{0,225}{0,72} i = 0,312i$$

и

$$p_1 = \frac{1,73U_{в.н} i_{в.н}}{20 \cdot 0,312 \cdot 1,37} = 0,2 U_{в.н} i_{в.н}.$$

Если же учесть, что вентили 7, 8 могут быть выбраны на ток, в 10 раз меньший, то $N'=18,2$ и удельная мощность, приходящаяся на один вентиль, будет еще больше:

$$p_1 = 0,22 U_{в.н} i_{в.н.}$$

Таким образом, СПЧ, выполненный на основе выпрямителя и инвертора напряжения с локализацией магнитных полей двигателя с помощью внутренних цепей инвертора, обеспечивает использование вентиля более высокое, чем в СПЧ-источниках тока, и близкое к использованию вентиля в приводе постоянного тока. В ряде случаев он обеспечивает более полное использование самого синхронного двигателя.

Приложение. Расчет p_1 СПЧ-источников тока.

Пусть $x_k=0,2$, $x_c=1$, $k_n=2$, тогда $\cos \gamma_0 = 1 - k_n x_k = 1 - 2 \cdot 0,2 = 0,6$, а $\gamma_0 = 53^\circ 10'$. Для надежной коммутации принимаем $\beta = 55^\circ$. Поэтому

$$\begin{aligned} \gamma &= \arccos [\cos (180 - \beta) + \cos \gamma_0 - 1] - 180 + \beta = \\ &= \arccos [-0,57 + 0,6 - 1] - 125 = 41^\circ; \end{aligned}$$

$$\varphi = \beta - \frac{\gamma}{2} = 55 - 20,5 = 34,5^\circ; \delta = 55 - 41 = 14^\circ.$$

Согласно (8)

$$\begin{aligned} k_{U0} &= \frac{1}{\cos 34,5 (\sin 9,5 + \sqrt{3} \sin 20,5)} = \\ &= \frac{1}{0,824 (0,165 + 1,73 \cdot 0,35)} = 1,57; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta U_1 &= \frac{2}{2\pi} U_0 \sqrt{\gamma^2 + \sin^2 \gamma - 2\gamma \sin \gamma \cos (2\beta - \gamma)} = \frac{3}{2\pi} \times \\ &\times U_0 \sqrt{0,715^2 + 0,656^2 - 2 \cdot 0,715 \cdot 0,656 \cdot 0,358} = 0,372 U_0; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \psi' &= - \frac{\sin \gamma \sin (2\beta - \gamma)}{\gamma - \sin \gamma \cos (2\beta - \gamma)} = \\ &= \frac{0,656 \cdot 0,936}{0,715 - 0,656 \cdot 0,358} = -1,26 \end{aligned}$$

$$(\psi' = -51,5^\circ; \psi = 180 - \psi' = 231,5^\circ);$$

$$k_{U1} = \sqrt{1 + 2 \frac{\Delta U_1}{U_0} \cos \psi + \left(\frac{\Delta U_1}{U_0} \right)^2} =$$

$$\begin{aligned} &= \sqrt{1 - 2 \cdot 0,372 \cdot 0,623 + 0,372^2} = 0,884; \\ k_{e1} &= \sqrt{1 + 2k_n x_c \sin \varphi + k_n^2 x_c^2} = \\ &= \sqrt{1 + 2 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,566 + 4 \cdot 1} = 2,69. \end{aligned}$$

Следовательно, у ведомого инвертора

$$k_{p1} = \frac{1 + 0,5k_{U0} k_{U1} k_{e1}}{2k_{U0} \cos \varphi} = \frac{1 + 0,5 \cdot 1,57 \cdot 0,884 \cdot 2,69}{2 \cdot 1,57 \cdot 0,884 \cdot 0,824} = 1,25;$$

$$p_1 = \frac{0,204}{1,25} U_{в.н} i_{в.н.} = 0,163 U_{в.н} i_{в.н.},$$

а у НПЧ

$$k_{p2} = \frac{1 + k_{U0} k_{U1} k_{e1}}{2,1k_{U0} \cos \varphi} = \frac{1 + 1,57 \cdot 0,884 \cdot 2,69}{2,1 \cdot 1,57 \cdot 0,884 \cdot 0,824} = 1,97;$$

$$p_1 = \frac{0,286}{1,97} U_{в.н} i_{в.н.} = 0,145 \cdot U_{в.н} i_{в.н.}$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Высочанский В. С. Принципы построения силовых схем трехфазных инверторов — ЭП. Преобразовательная техника, 1974, № 4(5), с. 11—14.
2. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. Силовые полупроводниковые приборы. — М.: Энергия, 1975.
3. Вентильные двигатели и их применение на электроподвижном составе/ Б. Н. Тихменев, Н. Н. Горин, В. А. Кучумов, В. А. Сенаторов. — М.: Транспорт, 1976.
4. Бернштейн И. Я., Эттингер Е. Л., Сакаев Ф. Ш. Использование тиристорных схем преобразователей частоты. — ЭП. Преобразовательная техника, 1975, № 7 (66).
5. Высочанский В. С. Искажение формы напряжения сети при коммутации тока в мостовых выпрямителях. — Электричество, 1973, № 4, с. 15—21.
6. Бернштейн И. Я., Хорт Б. И., Светов Ф. Б. Тиристорные преобразователи тока для вентильных двигателей. — Труды ВНИИЭМ, 1977, т. 49.
7. Высочанский В. С. Узлы коммутации инверторов напряжения, Электричество, 1975, 12, с. 28—33.
8. Высочанский В. С., Чаплыгин Ю. Н. Коэффициент мощности трехфазного мостового выпрямителя. — Электротехника, 1972, № 11, с. 33—34.
9. Бернштейн И. Я., Хорт Б. И. Использование электрических машин в электроприводе с вентильным двигателем. — ЭП. Электропривод, 1977, № 8(61).
10. Аракелян А. К., Афанасьев А. А., Чиликин М. Г. Вентильный электропривод с синхронным двигателем и зависимым инвертором. — М.: Энергия, 1977.

[28.04.80]

УДК 621.3.013.001.24:538.3

Расчет магнитного поля при резком скин-эффекте с помощью интегральных уравнений первого рода

МИХАЙЛОВ В. М., канд. техн. наук

Харьков

При проектировании различных электротехнических устройств возникает необходимость расчета полей при резком скин-эффекте в проводниках. В расчетах принимают допущение об идеальном скин-эффекте. Наибольшее развитие получили методы, основанные на решении дифференциальных уравнений в частных производных [Л. 1 и 2]. Одна-

ко они накладывают на форму и размеры проводников определенные ограничения, которые могут быть не приняты на практике. Этот недостаток отсутствует в численных формулировках, построенных с помощью интегральных уравнений. В известных работах используют интегральные уравнения второго рода [Л. 3 и 4], для решения которых не-

обходима информация о токах, протекающих в проводниках.

В [Л. 5] сформулировано интегральное уравнение первого рода для поверхностной плотности тока в соленоиде произвольной формы поперечного сечения и выполнен приближенный аналитический расчет токораспределения в тонкостенном соленоиде. Подобное уравнение может быть получено и для систем проводников с плоскомеридианным или плоским полем. В практике электромагнитных расчетов при резком скин-эффекте интегральные уравнения первого рода не получили распространения из-за некорректности формулируемых с их помощью задач. Однако сделанные с их помощью формулировки обладают следующими достоинствами: а) в отличие от однородных уравнений второго рода не требуют для своего решения информации о токах; б) по сравнению с неоднородными уравнениями второго рода (они могут быть получены из однородных уравнений второго рода и уравнений первого рода [Л. 6]), для решения которых такая информация не нужна, имеют более простое ядро.

Трудности решения интегральных уравнений первого рода часто преувеличивают — во-первых, не во всех случаях требуется регуляризация, во-вторых, в настоящее время разработаны эффективные методы решения некорректных задач [Л. 7]. Первый вопрос, рассматриваемый в этой статье — применение интегральных уравнений первого рода для расчета относительного токораспределения в системах проводников.

В [Л. 3 и 4] для составления и решения интегральных уравнений используют информацию об интегральных величинах, характеризующих поле. На практике часто имеется информация о распределении поля на отдельных участках проводников. Поэтому второй вопрос данной статьи — использование такой информации.

Уравнение первого рода для систем проводников. При построении интегральных уравнений обычно рассматривают статическое поле [Л. 3—5]. Однако можно сделать анализ начальной стадии переходного процесса, когда поле не успевает проникнуть в проводники и таким образом воспроизвести условия идеального скин-эффекта. Такой анализ полезен по следующим соображениям: а) на практике возникает необходимость расчета начальной стадии импульсного электромагнитного процесса; б) формализуется переход от известных интегро-дифференциальных уравнений к интегральным; в) в случае сильной негладкости получаемого решения можно использовать метод регуляризации, описанный в [Л. 8].

Рассмотрим вначале систему двух осесимметричных соосных проводников, один из которых ($k=1$) подключен к источнику энергии, а другой ($k=2$) индуктивно связан с ним. Представим, что на первый проводник подается произвольный импульс напряжения, начальное значение которого равно U_0 . Введем поверхностную плотность тока в виде функции

$$\eta(M, t) = \eta(M)f(t), \quad (1)$$

где $\eta(M)$ — функция, описывающая пространственное распределение поверхностной плотности тока; $f(t)$ — функция времени

Возможность подставления $\eta(M, t)$ в виде (1) в начальной стадии переходного процесса обусловлена тем, что при $t=0$ на поверхностях проводников соблюдается известное условие идеального скин-эффекта: $H_n=0$, где H_n — нормальная компонента напряженности магнитного поля.

Ток в первом проводнике

$$i(t) = If(t), \quad (2)$$

где $I = \oint_{l_1} \eta(M) dl_M$, l_1 — контур поперечного сечения первого проводника.

Охарактеризуем относительное токораспределение величиной

$$\eta^*(M) = \frac{\eta(M, t) b_0}{i(t)} = \frac{\eta(M) b_0}{I}, \quad (3)$$

где b_0 — базисный размер, который выбираем произвольным.

Из (1) и (2) следует, что

$$\frac{\eta'_t(M, t) b_0}{\frac{di}{dt}} = \eta^*(M), \quad (4)$$

где $\eta'_t(M, t) = \frac{d\eta(M, t)}{dt}$.

Согласно (3) и (4) величины $\eta(M, t)$ и $\eta'_t(M, t)$ имеют одинаковое относительное пространственное распределение. Следовательно, для определения $\eta^*(M)$ можно найти $\eta'_t(M, t)$.

Будем исходить из известного интегро-дифференциального уравнения для плотности тока в осесимметричных проводниках [Л. 3]. Вводя в него поверхностную плотность тока $\eta(M, t)$ [Л. 8] и используя начальное условие $E(M, 0)=0$ (E — напряженность электрического поля), при $t=0$ получаем:

$$\sum_{k=1}^2 \oint_{l_k} \tilde{\eta}'_t(M, 0) K(Q, M) dl_M = \begin{cases} \frac{U_0}{\mu_0 V r_Q}, & Q \in l_1; \\ 0, & Q \in l_2, \end{cases} \quad (5)$$

где $\tilde{\eta}'_t(M, 0) = V r_M \frac{d\eta(M, t)}{dt} \Big|_{t=0}$; r_M, r_Q — радиальные координаты текущей точки M и точки наблюдения Q ;

$$K(Q, M) = \left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k);$$

$k, K(k), E(k)$ — соответственно модуль и полные эллиптические интегралы 1- и 2-го рода [Л. 9]; l_2 — контур поперечного сечения второго проводника.

Уравнение (5) формулирует задачу расчета относительного токораспределения. Величину U_0 выбираем произвольной, так как она исключается из функции $\eta^*(M)$.

При рассмотрении системы «катушка из тонкого провода — массивный проводник» на катушку подадут произвольный импульс тока.

Уравнение, аналогичное (5), может быть получено и для плоского электромагнитного поля. Например, в случае системы параллельных проводни-

ков длиной l_T , соединяющих источник энергии с нагрузкой, вводя $\eta(M, t)$ в известное интегродифференциальное уравнение [Л. 10] при замкнутой накоротко нагрузке при $t=0$, получаем:

$$\oint \eta'_t(M, 0) K(Q, M) dl_M = \frac{2\pi U_0}{\mu_0 l_T} \times \begin{cases} \frac{l_2}{l}, & Q \in l_1; \\ -\frac{l_1}{l}, & Q \in l_2, \end{cases} \quad (6)$$

где $l=l_1+l_2$; l_1, l_2 — суммарные контуры поперечных сечений проводников соответственно с прямым и обратным током;

$$K(Q, M) = \ln \frac{1}{r_{QM}} - \frac{1}{l} \int \ln \frac{1}{r_{PM}} dl_P;$$

r_{QM}, r_{PM} — расстояния между точками, указанными в индексах.

Уравнения (5), (6) аналогичны уравнениям, которые могут быть получены с помощью модели идеального проводника [Л. 5]. Например, в случае рассмотренной выше системы осесимметричных проводников

$$\sum_{k=1}^2 \oint_{l_k} \tilde{\eta}(M) K(Q, M) dl_M = \begin{cases} \frac{\Phi}{\mu_0 \sqrt{r_Q}}, & Q \in l_1; \\ 0, & Q \in l_2, \end{cases} \quad (7)$$

где $\tilde{\eta}(M) = \eta(M) \sqrt{r_M}$; Φ — магнитный поток системы проводников.

Величину Φ выбирают произвольной. Она, как и U_0 в уравнениях (5), (6), исключается из функции $\eta^*(M)$.

Использование информации о распределении поля. Представим контуры поперечных сечений проводников рассмотренной ранее осесимметричной задачи в виде

$$l_k = l_{k1} + l_{k2}, \quad k=1, 2,$$

где l_{k1} — участок k -го контура с известным распределением $\eta^*(M)$.

Интегралы, входящие в (5), преобразуем следующим образом:

$$\begin{aligned} \oint_{l_k} \tilde{\eta}'_t(M, 0) K(Q, M) dl_M = \\ = \tilde{\eta}'_t(M_{rk}, 0) \int_{l_{k1}} \tilde{\eta}^{**}(M) K(Q, M) dl_M + \\ + \int_{l_{k2}} \tilde{\eta}'_t(M, 0) K(Q, M) dl_M, \end{aligned} \quad (8)$$

где M_{rk} — граничная точка участков l_{k1}, l_{k2} ;

$$\tilde{\eta}^{**}(M) = \frac{\eta^*(M) \sqrt{r_M}}{\eta^*(M_{rk}) \sqrt{r_{M_{rk}}}}.$$

После преобразования с помощью (8) уравнение (5) принимает вид

$$\alpha(Q) \tilde{\eta}'_t(Q, 0) + \sum_{k=1}^2 \int_{l_{k2}} \tilde{\eta}'_t(M, 0) K(Q, M) dl_M =$$

$$= \begin{cases} \frac{U_0}{\mu_0 \sqrt{r_Q}}, & Q \in l_{12}; \\ 0, & Q \in l_{22}, \end{cases} \quad (9)$$

где

$$\alpha(Q) = \begin{cases} \int_{l_{k1}} \tilde{\eta}^{**}(M) K(Q, M) dl_M, & Q \in M_{rk}; \\ 0, & Q \in M_{rk}. \end{cases}$$

Уравнение (9) интересно тем, что в нем в $\frac{(l_1 + l_2)}{(l_{12} + l_{22})}$

раз сокращена область неизвестных значений искомой функции. Это позволяет существенно уменьшить емкость памяти и время работы цифровой ЭВМ, необходимые для численного решения рассматриваемой задачи. Аналогичные уравнения могут быть составлены для плоского поля. Преобразование, подобное (8), возможно и в других интегральных уравнениях (например, в уравнениях первого рода при расчете электростатических полей [Л. 11] и второго рода при расчете электрических и магнитных полей). Его применение для уравнений второго рода показано в приложении.

Учитывая эффект, который дает введение информации о распределении поля, последняя может быть специально получена с помощью расчетов или вспомогательных экспериментов. Возможно также сочетание различных видов моделирования с расчетами на цифровой ЭВМ.

Примеры. Для получения численного решения уравнения (5), (9) преобразовывали с помощью квадратурных формул прямоугольников в систему линейных алгебраических уравнений. Были получены достаточно гладкие и точные решения без регуляризации. Устойчивость численного решения интегральных уравнений первого рода отмечалась и при расчете электростатических полей [Л. 11]. Объяснение подобных результатов содержится в [Л. 12]. Замена интеграла конечной суммой приводит к сдвигу спектра собственных значений ядра интегрального оператора, вследствие чего решение становится устойчивым. Численные эксперименты показали, что измельчение шага или применение более точных квадратурных формул делает решение неустойчивым. Подобных ограничений не имеют (при хорошей обусловленности матрицы аппроксимирующей системы алгебраических уравнений) численные формулировки, полученные на основе неоднородных уравнений второго рода (см. введение).

Правильность и точность получаемых результатов были проверены экспериментально по методике [Л. 8]. На первый проводник подавался импульс напряжения от низковольтного генератора импульсных токов (конструкция генератора описана в [Л. 13]). С помощью индукционного преобразователя измеряли производную по времени касательной компоненты напряженности магнитного поля на поверхностях проводников при $t=0$.

1. Система «одновитковый индуктор — цилиндр». Результаты рассмотрения этой системы показаны на рис. 1 [уравнение (5)] и рис. 2 [уравнение (9)]. Размеры индуктора: для рис. 1 — длина $b=45,1$, радиус отверстия $R=12,5$,

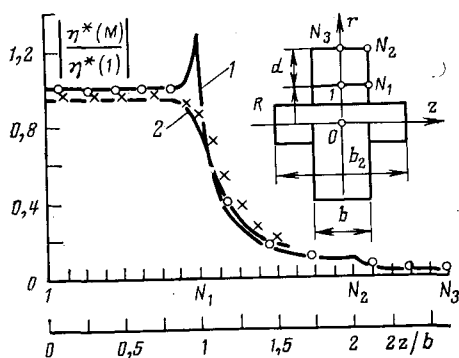


Рис. 1. Токораспределение в системе «одновитковый индуктор (кривая 1) — цилиндр (кривая 2)».

○ ○ ○ — экспериментальные точки для индуктора, × × × — экспериментальные точки для цилиндра; ось $2z/b$ (b — длина индуктора) относится к кривой 2.

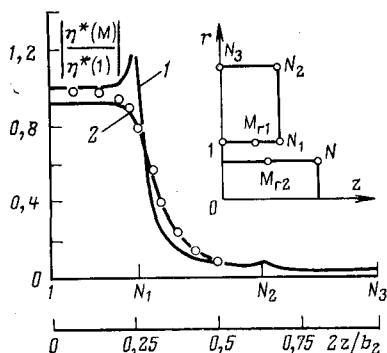


Рис. 2. Токораспределение в системе «одновитковый индуктор (кривая 1) — цилиндр (кривая 2)», полученное с помощью уравнения (9).

○ ○ ○ — экспериментальные точки для цилиндра; ось $2z/b_2$ (b_2 — длина цилиндра) относится к кривой 2.

высота сечения $d=21,1$ мм; для рис. 2 — $b=37,1$, $R=12,35$, $d=29,4$ мм. Внутри индуктора соосно с ним помещен цилиндр диаметром 17,8, длиной 140 мм. Из рис. 1 следует, что на значительной части зазора между индуктором и цилиндром магнитное поле однородно. Эту информацию используем для упрощения решения задачи. На рис. 2 координата z граничной точки M_{r1} —12, точки M_{r2} —15. Принято общее число узловых точек $N=51$, а число узловых точек с неизвестными значениями $\eta^*(M)$ —42. Благодаря использованию информации порядок системы алгебраических уравнений понижен в 1,2 раза, а емкость памяти цифровой ЭВМ, необходимая для размещения матрицы левых частей, уменьшена примерно в 1,5 раза. Увеличение числа узловых точек на участках l_{k1} не приводит к значительному возрастанию необходимой емкости памяти.

2. Система «концентратор магнитного поля — труба». Находили токораспределение на трубе и на обращенной к ней части концентратора (рис. 3). Расчет выполняли с помощью уравнения (5). Размеры концентратора: диаметры и длина отверстия — 20, наружный диаметр — 53,2, длина — 90 мм. Наружный диаметр трубы 16, длина — 90 мм.

Из рис. 1—3 следует, что результаты расчета относительного токораспределения хорошо согласуются с экспериментальными данными.

Приложение. Пусть распределение источников поля описывается однородным интегральным уравнением второго рода.

$$y(Q) + \int_G y(M) S(Q, M) dG = 0, \quad M, Q \in G, \quad (10)$$

где $y(Q)$ — функция, характеризующая распределение источников поля; Q, M — точки наблюдения и текущая соответственно; G, dG — область определения $y(M)$ и ее элемент; $S(Q, M)$ — ядро.

Пусть также имеется информация о распределении источников поля в некоторой открытой подобласти G_1 , причем

$$G = G_1 \cup G_2, \quad (11)$$

где G_2 — замкнутая подобласть.

Введем внутри G_1 некоторую подобласть G_{1u} . Используя (11) и принятые обозначения, преобразуем (10) таким образом:

$$y(Q) + \int_{G_2} y(M) S(Q, M) dG = - \lim_{G_{1u} \rightarrow G_1} \int_{G_{1u}} y(M) S(Q, M) dG, \quad Q \in G_2, \quad M \in G. \quad (12)$$

Так как значения $y(M)$ на границе G_2 неизвестны, то они не должны входить в правую часть (12). Поэтому последняя представлена в виде предела. Полагаем, что этот предел может быть рассчитан с требуемой точностью.

Таким образом, с помощью информации о распределении источников поля однородное уравнение (10) преобразовано в неоднородное уравнение (12). Одновременно сокращена область неизвестных значений искомой функции в G/G_2 раз, что существенно уменьшит емкость памяти и время работы цифровой ЭВМ при численном решении (10).

Интегральную информацию об источниках поля получаем после решения (12). Однако, если она известна, то при необходимости может быть введена наряду с информацией о распределении поля. Описанное преобразование возможно и для неоднородных интегральных уравнений второго рода.

Пример. Пусть требуется найти токораспределение в осесимметричной системе «одновитковый индуктор прямоугольного сечения — длинный цилиндр» при резком скин-эффекте.

Для расчета магнитного поля уединенного индуктора в [Л. 4] использовалось однородное интегральное уравнение второго рода относительно поверхностной плотности тока $\eta(M)$. Для системы проводников «индуктор — цилиндр» такое уравнение имеет вид

$$\eta(Q) + \sum_{k=1}^K \oint_{l_k} \eta(M) S(Q, M) dl_M = 0. \quad (13)$$

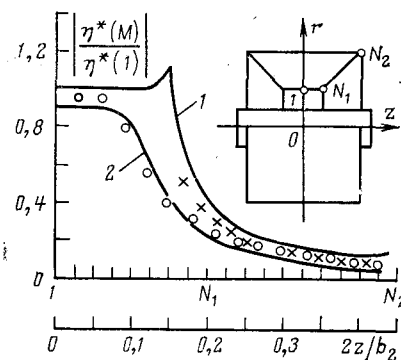


Рис. 3. Распределение $\eta^*(M)$ в системе «концентратор магнитного поля (кривая 1) — труба (кривая 2)».

× × × — экспериментальные точки для концентратора; ○ ○ ○ — экспериментальные точки для трубы; ось $2z/b_2$ (b_2 — длина трубы) относится к кривой 2.

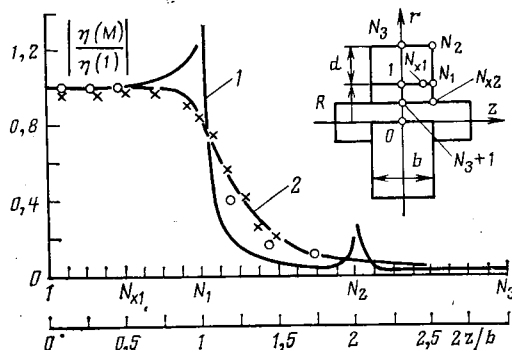


Рис. 4. Распределение $\eta(M)$ в системе «одновитковый индуктор (кривая 1) — цилиндр (кривая 2)».

○ ○ ○ — экспериментальные точки для индуктора, × × × — экспериментальные точки для цилиндра; ось $2z/b$ относится к кривой 2; размеры системы такие же, как и на рис. 1.

Для сокращения записей формулу ядра $S(Q, M)$ не приводим. Представляем уравнение (13) в виде (12). Получаем:

$$\begin{aligned} \eta(Q) + \sum_{k=1}^{k=2} \int_{l_{k2}} \eta(M) S(Q, M) dl_M = \\ = - \lim_{l_{k1v} \rightarrow l_{k1}} \sum_{k=1}^{k=2} \int_{l_{k1v}} \eta(M) S(Q, M) dl_M, \end{aligned} \quad (14)$$

$Q \in l_{k2}, M \in l_k,$

где l_{k1v} — часть l_{k1} , концы которой при расчете правой части (14) устремляем к граничным точкам между l_{k1} и l_{k2} .

В зазоре между индуктором и цилиндром при ширине зазора, значительно меньшей его длины и радиуса, магнитное поле близко к однородному всюду за исключением небольших участков вблизи краев. Используя известное решение плоской задачи [Л. 14], находим, что длина этих участков равна примерно ширине зазора. Информация о распределении поля имеет следующий вид (рис. 4):

на участке l_{11} (узлы 1— N_{x1})

$$\eta(M)/\eta(1)=1;$$

на участке l_{21} [узлы (N_3+1)— N_{x2}]

$\eta(M)/\eta(1)=-1$ — на части этого участка, где поле однородно; на остальной части, включая точку N_{x2} под краем индуктора, значения $\eta(M)/\eta(1)$ определяются из известного решения плоской задачи.

Результаты решения (14) методом квадратур в целом хорошо согласуются с экспериментальными данными, полученными по методике [Л. 8] (рис. 4).

Выводы. 1. Введение поверхностной плотности тока как функции времени $\eta(M, t)$ и рассмотрение начальной стадии переходного процесса в системе проводников позволяют получить интегральное уравнение первого рода относительно $\eta'_t(M, 0)$, описывающее токораспределение в проводниках при идеальном скин-эффекте, из интегродифференциального уравнения.

2. Использование информации о распределении поля на проводниках существенно сокращает область неизвестных значений искомой функции, уменьшает емкость памяти и время работы ЭВМ, необходимые для решения задачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цейтлин Л. А. Индуктивности шин прямоугольного сечения при резко выраженном поверхностном эффекте. — Электричество, 1956, № 11.
2. Техника больших импульсных токов и магнитных полей. — М.: Атомиздат, 1970.
3. Тозони О. В. Расчет электромагнитных полей на вычислительных машинах. — Киев: Техника, 1967.
4. Капорская Г. Н., Новгородцев А. Б. Приближенный расчет поля массивных одновитковых соленоидов при резко выраженном поверхностном эффекте. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 2.
5. Шнеерсон Г. А. К расчету распределения переменного тока на поверхности тел вращения при резком скин-эффекте. — ЖТФ, 1961, № 1.
6. Маергойз И. Д. Расчет электрических полей методом интегральных уравнений 2-го рода. — Электричество, 1975, № 12.
7. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. — М.: Наука, 1974.
8. Михайлов В. М. Расчет индуктивности и распределения тока при резком скин-эффекте. — Электричество, 1978, № 8.
9. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. — М.: Наука, 1977.
10. Колесников Э. В., Саввин Д. Д. Переходные режимы токопроводов. — Изв. вузов. Электромеханика, 1968, № 8.
11. Колечицкий Е. С., Филиппов А. А. Расчет электрического поля стержневых электродов. — Электричество, 1979, № 7.
12. Верлань А. Ф., Сизков В. С. Методы решения интегральных уравнений с программами для ЭВМ. Справочное пособие. — Киев: Наукова думка, 1978.
13. Золотых В. И., Михайлов В. М. Низковольтный генератор импульсных токов для моделирования электромагнитных процессов. Изв. вузов. Электромеханика, 1978, № 11.
14. Шнеерсон Г. А. Магнитное поле одновиткового соленоида, расположенного соосно с цилиндром или вблизи плоскости. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1969, № 2.

[10.10.80]

Расчет сопротивления заземлителей, образованных железобетонными фундаментами

КАРЯКИН Р. Н., доктор техн. наук, СОЛНЦЕВ В. И., инж.

ВНИИпроектэлектромонтаж

В предстоящие годы в качестве естественных заземлителей предусматривается широкое использование железобетонных фундаментов промышленных зданий и сооружений. Для сложных сосредоточенных заземлителей, образованных произвольными комбинациями горизонтальных сеток и вертикальных электродов в неоднородных структурах разработаны точные методы расчета [Л. 1]. Однако возможность непосредственного использования этих методов для расчета электрических параметров сложных заземляющих устройств, образованных строительными конструкциями и железобетонными фундаментами промышленных зданий и сооружений, неочевидна. Это объясняется тем, что основные предпосылки и допущения, использованные при разработке точных методов расчета искусственных заземлителей, не в полной мере могут быть распространены на расчетную модель, соответствующую сложному заземлителю, образованному фундаментами промышленного здания.

Размещение фундаментов в плане здания в дальнейшем для краткости будем называть фундаментным полем промышленного здания. Предположение о малых поперечных размерах горизонтальных и вертикальных электродов, использованное при разработке точных методов для искусственных заземлителей, не может быть принято при формировании математической модели, соответствующей естественному заземлителю, образованному совокупностью отдельных железобетонных фундаментов. В самом деле, поперечные размеры железобетонного фундамента не только соизмеримы с его главным линейным размером, но в ряде случаев могут быть равны ему.

Далее, электрические параметры отдельных заземлителей, образованных арматурными стержнями и каркасными сетками, заложены в бетон, могут существенно отличаться от соответствующих параметров заземлителей, образованных аналогичными конструкциями, заложены непосредственно в землю. В данном случае отличие обусловлено различными удельными электрическими сопротивлениями земли и бетона. Указанные обстоятельства приводят к необходимости поиска новых путей решения рассматриваемой задачи.

Разработка методов расчета электрических параметров заземляющих устройств, образованных строительными конструкциями и железобетонными фундаментами, на основе строгого решения полевой задачи в силу чрезвычайной сложности рассматриваемой системы (конфигурация строительных конструкций, железобетонных фундаментов, вертикальной и горизонтальной неоднородности земли, неэквивалентности отдельных элементов заземляющего устройства), представляется бесперспективной.

Поэтому в основу метода решения поставленной задачи положены достаточно простые физические соображения, соответствующие характеру решаемой задачи. Совершенно очевидно, что числовые коэффициенты, входящие в предлагаемые расчетные формулы, могут быть определены только на основе тщательно поставленного прямого натурного эксперимента. Сложность организации и проведения измерений в условиях строящихся и завершающих строительство промышленных предприятий не позволяет получать большие статистические совокупности электрических параметров фундаментных полей.

В качестве неоднородной структуры рассмотрим двухслойную структуру земли с горизонтальной границей раздела слоев и бесконечной мощностью второго (подстилающего) слоя. Горизонтальная неоднородность не учитывается.

Аналитическое выражение для сопротивления растеканию сложного сосредоточенного заземлителя, образованного фундаментным полем, для рассматриваемых условий будем искать в виде, аналогичном известному выражению для контурных заземлителей [Л. 2]:

$$R = 0,52 \frac{\rho_2}{\sqrt{S}}, \quad (1)$$

где ρ_2 — эквивалентное удельное электрическое сопротивление неоднородной земли, Ом·м; S — площадь, ограниченная внешним контуром фундаментного поля, кв. м.

В результате выполненных экспериментальных исследований [Л. 2] установлено, что для контурного заземлителя при $\rho_1 > \rho_2$ и $(Bh)/\sqrt{S} < 1$ эквивалентное удельное электрическое сопротивление земли оценивается приближенным выражением:

$$\rho_2 = \rho_1 \left[1 + \frac{Bh}{\sqrt{S}} \left(\frac{\rho_1}{\rho_2} - 1 \right) \right], \quad (2)$$

где ρ_1, ρ_2 — удельные электрические сопротивления первого и подстилающего слоев земли соответственно, Ом·м; B — постоянная, численное значение которой определено экспериментально; h — мощность (толщина) верхнего слоя земли м; S' — площадь, ограниченная контуром заземлителя, кв. м.

При исследовании сопротивления растеканию сложных сосредоточенных заземлителей, образованных железобетонными фундаментами промышленных зданий, будем исходить из предположения о справедливости выражения (1). При выполнении ограничений $\rho_1 > \rho_2$ и $(Bh)/\sqrt{S} < 1$ значение ρ_2 можно определить по формуле (2). Однако, если область значений рассматриваемых удельных электрических сопротивлений земли расширяется до значений $\rho_1 \approx \rho_2$ и $(Bh)/\sqrt{S} \approx 1$, то ρ_2 предлагается определять из выражения:

$$\rho_2 = \rho_1 \left(1 - e^{-\alpha \frac{h}{\sqrt{S}}} \right) + \rho_2 \left(1 - e^{-\beta \frac{\sqrt{S}}{h}} \right), \quad (3)$$

где α, β — безразмерные коэффициенты.

Эмпирическое выражение (3) моделирует процесс формирования ρ_2 в двухслойной земле с учетом влияния параметра $R/\sqrt{S} = \Delta$. Если $\Delta \rightarrow 0$, то $\rho_2 \rightarrow \rho_1$; если $\Delta \rightarrow \infty$, то $\rho_2 \rightarrow \rho_2$.

Предельное значение выражения (3) при $\rho_1 = \rho_2 = \rho$:

$$e^{-\alpha \Delta} + e^{-\beta \frac{1}{\Delta}} = 1. \quad (4)$$

Предполагая параметры $\rho_1, \rho_2, h, \sqrt{S}$ в формуле (3) известными (ρ_1, ρ_2, h — определяются по результатам предпроектных изысканий, $\sqrt{S}$ — из проекта), ρ_2 может быть получено решением системы из двух уравнений (3) и (4), если известен один из взаимосвязанных коэффициентов α, β .

Для получения численных значений коэффициентов $\alpha = \alpha_i$ и $\beta = \beta_i$, соответствующих некоторым произвольным условиям, использовались результаты измерений на реальных объектах. Объекты статистического массива подбирались, исходя из двух основных требований к выборке из генеральной совокупности: наибольший охват конструктивных особенностей промышленных и административных зданий, а также типов железобетонных фундаментов, в том числе достаточно широкая вариация глубины их заложения; достаточно широкая вариация удельных электрических сопротивлений земли в местах сооружения исследуемых объектов.

В табл. 1 приведены конфигурация и основные размеры в плане исследуемых объектов, а также глубина заложения и тип железобетонных фундаментов. Здесь же показано распределение фундаментов по площади здания. Сплошными линиями показано равномерное распределение фундаментов по площади здания, соответствующее строительным модулям (шагу между колоннами). Знаком «+» обозначены фундаменты, рассеяние между которыми не соответствуют строительному модулю, или фундаменты нетипового исполнения.

Таблица 1

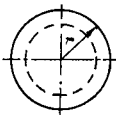
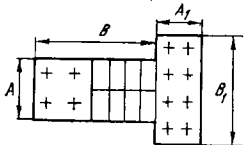
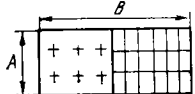
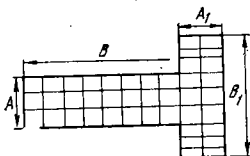
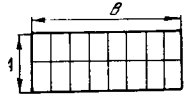
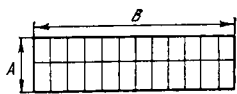
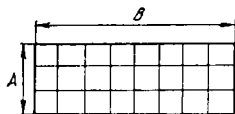
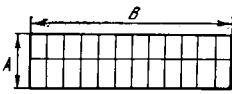
Наименование объекта	Вид в плане и распределение фундаментов по площади здания	Геометрические размеры $A \times B$, м	Тип фундамента, глубина заложения, h
Резервуар объемом 30 тыс. м ³		$r = 26$ м	Круглая монолитная плита на кольцевом фундаменте, $h = 2$ м
Цементный завод		$A \times B = 50 \times 550$ $A_1 \times B_1 = 50 \times 150$	Ступенчатый, с подколонниками стаканного типа и для установки металлических колонн, $h = 3 \div 5$ м
Обогатительная фабрика		60×154	Ступенчатый, с подколонниками для установки металлических колонн, $h = 3 \div 5$ м
Трубный цех		$A \times B = 72 \times 680$ $A_1 \times B_1 = 72 \times 102$	Ступенчатый с подколонниками-ростверками для установки металлических колонн $h = 5 \div 8$ м, на сваях $h_1 = 12$ м
Гостиница		12×42	Монолитная плита, $h = 3$ м
Завод алюминиевой ленты		50×16^8	Свайный, с ростверками стаканного типа и для установки металлических колонн, $h = 5$ м
Электростанция		30×60	Свайный, $h = 9$ м
Жилое здание		20×130	Свайный, $h = 12$ м
Гараж		36×80	Свайный, с ростверком под металлические колонны, $h = 9$ м.

Таблица 2

Наименование объекта	ρ_1 , Ом·м	ρ_2 , Ом·м	h , м	$\sqrt{S}$, м	$\frac{h}{\sqrt{S}} = \Delta$	$R_{изм}$, Ом	R_p , Ом	δ , %	α	β
Подстанция 1	150	30	1,8	68,0	0,0265	0,29	0,304	-5,0	3,102	0,0673
Подстанция 2	1500	15	5,0	57,0	0,0877	3,60	3,79	-5,4	3,539	0,1160
Подстанция 3	500	130	3,7	55,0	0,0673	1,86	1,98	-3,8	3,347	0,1076
Подстанция 4	1130	60	13,5	65,0	0,2077	5,70	4,88	14,4	4,871	0,0937
Подстанция 5	420	240	2,9	107,0	0,0271	2,74	2,88	-5,2	3,377	0,0660
Трубный цех	397	140	40,0	236,0	0,1695	0,44	0,54	-23,6	1,875	0,2203
Механоремонтный цех	268	60	2,5	120	0,0208	0,35	0,32	9,7	5,906	0,0449
Обогатительная фабрика	120	700	3,0	96,0	0,0312	1,05	0,86	18,1	$0,626 \times 10^2$	$0,475 \times 10^{-2}$
Гараж	60	2400	0,1	54,0	0,0018	17,5	18,98	-8,4	$1,249 \times 10^2$	$0,292 \times 10^{-2}$
Котельная	110	1300	0,1	45,0	0,0022	11,6	13,2	-12,3	$1,091 \times 10^2$	$0,341 \times 10^{-2}$
Цементный завод	25	80	0,5	187,0	0,0027	0,20	0,18	8,0	$0,358 \times 10^2$	$0,640 \times 10^{-2}$
Завод алюминиевой ленты	47	1200	0,7	92,0	0,0076	2,20	1,88	14,5	$1,520 \times 10^2$	$0,287 \times 10^{-2}$
Жилое здание	1000	12000	15,0	51,0	0,2941	10,90	9,80	10,1	$0,309 \times 10^2$	$0,298 \times 10^{-2}$
Гостиница	170	700	0,5	22,5	0,0222	6,60	5,62	14,8	$0,767 \times 10^2$	$0,444 \times 10^{-2}$
Цех вспомогательного оборудования	54	113	1,0	78,0	0,0128	0,488	0,482	1,3	$0,766 \times 10^2$	$0,601 \times 10^{-2}$

В табл. 2 приведены значения ρ_1 и ρ_2 , полученные с помощью методов вертикального электрического зондирования (ВЭЗ) в районах расположения исследуемых объектов. Диапазон этих значений представляет достаточно широкую вариацию удельных электрических сопротивлений земли. Сюда не входят горные породы и пески с влажностью менее 3%.

Значения α_i и β_i в табл. 2 получены из выражений (5) и (6) при подстановке в них исходных ρ_1 и ρ_2 . Выражения (5) и (6) — результат совместного решения уравнений (3) и (4):

$$\alpha_i = -2,3 \frac{1}{\Delta} \lg \left(1 - e^{-\beta'_i \frac{1}{\Delta}} \right); \quad (5)$$

$$\beta_i = -2,3 \Delta \lg \left[\frac{1 - \left(\frac{\rho_1 + \rho_2 - \rho_3}{\rho_1} \right)}{1 - \frac{\rho_2}{\rho_1}} \right], \quad (6)$$

где ρ_3 вычислялось по формуле (1) при подстановке в нее экспериментальных данных.

В силу существенного отличия физики формирования электрических полей для условий двух рассматриваемых структур земли при $\rho_1 > \rho_2$ и $\rho_1 < \rho_2$ оказалось необходимым рассмотреть две статистические совокупности.

К первой совокупности относятся результаты измерений в структурах, у которых $\rho_1 > \rho_2$. Для этой совокупности математические ожидания m_α и m_β определяются средними арифметическими значениями семи первых строк табл. 2:

$$\tilde{m}_{\alpha 1} = 3,72; \quad \tilde{m}_{\beta 1} = 0,1.$$

Ко второй совокупности относятся результаты измерений в структурах, у которых $\rho_1 < \rho_2$. Для этой совокупности математические ожидания m_α и m_β определяются средними арифметическими значениями последних восьми строк табл. 2:

$$\tilde{m}_{\alpha 2} = 0,84 \cdot 10^2; \quad \tilde{m}_{\beta 2} = 0,42 \cdot 10^{-2}.$$

Средние арифметические значения $\tilde{m}_\alpha$ и $\tilde{m}_\beta$ позволяют по формуле (3) оценивать удельное эквивалентное электрическое расчетное сопротивление земли $\rho_{э.р}$ при известных ρ_1 , ρ_2 , h , $\sqrt{S}$. По формуле (1) определены расчетные значения сопротивления растеканию R_p для всех объектов табл. 2. Погрешность расчета

$$\delta = \frac{R_{изм} - R_p}{R_{изм}} \cdot 100\%. \quad (7)$$

Таблица 3

Соотношение ρ_1 и ρ_2	Среднее арифметическое $\tilde{m}_\delta R$	Дисперсия (несмещенная оценка)	Доверительный интервал I_γ при $\gamma = 0,999$
$\rho_1 > \rho_2$	-2,7	150,5	-30,35; 24,95
$\rho_1 < \rho_2$	5,8	125,8	-17,47; 25,41

Значения статистических параметров ошибок расчета для каждой статистической совокупности приведены в табл. 3.

Таким образом, имея параметры ρ_1 , ρ_2 , h , $\sqrt{S}$, можно по формулам (1) и (3) вычислить сопротивление растеканию заземляющего устройства, образованного строительными конструкциями и железобетонными фундаментами промышленного здания. При этом для

$$\rho_1 > \rho_2$$

$$\rho_3 = \rho_1 (1 - e^{-3,7\Delta}) + \rho_2 \left(1 - e^{-\beta'_i \frac{1}{\Delta}} \right), \quad (8)$$

где

$$\beta'_i = -2,3 \Delta \lg (1 - e^{-3,7\Delta}), \quad (9)$$

для условий $\rho_1 < \rho_2$

$$\rho_3 = \rho_1 (1 - e^{-0,84\Delta}) + \rho_2 \left(1 - e^{-\beta''_i \frac{1}{\Delta}} \right), \quad (10)$$

где

$$\beta''_i = -2,3 \Delta \lg (1 - e^{-84\Delta}). \quad (11)$$

Ошибка расчета сопротивления растеканию по формуле (1) при вычислении ρ_3 по формулам (8) и (10) не превышает 30% при доверительной вероятности $\gamma = 0,999$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Эбин Л. Н., Якобс А. И. Применение метода наведенных потенциалов при расчете сложных заземлителей в неоднородных грунтах. — Электричество, 1964, № 9.
2. Карякин Р. Н., Власов С. П., Швейко Н. А. Распределение потенциала на поверхности земли территории тяговой подстанции переменного тока. — Электричество, 1968, № 3.
3. Руководство по конструированию бетонных и железобетонных конструкций из тяжелого бетона (без предварительного напряжения). М.: Стройиздат, 1978.

Расчет максимальной температуры катушечных обмоток трансформаторов

РАССАЛЬСКИЙ А. Н., МАШКИН В. А., МИХАЙЛОВСКИЙ Ю. А.

Запорожье

В силовых трансформаторах с системами охлаждения Ц и ДЦ масло под давлением поступает в нижнюю часть бака, затем оно распределяется по охлаждающим каналам обмоток через каналы в уравнильной и нижней ярмовой изоляции. До сих пор имеются неясности относительно распределения масла по вертикальным и горизонтальным охлаждающим каналам обмотки. Так в [Л. 1] на основании [Л. 2] предполагается, что продольного движения масла в горизонтальных каналах при симметричном охлаждении быть не может, а тепловая конвекция происходит лишь за счет теплового расширения и увеличения объема нагретого масла в канале, которое выходит за края катушек и замещается более холодным маслом. Однако результаты [Л. 3] показывают, что предложенная в [Л. 1] модель движения масла соответствует лишь малым обмоткам. В обмотках, горизонтальные каналы которых имеют связь с вертикальными каналами большой длины, всегда возникает движение масла вдоль горизонтальных каналов.

Противоречивость мнений о движении масла в горизонтальных каналах объясняется многообразием трудно учитываемых факторов, вызывающих это движение. Продольный градиент температуры, возникающий из-за различной температуры масла в вертикальных охлаждающих каналах, вызывает возникновение продольного градиента давления, что в свою очередь приводит к устойчивому движению масла вдоль горизонтального канала. Другие факторы, вызывающие движение масла в горизонтальном канале: отклонение плоскости канала от горизонтали, неодинаковая ширина вертикальных каналов, неравномерные завихрения в вертикальных каналах, — являются случайными и не поддаются точному аналитическому учету.

Достаточно полный учет этих факторов может быть выполнен только с помощью экспериментальной корректировки расчетной модели.

Рассмотрим модельную задачу теплообмена катушки при отсутствии движения масла в горизонтальном канале. Катушка представляется сплошным телом с различными значениями теплопроводности по координатным осям (рис. 1). В направлении оси x эквивалентная теплопроводность λ_x находится для слоев меди и изоляции. По оси y эквивалентная теплопроводность λ_y равняется λ меди. Верхняя и нижняя части изоляции проводников, а также дополнительная изоляция катушки учитываются с помощью теплового сопротивления $R_k = \delta_k / \lambda_k$, где δ_k и λ_k — толщина, мм и удельная теплопроводность, Вт/(м·град), изоляции.

На рис. 1 изображена одна катушка обмотки трансформатора, окруженная маслом. Оси $A-A'$ и $O-O'$ проведены посередине высот горизонтальных каналов. На поверхностях, определяемых этими осями, нормальную производную температуры можно считать равной нулю, т. е. полагать, что тепловой поток через эти поверхности не передается.

Ввиду большого значения теплопроводности меди температуру боковых поверхностей катушки можно считать постоянной ($T_1 = \text{const}$ и $T_2 = \text{const}$).

Превышения температур в вертикальных каналах по осям OA и $O'A'$ определяются из уравнения теплового баланса:

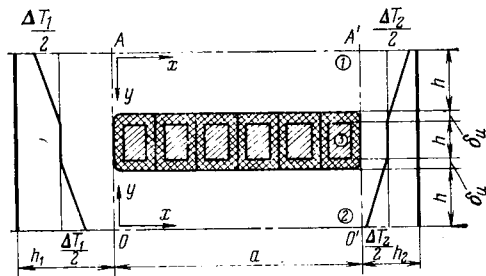


Рис. 1.

$$\Delta T_1 = \frac{\bar{q}_1}{\rho C_p \bar{W}_1} \frac{2h + b}{h_1}; \quad (1)$$

$$\Delta T_2 = \frac{\bar{q}_2}{\rho C_p \bar{W}_2} \frac{2h + b}{h_2}; \quad (2)$$

где $\bar{q}_1$ и $\bar{q}_2$ — средние значения плотности теплового потока на поверхностях OA и $O'A'$, Вт/м²; $\bar{W}_1$, $\bar{W}_2$ — средняя массовая скорость масла в вертикальных каналах, м/с; ρ и C_p — плотность, кг/м³, и теплоемкость, Дж/(кг·град), трансформаторного масла.

Значения $\bar{q}_1$ и $\bar{q}_2$ вычисляются после определения температурного поля в зонах 1, 2 и 3 (см. рис. 1) следующим образом:

$$\bar{q}_1 = \left\{ \gamma \int_0^h \left[\frac{\partial t_1(0, y)}{\partial x} + \frac{\partial t_2(0, y)}{\partial x} \right] dy + \lambda_x \int_0^b \frac{\partial t_3(0, y)}{\partial x} du \right\} \frac{1}{2h + b}; \quad (3)$$

$$\bar{q}_2 = \left\{ \int_0^h \left[\frac{\partial t_1(a, y)}{\partial x} + \frac{\partial t_2(a, y)}{\partial x} \right] dy + \lambda_x \int_0^b \frac{\partial t_3(a, y)}{\partial x} du \right\} \frac{1}{2h + b}, \quad (4)$$

где λ — эквивалентный коэффициент теплопроводности трансформаторного масла в горизонтальном канале, Вт/(м·град), определяемый согласно [Л. 4].

Температурное поле в зоне масляных каналов описывается уравнением Лапласа:

$$\frac{\partial^2 t(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 t(x, y)}{\partial y^2} = 0, \quad (5)$$

а в области обмотки — уравнением Пуассона:

$$\lambda_x \frac{\partial^2 t(x, y)}{\partial x^2} + \lambda_y \frac{\partial^2 t(x, y)}{\partial y^2} = -[P + \varphi(x)], \quad (6)$$

где P — плотность потерь в проводниках обмотки, Вт/м³; $\varphi(x)$ — функция, учитывающая распределение добавочных потерь в проводниках обмотки, Вт/м³.

С учетом принятых допущений и выбранных направлений осей координат граничные условия имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} t_1(0, y) &= T_1 + \left(1 - \frac{y}{h}\right) \frac{\Delta T_1}{2}, \quad \frac{\partial t_1}{\partial y} \Big|_{y=0} = 0; \\ t_1(a, y) &= T_2 + \left(1 - \frac{y}{h}\right) \frac{\Delta T_2}{2}, \\ \frac{\partial t_1}{\partial y} \Big|_{y=h} &= \frac{q_1(x)}{\lambda}; \\ t_2(a, y) &= T_1 - \left(1 - \frac{y}{h}\right) \frac{\Delta T_1}{2}, \quad \frac{\partial t_2}{\partial y} \Big|_{y=0} = 0; \\ t_2(0, y) &= T_2 - \left(1 - \frac{y}{h}\right) \frac{\Delta T_2}{2}, \\ \frac{\partial t_2}{\partial y} \Big|_{y=h} &= -\frac{q_2(x)}{\lambda}; \\ t_3(0, y) &= T_1, \quad \frac{\partial t_3}{\partial y} \Big|_{y=0} = \frac{q_3(x)}{\lambda}; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$t_3(a, y) = T_2, \quad \left. \frac{\partial t_3}{\partial y} \right|_{y=b} = -\frac{q_2(x)}{\lambda},$$

где $q_1(x)$, $q_2(x)$ — распределение плотности теплового потока на верхней и нижней поверхностях катушки:

$$\left. \begin{aligned} q_1(x) &= \sum_{k=1}^{\infty} d_{k1} \sin \frac{k\pi}{a} x; \\ q_2(x) &= \sum_{k=1}^{\infty} d_{k2} \sin \frac{k\pi}{a} x; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

d_{k1} , d_{k2} — коэффициенты, которые находятся из сопряженных граничных условий.

Решение уравнения (5) будем искать в виде суммы двух частных решений, удовлетворяющих соответственно выбранным граничным условиям.

Общее решение для зон 1 и 2 имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} t_1(x, y) &= (T_2 - T_1) \frac{x}{a} + \frac{\Delta T_2 - \Delta T_1}{4} \frac{x}{a} + T_1 + \\ &+ \frac{\Delta T_1}{4} + \frac{1}{\lambda} \sum_{k=1}^{\infty} d_{k1} \frac{\operatorname{ch} \alpha y}{\operatorname{ch} \alpha h} \frac{1}{\alpha} \sin \alpha x + \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 + (-1)^n}{n^2 \pi^2} \left[\Delta T_1 \operatorname{ch} \varepsilon a \left(\frac{\operatorname{ch} \varepsilon x}{\operatorname{ch} \varepsilon a} - \frac{\operatorname{sh} \varepsilon x}{\operatorname{sh} \varepsilon a} \right) + \right. \\ &\left. + \Delta T_2 \frac{\operatorname{sh} \varepsilon x}{\operatorname{sh} \varepsilon a} \right] \cos \varepsilon y; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} t_2(x, y) &= (T_2 - T_1) \frac{x}{a} + T_1 - \frac{\Delta T_2}{4} + \\ &+ \frac{1}{\lambda} \sum_{k=1}^{\infty} d_{k2} \frac{\operatorname{ch} \alpha y}{\operatorname{ch} \alpha h} \frac{1}{\alpha} \sin \alpha x + \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 + (-1)^n}{n^2 \pi^2} \left[\Delta T_1 \operatorname{ch} \varepsilon a \left(\frac{\operatorname{ch} \varepsilon x}{\operatorname{ch} \varepsilon a} - \frac{\operatorname{sh} \varepsilon x}{\operatorname{sh} \varepsilon a} \right) + \right. \\ &\left. + T_1 \frac{\operatorname{sh} \varepsilon x}{\operatorname{sh} \varepsilon a} \right] \cos \varepsilon y, \end{aligned} \quad (10)$$

где $\alpha = k\pi/a$; $\varepsilon = n\pi/h$.

Решение уравнения (6) найдено также в виде суммы двух частных решений. При этом функция $\varphi(x)$ в общем виде может быть задана в виде ряда

$$\varphi(x) = \sum_{n=1}^{\infty} P_k \sin \alpha x, \quad (11)$$

где P_k — коэффициенты ряда, которые находятся при разложении заданной кривой распределения потерь в ряд Фурье.

Общее решение уравнения (6), описывающее температурное поле в зоне 3, имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} t_3(x, y) &= \frac{Pa}{2\lambda_x} \left(x - \frac{x^2}{2a} \right) + (T_2 - T_1) \frac{x}{a} + \\ &+ T_1 + \frac{1}{\lambda_x} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{P_k}{\alpha} \sin \alpha x - \frac{1}{\lambda_y} \sum_{k=1}^{\infty} \left[d_{k1} \frac{\operatorname{ch} \theta b}{\theta} \times \right. \\ &\times \left(\frac{\operatorname{ch} \theta y}{\operatorname{ch} \theta b} - \frac{\operatorname{sh} \theta y}{\operatorname{sh} \theta b} \right) + d_{k2} \frac{\operatorname{ch} \theta y}{\operatorname{ch} \theta b} \left. \right] \sin \alpha x, \end{aligned} \quad (12)$$

где $\theta = \frac{k\pi}{a} \sqrt{\frac{\lambda_x}{\lambda_y}}$.

Решение (9), (10) и (12), описывающие соответственно температурные поля масла в горизонтальных каналах и в катушке, содержат неизвестные d_{k1} и d_{k2} , являющиеся коэффициентами рядов (8). Значения этих коэффициентов могут быть однозначно определены при удовлетворении полученных решений сопряженным граничным условиям:

$$t_3(x, 0) - t_1(x, h) = R_{H1} \lambda \left. \frac{\partial t_1}{\partial x} \right|_{y=h}; \quad (13)$$

$$t_3(x, a) - t_2(x, h) = R_{H2} \lambda \left. \frac{\partial t_2}{\partial x} \right|_{y=h}. \quad (14)$$

Подставив (9), (10), (12) в (13) и (14), получим систему уравнений, решив которую, найдем:

$$\begin{aligned} d_{k1} &= \left\{ \frac{2P}{a\lambda_x} \frac{1 - (-1)^k}{\alpha^3} + \frac{1}{\lambda_x} \frac{P_k}{\alpha^2} + [\Delta T_1 - (-1)^k \Delta T_2] \times \right. \\ &\times \left[\frac{2}{\pi^3} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{n^2} \frac{k}{k^2 + (\beta n)^2} - \right. \\ &\left. \left. - \frac{1}{2\pi k} \right] \right\} \frac{A_2 - B}{A_1 A_2 - B^2}; \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} d_{k2} &= \left\{ \frac{2P}{a\lambda_x} \frac{1 - (-1)^k}{\alpha^3} + \frac{1}{\lambda_x} \frac{P_k}{\alpha^2} - [\Delta T_1 - (-1)^k \Delta T_2] \times \right. \\ &\times \left[\frac{2}{\pi^3} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{n^2} \frac{k}{k^2 + (\beta n)^2} - \right. \\ &\left. \left. - \frac{1}{2\pi k} \right] \right\} \frac{A_1 - B}{A_1 A_2 - B^2}, \end{aligned} \quad (16)$$

где

$$\alpha = \frac{k\pi}{a}; \quad \beta = \frac{a}{h}; \quad \varepsilon = \frac{n\pi}{h}; \quad \theta = \frac{k\pi}{h} \sqrt{\frac{\lambda_x}{\lambda_y}};$$

$$A_1 = \frac{\operatorname{cth} \alpha h}{\alpha} \frac{1}{\lambda} + \frac{\operatorname{cth} \theta b}{\theta} \frac{1}{\lambda_y} + R_{H1};$$

$$A_2 = \frac{\operatorname{cth} \alpha h}{\alpha} \frac{1}{\lambda} + \frac{\operatorname{cth} \theta b}{\theta} \frac{1}{\lambda_y} + R_{H2};$$

$$B = \frac{1}{\lambda_y} \frac{1}{\theta \operatorname{sh} \theta b}.$$

Вычислив по (3) и (4) значения $\bar{q}_1$ и $\bar{q}_2$ и подставив их в (1) и (2), получим систему уравнений для определения ΔT_1 и ΔT_2 :

$$\Delta T_1 \rho C_p \bar{W}_1 h_1 + \Delta T_2 \rho C_p \bar{W}_2 h_2 = b \sum_{k=1}^{\infty} \frac{P_k}{\alpha} [1 - (-1)^k] + Pab; \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \Delta T_1 \rho C_p \bar{W}_1 h_1 - \Delta T_2 \rho C_p \bar{W}_2 h_2 &= 2(T_2 - T_1) \left[\lambda \frac{h}{a} + \lambda_x \frac{b}{a} \right] + \\ &+ b \sum_{k=1}^{\infty} \frac{P_k}{\alpha} [1 + (-1)^k]. \end{aligned} \quad (18)$$

Таким образом, определяя из (17) и (18) ΔT_1 и ΔT_2 и подставляя полученные значения в (15) и (16), однозначно находим значения коэффициентов d_{k1} и d_{k2} .

Описанный алгоритм реализован на языке АЛГОЛ-60. Расчеты выполнялись на ЭВМ БЭСМ-4М.

Анализ результатов расчетов температурного поля катушки показывает, что существенное влияние на температуру оказывает значение коэффициента λ . Если значение λ выбирать в соответствии с некоторой средней температурой масла в канале, то постановка задачи будет почти точно соответствовать модели, предложенной в [Л. 1]. В этом случае температура катушки значительно превышает экспериментальные значения, а тепловые потоки на охлаждающих поверхностях

катушки распределяются следующим образом: на поверхностях, обращенных к вертикальным охлаждающим каналам, $Q_v=0,85 Q_{\Sigma}$, а на поверхностях, обращенных к горизонтальным каналам, $Q_r=0,15 Q_{\Sigma}$ (Q_{Σ} — суммарный тепловой поток катушки).

Учет влияния на процесс охлаждения катушки естественного конвективного перемешивания масла в горизонтальном канале с помощью коэффициента свободной конвекции [Л. 4] приводит лишь к незначительному снижению расчетной температуры.

Таким образом, сравнение расчетных и экспериментальных значений температур и анализ распределения потоков по охлаждающим поверхностям катушки показывают, что модель процесса теплообмена катушки, основанная на естественной конвекции масла в горизонтальном канале, не соответствует действительности.

Подбирая значение эквивалентного коэффициента теплоотдачи из условия равенства расчетной максимальной температуры катушки ее экспериментальному значению, получаем следующее распределение теплового потока по охлаждающим поверхностям катушки: $Q_v=0,06 Q_{\Sigma}$ и $Q_r=0,94 Q_{\Sigma}$. Такое распределение тепловых потоков возможно лишь при устойчивом движении масла в горизонтальном канале.

Процесс теплообмена в горизонтальном канале при движении масла в нем описывается следующим уравнением:

$$\lambda \frac{\partial^2 t(x, y)}{\partial x^2} + \lambda \frac{\partial^2 t(x, y)}{\partial y^2} + W_x(x, y) \rho C_p \frac{\partial t(x, y)}{\partial x} = 0, \quad (19)$$

где $W_x(x, y)$ — распределение скорости масла вдоль горизонтального канала, м/с.

Третий член уравнения (19) учитывает конвективный перенос тепла вдоль горизонтального канала. Сомножители, входящие в этот член, имеют весьма большое значение: $\rho C_p = (1,67 \div 1,76) 10^6$ Дж/(м·град) в интервале $(65 \div 85)^\circ\text{C}$. Таким образом, даже при $dt/dx=1$ град/м

$$W_x(x, y) \rho C_p \frac{dt}{dx} \approx 1,7 \cdot 10^6 \bar{W}_x \text{ Вт/м}^3.$$

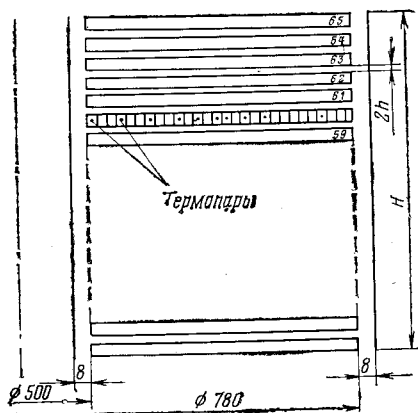


Рис. 2.

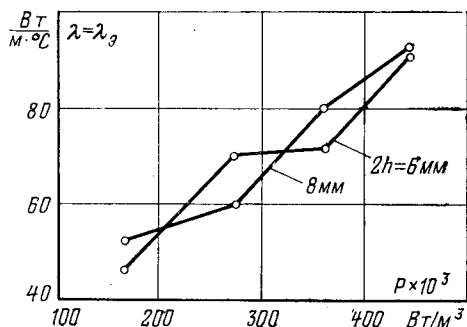


Рис. 3.

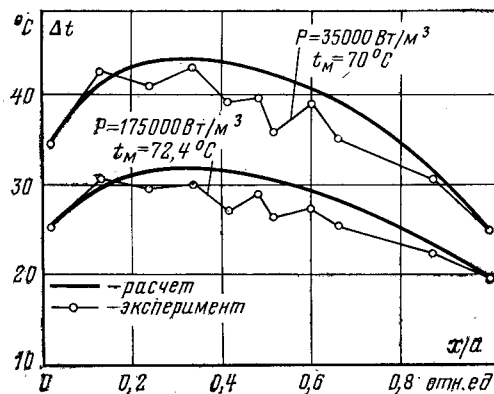


Рис. 4.

При скорости масла в горизонтальном канале $\bar{W}_x = (10^{-2} \div 10^{-3})$ м/с составляющая уравнения (19), определяющая конвективный перенос тепла, соизмерима с плотностью потерь в катушке. Так как объемы катушек и каналов также соизмеримы, можно предположить, что основное количество тепла, выделяющегося в катушке, будет отводиться с поверхностей, обращенных к горизонтальным каналам.

Для определения эквивалентного коэффициента теплопроводности масла в горизонтальном канале, учитывающего перенос тепла движущимся маслом, были проведены экспериментальные исследования картины распределения температур в обмотке, размеры которой приведены на рис. 2. Модель представляет собой катушечную обмотку из 65 катушек, намотанных из провода марки ПБО $\frac{4,4 \times 9,3}{0,55}$. Каждая катуш-

ка состоит из 28 проводников, расположенных в радиальном направлении. В проводниках 60-й катушки заложены 11 термомпар (см. рис. 2). С внутренней и наружной сторон обмотка закрывается бакелитовыми цилиндрами, образующими вертикальные охлаждающие каналы шириной 8 мм. Распределение температур измерялось для четырех режимов нагрузки: $P_1 = 1,75 \cdot 10^5$; $P_2 = 2,63 \cdot 10^5$; $P_3 = 3,5 \cdot 10^5$; $P_4 = 4,39 \cdot 10^5$ Вт/м³. Высота горизонтальных каналов варьировалась с помощью изменения количества дистанционных прокладок, образующих горизонтальные каналы между катушками. Размер горизонтальных каналов $2h$ устанавливался равным 8 и 6 мм при соответствующей высоте обмотки $H=691$ и $H=640$ мм. Температура в проводниках обмотки измерялась при помощи термомпар. Зависимости эквивалентного коэффициента теплопроводности масла от нагрузок при различных размерах горизонтальных каналов показаны на рис. 3.

На рис. 4 приведены экспериментальные и расчетные кривые распределения превышения температуры¹ по проводникам катушки.

Из рис. 4 следует, что с помощью эквивалентного коэффициента теплопроводности масла в горизонтальном канале можно с достаточной точностью рассчитать процесс теплообмена катушки в случаях, когда скорость масла в горизонтальных каналах не поддается точному определению. Коэффициент является в данном случае обобщенным параметром, определяющим процесс теплообмена катушки. Введение эквивалентного коэффициента теплопроводности позволяет с достаточной точностью определить температуру наиболее нагретой точки катушки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Готтер Г. Нагревание и охлаждение электрических машин: Пер. с нем. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1961.
2. Thiele R. Beitrag zur Ermittlung der Wärmeabgabe in Ölkälen von Transformatoren mit Selbstkühlung. — Z. Techn. Phys., 1941, Bd 22, № 11.
3. Lobenstein G. Horizontale Kühlkanäle in Öltransformatoren. — Elektrik, 1967, № 2.
4. Михеев М. А. Основы теплопередачи. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1956.

[12.05.80]

¹ Превышение $\Delta t = t - t_m$, где t_m — среднее значение температуры масла в канале.

Определение оптимальной частоты магнитно-импульсной установки

НЕМСАДЗЕ Ш. А., канд. техн. наук, ТОРОНДЖАДЗЕ А. Г., инж.

Грузинский политехнический институт

Рассмотрим задачу определения оптимальной частоты магнитно-импульсной установки простейшего исполнения, содержащей последовательно соединенные накопитель энергии емкостью C , коммутатор и одновитковый индуктор индуктивностью L_p . Для простоты изложения будем пренебрегать активным сопротивлением разрядного контура. Обрабатываемая деталь (рис. 1) длиной l и диаметром d_1 имеет осесимметричную форму. Для идеального разрядного контура, когда его паразитная индуктивность $L_0=0$, а глубина проникновения поля в проводящую среду равна нулю, вся энергия накопителя переходит в энергию магнитного поля воздушного зазора и на поверхности проводящих тел будет действовать максимальное давление

$$P_m = \frac{2CU^2}{\pi l (d_2^2 - d_1^2)}, \quad (1)$$

где U — исходное напряжение накопителя.

Реальный же разрядный контур имеет паразитную индуктивность L_0 , которая складывается из индуктивностей накопителя энергии, коммутатора и ошиновки. Поэтому только часть энергии накопителя переходит в энергию магнитного поля индуктора, что можно охарактеризовать к. п. д. установки

$$\eta = \frac{L_p}{L_0 + L_p}. \quad (2)$$

Частоту незатухающих колебаний тока при закороченном индукторе будем называть собственной частотой установки f_0 ,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C}},$$

а частоту незатухающих колебаний тока при включенном индукторе — рабочей частотой установки f_p ,

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_0 + L_p) C}}.$$

Тогда соотношение (2) можно записать следующим образом:

$$\eta = 1 - x^2, \quad (3)$$

где $x = f_p/f_0$ — относительная частота.

Очевидно, что для магнитно-импульсных установок относительная частота находится в диапазоне $0 < x < 1$.

Таким образом, энергия, передаваемая в рабочую зону установки при идеальном поверхностном эффекте, будет определяться выражением $(1-x^2) \frac{CU^2}{2}$. На самом деле удельная

проводимость проводящих тел и рабочая частота — конечные величины, поэтому импульсное магнитное поле проникает в проводящую среду на глубину

$$\Delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f_p \gamma \mu}},$$

увеличивая объем рабочей зоны до величины

$$V = \frac{\pi \Delta^2 l}{2} \left(\frac{d_1}{\Delta_1} - 1 + e^{-d_1/\Delta_1} \right) + \frac{1}{4} \pi l (d_2^2 - d_1^2) + \frac{1}{2} \pi \Delta^2 l \left(\frac{d_2}{\Delta_2} - 1 \right), \quad (4)$$

где Δ_1 и Δ_2 — глубина проникновения поля при частоте f_p в материал обрабатываемой детали и индуктора.

Обычно $\frac{d_1}{\Delta_1} \gg 1$ и $\frac{d_2}{\Delta_2} \gg 1$. Поэтому $e^{-d_1/\Delta_1} \approx 0$ и вместо формулы (4) получим

$$V = \frac{1}{2} \pi l \left(\Delta_1 d_1 + \frac{d_2^2 - d_1^2}{2} + \Delta_2 d_2 \right). \quad (5)$$

Давление, развиваемое на поверхности обрабатываемой детали,

$$P = (1 - x^2) \frac{CU^2}{\pi l \left(\Delta_1 d_1 + \frac{d_2^2 - d_1^2}{2} + \Delta_2 d_2 \right)}. \quad (6)$$

Практическое значение имеет исследование отношения этого давления к максимальному давлению, определяемому по выражению (1), в функции относительной частоты:

$$\frac{P}{P_m} = \frac{1 - x^2}{1 + \frac{m}{Vx}}, \quad (7)$$

где $m = \frac{1}{\delta(\delta + d_1)} (\Delta_{01} \delta + \Delta_{02} d_1)$ — безразмерный параметр

магнитно-импульсной установки; δ — воздушный зазор между обрабатываемой деталью и индуктором; Δ_{01} и Δ_{02} — глубины проникновения поля при частоте f_0 в материал обрабатываемой детали и индуктора.

Обычно для магнитно-импульсных установок $\delta/d_1 \ll 1$, поэтому $m \approx \Delta_{02}/\delta$.

Для применяемых на практике магнитно-импульсных установок воздушный зазор $\delta = 0,1-1,5$ мм, а глубина проникновения поля при частотах 10^4-10^5 Гц материалов с удельной проводимостью $\gamma = (5-50) \cdot 10^6$ См/м составляет $\Delta_{02} = (0,02-2)$ мм, поэтому значение параметра m находится в диапазоне $0,013-20$.

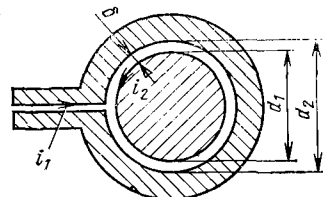


Рис. 1. Одновитковый индуктор с обрабатываемой деталью. d_1 — диаметр обрабатываемой детали; d_2 — внутренний диаметр индуктора; $\delta = \frac{1}{2}(d_2 - d_1)$ — воздушный зазор; i_1 — разрядный ток последовательного контура; i_2 — ток, индуцированный в обрабатываемой детали.

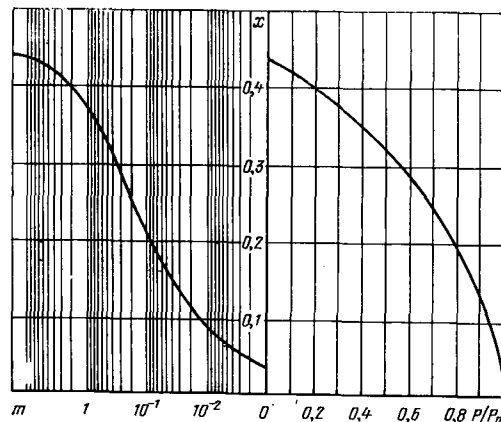


Рис. 2. График зависимости $\left(\frac{P}{P_m}\right)_{\max} = f(m, x)$.

¹ Белый И. В., Фертик С. М., Хименко Л. Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. — Харьков: Вища школа, 1977.

К расчету трехмерных электрических полей

ВИШНЕВСКИЙ А. М., канд. техн. наук

Ленинград

Известно, что расчет электростатического и стационарного электрического полей в случае однородной среды в линейной постановке задачи сводится к интегрированию уравнения Лапласа¹

$$\Delta U = 0 \quad (1)$$

при граничных условиях на поверхности S , которые в самом общем виде описываются равенством

$$\alpha(t) U(t) + p\beta(t) \frac{\partial U(t)}{\partial N_t} = \alpha(t) V(t) + \varphi(t), \quad t \in S, \quad (2)$$

где α , β , φ — заданные функции точки граничной поверхности²; N_t — внешняя нормаль к S в точке t ; p — параметр, принимающий значения 1 и -1 для внутренних и внешних задач соответственно; при этом

$$S = \bigcup_{l=1}^L S_l, \text{ а } V(t)|_{t \in S_l} = V_l = \text{const.}$$

Если в принятой формулировке величины V_l априори неизвестны, задачу доопределяют равенства

$$\int_{S_l} \frac{\partial U(t)}{\partial N_t} dS_t = f_l, \quad l = 1, 2, \dots, L, \quad (3)$$

где f_l — заданные константы.

Величины V_l и f_l имеют смысл потенциалов отдельных электродов и их полных зарядов или токов соответственно.

Одним из эффективных путей решения задачи (1)–(3) с использованием ЦВМ является применение метода интегральных уравнений [Л. 1–3]. Наибольшее распространение получили интегральные уравнения, связанные с представлением решения в виде потенциала простого слоя [Л. 4]. Применительно к случаю расчета двухмерных (плоскопараллельных и осесимметричных) полей разработаны достаточно эффективные численные методы решения таких уравнений [Л. 5]. Эти методы связаны с аппроксимацией границы кривыми второго порядка и приближением искомого распределения простого слоя σ параболическими или кубическими сплайнами. Для осесимметричных граничных поверхностей [Л. 6] расчет трехмерного поля может быть выполнен с помощью

разложения решения в ряд Фурье и последовательного суммирования решения двухмерных задач.

Значительно менее разработанными являются вопросы практического расчета трехмерных полей при произвольной форме границы S . Ниже рассматривается экономичный алгоритм расчета таких полей, основанный на аппроксимации как реальной формы граничной поверхности, так и распределения σ и эффективно реализуемый на современных ЦВМ, обеспечивающих решение систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) высокого порядка.

Отыскивая решение задачи (1)–(3) в виде потенциала простого слоя

$$U(t) = \frac{1}{4\pi} \int_S \sigma(q) \frac{1}{r(t, q)} dS_q, \quad (4)$$

где

$$r(t, q) = \sqrt{(x_t - x_q)^2 + (y_t - y_q)^2 + (z_t - z_q)^2};$$

x_q, y_q, z_q и x_t, y_t, z_t — координаты текущей и фиксированной точек границы S соответственно и, используя формулу для нормальной производной потенциала на границе при $t \in S$

$$\frac{\partial U(t)}{\partial N_t} = \frac{p\sigma(t)}{2} + \frac{1}{4\pi} \int_S \sigma(q) \frac{\partial}{\partial N_t} \frac{1}{r(t, q)} dS_q, \quad (5)$$

приходим к эквивалентной системе интегральных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} & \frac{\beta(t)\sigma(t)}{2} + \frac{1}{4\pi} \int_S \sigma(q) \left[\frac{1}{r(t, q)} + p\beta(t) \frac{\partial}{\partial N_t} \times \right. \\ & \quad \left. \times \frac{1}{r(t, q)} \right] dS_q = \alpha(t) V(t) + \varphi(t); \\ & \frac{p}{2} \int_{S_l} \sigma(q) dS_q + \frac{1}{4\pi} \int_S \sigma(q) \int_{S_l} \frac{\partial}{\partial N_t} \times \\ & \quad \times \frac{1}{r(t, q)} dS_t dS_q = f_l, \quad l = 1, 2, \dots, L. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Для численного решения (6) разобьем поверхность S на N участков S_i ($i=1, 2, \dots, N$) с геометрическими центра-

¹ Здесь и в дальнейшем все задачи формулируются в безразмерном виде.

² В частном случае расчета электростатического поля $\alpha(t) \equiv 1$, $\beta(t) \equiv 0$, $\varphi(t) \equiv 0$.

Оптимальную рабочую частоту магнитно-импульсной установки определяем, исследуя экстремум функции $P/P_m = f(x, m)$. С этой целью находим корни уравнения

$$f'(x, m) = 4x^{5/2} + 5mx^2 - m = 0. \quad (8)$$

При $m > 0$ и положительных вещественных корнях уравнения (8), находящихся в интервале $0 < x < 1$, функция $f(x, m)$ имеет максимумы.

Решение уравнения (8) находим по формуле

$$x = \frac{m}{4\sqrt{x} + 5m} \quad (9)$$

методом итерации.

По результатам численного решения уравнений (7) и (8)

построен график зависимости $(P/P_m)_{\max} = f(x, m)$, показанный на рис. 2.

Пример. Магнитно-импульсная установка имеет собственную частоту $f_0 = 120$ кГц. Индуктор изготовлен из латуни Л62 с удельной проводимостью $\gamma_2 = 13,89 \cdot 10^6$ См/м. Установка предназначена для опрессовки кабельных наконечников с наружным диаметром $d_1 = 25$ мм, изготовленных из меди М1 с $\gamma_1 = 56 \cdot 10^6$ См/м. Зазор между индуктором и обрабатываемой деталью $\delta = 1,1$ мм.

Тогда глубина проникновения поля в материал обрабатываемой детали $\Delta_{01} = 0,19$ мм, и в материал индуктора $\Delta_{02} = 0,39$ мм. Параметр установки $m = 0,35$. Оптимальная рабочая частота установки составляет $f_p = 0,3f_0 = 36$ кГц, при этом относительное давление составляет $(P/P_m)_{\max} = 0,635$.

ми x_i, y_i, z_i и площадями $|S_i|$, полагая величину σ постоянной в пределах каждого участка³

$$\sigma(q)|_{q \in S_i} = \sigma_i = \text{const.}$$

В этом случае

$$U(x_j, y_j, z_j) = U_j = \sum_{i=1}^N \sigma_i \xi_{ji};$$

$$\frac{\partial U(x_j, y_j, z_j)}{\partial N_j} = \frac{\partial U_j}{\partial N_j} = \sum_{i=1}^N \sigma_i \psi_{ji},$$

где согласно (4) — (5)

$$\xi_{ji} = \frac{1}{4\pi} \int_{S_i} \frac{1}{r(j, q)} dS_q;$$

$$\psi_{ji} = \frac{p\delta}{2} + \frac{1}{4\pi} \int_{S_i} \frac{\partial}{\partial N_j} \frac{1}{r(j, q)} dS_q;$$

$$\delta = \begin{cases} 1, & i=j; \\ 0, & i \neq j. \end{cases}$$

Соответственно система интегральных уравнений (6) аппроксимируется СЛАУ порядка $n=N+L$:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^N \sigma_i (\alpha_j \xi_{ji} + p\beta_j \psi_{ji}) - \alpha_j V_j &= \varphi_j, \\ j &= 1, 2, \dots, N; \\ \sum_{i=1}^N \sigma_i \sum_j \psi_{ji} |S_j| &= f_l, \quad S_j \in S_l, \quad l=1, 2, \dots, L; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $\eta_j = \eta(x_j, y_j, z_j)$ ($\eta = \alpha, \beta, V, \varphi$).

Для определения коэффициентов ξ_{ji} и ψ_{ji} поступим следующим образом. Заменим все участки S_i (вне зависимости от их реальной формы) эквивалентными плоскими квадратными площадками, ориентированными перпендикулярно нормали в точке x_i, y_i, z_i и имеющими площади $|S_i|$. При вычислении значений ξ_{ii} воспользуемся выражением для потенциала в точке t , создаваемого простым слоем единичной плотности, распределенным по поверхности квадратной пластины $S_{\text{кв}}$ (с площадью $|S|$ и стороной $2a$), в системе координат, связанной с центром пластины (ось OZ направлена перпендикулярно плоскости пластины):

$$\xi_{\text{кв}} = \frac{1}{4\pi} \int_{S_{\text{кв}}} \frac{1}{r(t, q)} dS_q = \frac{1}{4\pi} \left[\sum_{l=1, -1} (a + ly_l) \times \right.$$

$$\times \ln \frac{(a - x_t) + \sqrt{(a - x_t)^2 + (a + ly_t)^2 + z_t^2}}{-(a + x_t) + \sqrt{(a + x_t)^2 + (a + ly_t)^2 + z_t^2}} +$$

$$+ \sum_{l=1, -1} (a + lx_t) \times$$

$$\times \ln \frac{(a - y_t) + \sqrt{(a + lx_t)^2 + (a - y_t)^2 + z_t^2}}{-(a + y_t) + \sqrt{(a + lx_t)^2 + (a + y_t)^2 + z_t^2}} -$$

³ Строгое обоснование такого алгоритма может быть выполнено с использованием результатов [Л. 7—8].

⁴ Очевидно, что для получения значений σ_i с минимальной погрешностью необходимо наиболее точно вычислять диагональные коэффициенты матрицы СЛАУ (7).

$$- z_t \sum_{g, l=1, -1} \arctg \frac{(a + gx_t)(a + ly_t)}{z_t \sqrt{(a + gx_t)^2 + (a + ly_t)^2 + z_t^2}} \Bigg] \quad (8)$$

Соответственно для потенциала в центре квадрата (т. е. для величины ξ_{ii}) имеем

$$\xi_{\text{кв}} = \frac{V|S|}{\pi} \ln(1 + \sqrt{2}) \approx 0,2805 V|S|.$$

Используя [Л. 9], можно показать, что в центре круглой и треугольной (с равными сторонами) пластин, равновеликих квадратной пластине,

$$\xi_{\text{кр}} = \frac{V|S|}{2\sqrt{\pi}} \approx 0,2821 V|S|;$$

$$\xi_{\text{тр}} = \frac{V\sqrt{3} V|S|}{4\pi \sqrt[4]{3}} \ln \frac{1 + \frac{\sqrt{3}}{2}}{1 - \frac{\sqrt{3}}{2}} \approx 0,2756 V|S|.$$

В центре сферической поверхности шарового сегмента радиуса R и высоты H

$$\xi_{\text{сф}} = \sqrt{\frac{RH}{2}} = \frac{V|S|}{2\pi},$$

что совпадает со значением ξ для круглой пластины.

Таким образом, величины ξ при фиксированной площади $|S|$ сравнительно мало зависят от формы участка S , что позволяет рассчитывать все диагональные коэффициенты ξ_{ii} по простейшей формуле:

$$\xi_{ii} = 0,281 V|S|. \quad (9)$$

Для приближенного определения коэффициентов ξ_{ji} при $i \neq j$ заменим непрерывное распределение простого слоя точечными источниками, помещенными в центры площадок S_i и равными по величине $\sigma_i |S_i|$. В этом случае

$$\xi_{ji} = \frac{|S_i|}{4\pi} \frac{1}{r(j, i)}. \quad (10)$$

Максимальная погрешность такой аппроксимации для смежных точек j и i при $r(j, i) = \sqrt{|S_i|}$ составляет 3,8% и резко убывает с ростом r .

Переходя к определению коэффициентов ψ_{ji} , следует отметить, что на точность вычислений диагональных значений ψ_{ii} влияет лишь кривизна площадки S_i . Если (как и принято в расчетах) площадка S_i плоская, $\psi_{\text{пл}} = p/2$.

Для сферической поверхности шарового сегмента

$$\psi_{\text{сф}} = \frac{1}{2} \left(p - \sqrt{\frac{H}{2R}} \right).$$

Таким образом, при выборе размеров S_i такими, что $H \ll 2R$, можно положить

$$\psi_{ii} = \frac{p}{2}. \quad (11)$$

При $i \neq j$, заменяя вновь непрерывное распределение простого слоя точечными источниками, имеем⁵

$$\psi_{ji} = \frac{|S_i|}{4\pi} \frac{\partial}{\partial N_j} \frac{1}{r(j, i)} = -\frac{|S_i|}{4\pi} \times$$

$$(x_j - x_i) \cos(N_j, X) + (y_j - y_i) \cos(N_j, Y) +$$

$$+ (z_j - z_i) \cos(N_j, Z)$$

$$\times \frac{1}{r^3(j, i)}. \quad (12)$$

Оценка фактического уравнения погрешности при расчете коэффициентов СЛАУ (7) по формулам (9)—(12) производилась путем решения ряда контрольных задач, охватывающих основные частные случаи граничных условий (2). Рас-

⁵ Повысить точность аппроксимации при вычислении коэффициентов ξ_{ji} и ψ_{ji} можно путем разбиения площадок S_i на более мелкие участки.

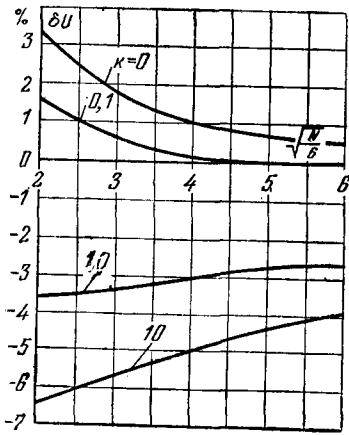


Рис. 1. Погрешность расчета потенциала в центре объема при различных k .

четы выполнялись по единой программе, реализующей решение задачи (1)–(3), на ЦВМ БЭСМ-5. Ниже приводятся примеры решения некоторых из указанных задач.

Пример 1. Произведем расчет стационарного электрического поля внутри параллелепипеда [Л. 10] с граничными условиями вида

$$U + k \frac{\partial U}{\partial z} = 1, \quad 0 \leq x \leq a, \quad 0 \leq y \leq b, \quad z = c;$$

$$U = 0, \quad 0 < x < a, \quad y = 0, \quad 0 < z < c;$$

$$U = 0, \quad x = a, \quad 0 < y < b, \quad 0 < z < c;$$

$$\frac{\partial U}{\partial x} = 0, \quad x = 0, \quad 0 \leq y \leq b, \quad 0 \leq z < c;$$

$$\frac{\partial U}{\partial y} = 0, \quad 0 \leq x \leq a, \quad y = b; \quad 0 \leq z < c;$$

$$\frac{\partial U}{\partial z} = 0, \quad 0 \leq x \leq a, \quad 0 \leq y \leq b, \quad z = 0.$$

Точное решение в форме, удобной для выполнения расчетов, имеет вид

$$U = \frac{4}{ab} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1} \cos \omega_n x}{\omega_n} \times \sum_{m=1}^{\infty} \frac{[e^{-\lambda_{nm}(c-z)} + e^{-\lambda_{nm}(c+z)}] \sin \beta_m y}{\beta_m [1 + e^{-2\lambda_{nm}c} + k\lambda_{nm}(1 - e^{-2\lambda_{nm}c})]},$$

где

$$\omega_n = \frac{2n-1}{2a} \pi; \quad \beta_m = \frac{2m-1}{2b} \pi; \quad \lambda_{nm} = \sqrt{\omega_n^2 + \beta_m^2}.$$

Для численного решения поверхность каждой из граней параллелепипеда разбивалась на m^2 отдельных квадратных площадок, при этом $n=N=6m^2$. Результаты решения для случая $a=b=c=1$ в виде значений относительной погрешности расчета потенциала δU в центре объема при различных значениях параметра k и $m=2 \div 6$ приведены на рис. 1. С ростом N величина δU монотонно уменьшается. Минимальный уровень погрешности при $N_{\max}=216$ ($\delta U=0,04\%$) соответствует $k=0,1$. С увеличением k погрешность возрастает⁶, что связано с ростом влияния погрешности вычисления производных согласно (12).

Пример 2. Определим искажение внешнего однородного поля (направленного параллельно оси OZ) вытянутым сфероидом, на поверхность которого нанесено проводящее покрытие с переменным удельным поверхностным сопротивлением. Большая полуось (длиною a) совпадает с осью OX . Граничные условия для потенциала поля искажения U в вытянутых сфероидальных координатах ξ, η, φ , связанных с декартовыми равенствами

$$x = c\xi\eta, \quad y = c\sqrt{(\xi^2-1)(1-\eta^2)} \sin \varphi,$$

$$z = c\sqrt{(\xi^2-1)(1-\eta^2)} \cos \varphi,$$

где $c = \sqrt{a^2 - b^2}$ (b — малая полуось сфероида), на поверхности $\xi = \xi_0 = a/c$ имеют вид:

$$U - k \frac{\partial U}{\partial N} = c\sqrt{(1-\eta^2)(\xi_0^2-1)} \times$$

$$\times \left[1 - \frac{k\xi_0}{c\sqrt{(\xi_0^2-1)(\xi_0^2-\eta^2)}} \right] \cos \varphi.$$

Параметр k определяется следующим образом:

$$k = k'c \sqrt{\frac{\xi_0^2 - \eta^2}{\xi_0^2 - 1}}, \quad k' = \text{const}.$$

При этом точное решение задачи дается равенством

$$U = -cP_1(\eta) Q_1(\xi) F(k', \xi_0) \cos \varphi,$$

где

$$F(k', \xi_0) = \frac{P_1(\xi_0) - k' \frac{\partial}{\partial \xi} P_1(\xi)|_{\xi=\xi_0}}{Q_1(\xi_0) - k' \frac{\partial}{\partial \xi} Q_1(\xi)|_{\xi=\xi_0}};$$

P_1, Q_1 — присоединенные функции Лежандра 1- и 2-го рода соответственно.

Дипольный момент рассчитывается по формуле

$$M_z = -\frac{8\pi c^3}{3} F(k', \xi_0).$$

Изменение величины параметра k' дает возможность оценить погрешность решения, начиная со случая идеально проводящего тела ($k'=0$) и кончая случаем изоляционного тела ($k'=\infty$).

Для выполнения численных расчетов поверхность сфероида координатными поверхностями $\eta=\text{const}, \varphi=\text{const}$ разбивалась на отдельные криволинейные участки (общим числом N), площади которых вычислялись по точной формуле. В силу симметрии задачи порядок аппроксимирующей СЛАУ $n=N/8$.

Результаты расчетов для случая $a/b=2\pi$ при различных значениях k' и N приведены на рис. 2 и 3. На рис. 2 дана относительная погрешность расчета максимального значения потенциала на границе при $\xi=\xi_0, \eta=0, \varphi=0$, на рис. 3 — погрешность определения дипольного момента. Результаты показывают, что погрешность решения (как и в предыдущем примере) увеличивается с ростом k' . При $n>64$ при любых значениях k' решение может быть получено с погрешностью, составляющей единицы процентов.

Пример 3. Вычислим емкость квадратной пластины (со стороной a) и распределение заряда по ее поверхности. Соответствующие граничные условия имеют вид:

$$U = 1, \quad |x| \leq \frac{a}{2}; \quad |y| \leq \frac{a}{2}, \quad z = 0.$$

При общем числе площадок N и $n=N/4$ расчет коэффициентов ξ_j производился двумя способами. В первом случае значения ξ_j вычислялись в соответствии с (9)–(10), во втором — по точной формуле (8). Для этих вариантов ниже даны значения приведенной емкости квадратной пластины C'_1 и C'_2 (т. е. емкости, отнесенной к емкости равновеликой круглой пластины):

N	4	16	36	64	100	144	193	256
C'_1	0,4454	0,5393	0,5521	0,5584	0,5622	0,5647	0,5665	0,5678
C'_2	0,4454	0,5327	0,5462	0,5532	0,5576	0,5606	0,5627	0,5643
N	364	400	484	576	676	784	900	
C'_1	0,5688	0,5696	0,5703	0,5708	0,5713	0,5717	0,5720	
C'_2	0,5653	0,5636	0,5674	0,5682	0,5688	0,5693	0,5697	
N	1024	1156	1296	1444	1600	1764	1936	3364
C'_1	0,5723	0,5726	0,5728	0,5729	0,5730	0,5732	0,5734	0,5742
C'_2	0,5701	0,5705	—	—	—	—	—	—

При $n>300$ в этой задаче для решения СЛАУ, которая в операторной форме имеет вид $A\sigma=j$ использовался итерационный процесс, определяемый равенством

$$\sigma_{m+1} = \sigma_m \frac{f}{A\sigma_m}.$$

Указанный процесс, который можно рассматривать как обобщение на многомерный случай известного метода хорд [Л. 11], оказывается весьма эффективным при численном решении задач электростатики.

⁶ При $k>10$ величина δU практически не изменяется.

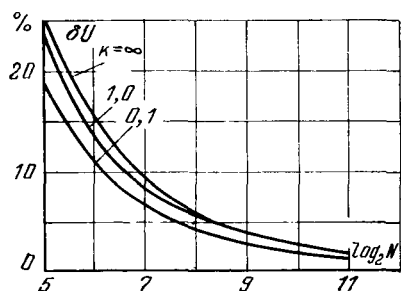


Рис. 2. Погрешность расчета максимального значения потенциала поля искажения при различных k' .

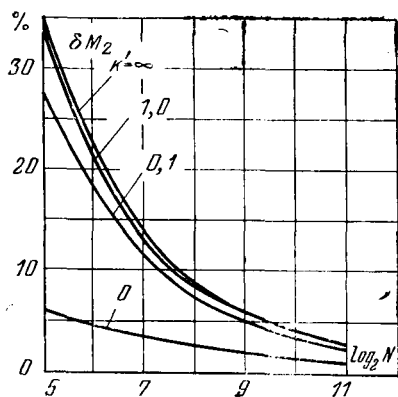


Рис. 3. Погрешность расчета дипольного момента при различных k' .

1 — $k'=0$; 2 — $k'=0,1$; 3 — $k'=1$; 4 — $k'=\infty$.

Полученные результаты показывают, что даже при небольших N оба варианта решения дают близкие значения емкости, однако расчет по точным формулам требует в несколько раз больше машинного времени. Вычисленные значения емкости квадратной пластины хорошо согласуются с данными [Л. 12], и могут использоваться в качестве численной оценки этой емкости. Вплоть до максимальных значений n решение сохраняет устойчивость.

В заключение отметим, что используемые на практике численные методы расчета емкости проводников [Л. 12] являются частными случаями общих методов решения интегральных уравнений [Л. 8]. Так, известный метод элементарных площадок представляет собой реализацию метода Крылова — Воголюбова [при расчете коэффициентов ξ по точным формулам типа (8)], метод Хоу является простейшим вариантом общего метода подобластей. При этом расчет емкости строго формулируется как задача вычисления линейного функционала на решении интегрального уравнения первого рода вида (4). Поскольку решение такого уравнения может оказаться неус-

тойчивым, минимальный уровень погрешности, как следует из [Л. 13 и 14], гарантируется применением регуляризации нулевого порядка.

Таким образом, результаты решения контрольных задач подтверждают эффективность предложенных алгоритмов расчета трехмерных электрических полей. Простота расчетных формул позволяет производить на ЦВМ анализ большого числа вариантов исследуемых систем при использовании аппроксимирующих СЛАУ высокого порядка. В силу общности граничных условий вида (2) рассмотренные алгоритмы применимы при расчете на ЦВМ не только электрических, но и других потенциальных физических полей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тозони О. В. Метод вторичных источников в электротехнике. — М.: Энергия, 1975.
2. Колечицкий Е. С. Численные расчеты электростатических полей с использованием интегральных уравнений первого рода. — Электричество, 1975, № 8.
3. Вишневский А. М. Расчет стационарного электрического поля методом интегральных уравнений. — Электричество, 1978, № 7.
4. Михлин С. Г. Курс математической физики. — М.: Наука, 1968.
5. Иванов В. Я., Ильин В. П. Решение смешанных краевых задач для уравнения Лапласа методом интегральных уравнений. — В кн.: Математическое обеспечение ЭВМ, типовые решения задач математической физики. — Новосибирск, Изд. ВЦСО АН СССР, 1976.
6. Белоносов С. М. Интегральные уравнения краевых задач для уравнений Лапласа и Гельмгольца в случае тел вращения. — В кн.: Вычислительные системы. — Новосибирск, Изд. Ин-та математики СО АН СССР, 1964, вып. 12.
7. Бакушинский А. Б. Некоторые вопросы приближенного решения интегральных уравнений со слабой особенностью. — В кн.: Вычислительные методы и программирование. — МГУ, 1968, вып. X.
8. Канторович Л. В., Крылов В. И. Приближенные методы высшего анализа. — М.—Л.: Физматгиз, 1962.
9. Гринберг Г. А. О вычислении средних по поверхности и по объему значений функций расстояния от точки. — ЖТФ, 1961, вып. 31, № 11.
10. Иоссель Ю. Я. Расчет потенциальных полей в энергетике. — Л.: Энергия, 1968.
11. Островский А. М. Решение уравнений и систем уравнений. — М.: Иностранная литература, 1963.
12. Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. — Л.: Энергия, 1969.
13. Лихт М. К. О вычислении функционалов на решении линейных уравнений 1-го рода. — Журнал вычислительной математики и математической физики, 1967, вып. 7, № 3.
14. Вишневский А. М. Об использовании прямых методов при решении краевых задач со смешанными граничными условиями на ЭЦВМ. — В кн.: Вычислительная техника и краевые задачи. — Изд. Рижск. политехнич. ин-та, 1973, вып. 15.

[03.03.80]

УДК 538.56.001.24

Синтез эйконала заданной структуры путем реализации определенного закона изменения характеристики среды

ГРАЧ И. М., УРСЕИТОВ О. У.

Фрунзенский политехнический институт

В геометрической оптике при сверхвысоких частотах часто возникает необходимость создания эйконала заданной структуры, позволяющей направить семейство лучей в нужном направлении. Для решения подобной задачи целесообразно воспользоваться такой криволинейной, ортогональной системой координат x_1, x_2, x_3 с масштабными коэффициентами h_1, h_2, h_3 , в которой векторы напряженности электрического поля $\mathbf{E}$, магнитного поля $\mathbf{H}$ и вектор Пойнтинга $\mathbf{P}$ имеют только

по одной составляющей:

$$\mathbf{E} = E_1, \mathbf{H} = H_2, \mathbf{P} = P_3. \quad (1)$$

Такие координаты называются естественными координатами электромагнитного поля и ранее применялись в основном для расчета потенциальных полей [Л. 1].

Обозначим эйконалом некоторой электромагнитной волны функцию $\varphi(x_1, x_2, x_3)$, для которой уравнение $\varphi(x_1, x_2, x_3) =$

$=\text{const}$ определяет в среде с переменным показателем преломления форму и положение волновой поверхности в любой момент времени. Тогда поверхности $\varphi=\text{const}$ будут ортогональными к семействам лучей, которые являются векторными линиями волнового вектора

$$\left. \begin{aligned} \bar{k} &= \text{grad } \varphi, \\ k &= \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon \mu}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где ω — круговая частота; c — скорость света; ϵ, μ — относительная диэлектрическая и магнитная проницаемости.

Вектор $\bar{k}$ совпадает по направлению с вектором Пойнтинга, т. е. $k=k_3$, и образует с векторами $\bar{E}$ и $\bar{H}$ правую взаимно перпендикулярную тройку векторов [Л. 2].

Будем рассматривать область пространства, в котором

$$\text{div } \bar{k}=0, \quad (3)$$

т. е. все лучи, входящие в эту область, из нее же выходят.

Уравнение (3) выполняется в непоглощающей среде, для которой обычно формулируется уравнение эйконала, когда φ и k вещественны. Покажем справедливость (3) для среды с постоянной магнитной и переменной диэлектрической проницаемостями при условиях применимости геометрической оптики, когда $\bar{E}$ и $\bar{H}$ меняются в зависимости от координат значительно медленнее, чем φ [Л. 2]. Из выражения

$$\bar{k} \times \bar{E} = \omega \mu_a \bar{H}$$

и взаимной ортогональности векторов $\bar{E}$, $\bar{H}$ и $\bar{k}$ следует, что

$$\bar{k} = \frac{\omega \mu_a}{E^2} \bar{E} \times \bar{H}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \text{div } \bar{k} &= \bar{H} \text{rot} \left(\frac{\omega \mu_a}{E^2} \bar{E} \right) - \frac{\omega \mu_a}{E^2} \bar{E} \text{rot } \bar{H} \approx \\ &\approx \bar{H} \text{rot} \left(\frac{\omega \mu_a}{E^2} \bar{E} \right) = \bar{H} \left[\frac{\omega \mu_a}{E^2} \text{rot } \bar{E} + \text{grad} \left(\frac{\omega \mu_a}{E^2} \right) \times \bar{E} \right] \approx \\ &\approx \bar{H} \left(\frac{-2\omega \mu_a}{E^3} \text{grad } E \times \bar{E} \right) \approx 0. \end{aligned}$$

То же самое можно показать при постоянном ϵ_a и переменном μ_a . Поэтому функция φ удовлетворяет уравнению Лапласа, которое в координатах поля имеет вид

$$\frac{\partial}{\partial x_3} \left(\frac{h_1 h_2}{h_3} \frac{\partial \varphi}{\partial x_3} \right) = 0. \quad (4)$$

Учитывая свойство координат потенциального поля [Л. 3]

$$\frac{h_1 h_2}{h_3} = \frac{N(x_1, x_2)}{M(x_3)}, \quad (5)$$

где M и N некоторые функции, удовлетворяющие условию

$$\frac{\partial M}{\partial x_1} = \frac{\partial M}{\partial x_2} = \frac{\partial N}{\partial x_3} = 0, \quad (6)$$

уравнение (4) можно представить как

$$\frac{\partial}{\partial x_3} \left[\frac{1}{M(x_3)} \frac{\partial \varphi}{\partial x_3} \right] = 0. \quad (7)$$

Решив (7), найдем функцию эйконала

$$\varphi = F(x_1, x_2) \int_{x_{30}}^{x_3} \frac{1}{M(x_3)} dx + \varphi_0(x_1, x_2), \quad (8)$$

где $\varphi = \varphi_0$ при $x_3 = x_{30} = \text{const}$, т. е. на границе области; $F(x_1, x_2)$ — функция, которая определяется значением волнового вектора $\bar{k}$ на границе области при $x_3 = x_{30}$.

Запишем (2) в координатах поля с учетом (8):

$$k = \frac{1}{h_3} \frac{\partial \varphi}{\partial x_3} = \frac{F(x_1, x_2) M(x_3)}{h_3} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon \mu}. \quad (9)$$

Обозначим значение волнового вектора на границе области

$$k = k_0 = \frac{F(x_1, x_2) M(x_{30})}{h_3(x_{30})}, \quad (10)$$

тогда выражение (9) можно представить в виде

$$k = k_0 \frac{h_3(x_{30})}{h_3} \frac{M(x_3)}{M(x_{30})} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon \mu}. \quad (11)$$

Таким образом, рассматривая волновое число k и проницаемости ϵ и μ как функции (10) координат поля, можно добиться того, чтобы все семейство лучей было расположено в заданной области поля. При этом могут решаться задачи сходимости или расходимости пучка лучей по заданным (желаемым) путям. Проиллюстрируем сказанное примерами.

Пример 1. Пусть пучок лучей падает на поверхность шарового сегмента радиусом r_0 . Необходимо найти закон изменения характеристики среды, позволяющий сконцентрировать все лучи внутри некоторого сходящегося прямого конуса (рис. 1). Выберем в качестве координат электромагнитного поля сферические координаты:

$$\left. \begin{aligned} \theta &= x_1, \quad h_1 = r; \\ \alpha &= x_2, \quad h_2 = r \sin \theta; \\ r &= x_3, \quad h_3 = 1, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

в которых вектор напряженности электрического поля имеет только одну составляющую $E = E_\theta$, вектор напряженности магнитного поля — только составляющую $H = H_\alpha$, а вектор Пойнтинга — $P = P_r$, что характерно для сферической волны.

В этом случае по формуле (5) имеем

$$\left. \begin{aligned} N(x_1, x_2) &= \sin \theta; \\ M(x_3) &= \frac{1}{r^2}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Выражение волнового вектора найдем по формуле (11):

$$k = k_0 \frac{r_0^2}{r^2} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon \mu}, \quad (14)$$

где $k = R_0 = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon \mu} = \text{const}$ при $r = r_0$.

Если $\mu=1$, то из (14) находим закон изменения диэлектрической проницаемости

$$\epsilon = \frac{A}{r^4}, \quad (15)$$

где

$$A = \frac{c^2 k_0^2 r_0^4}{\omega^2} = \text{const},$$

обеспечивающий расположение лучей внутри конуса.

Функция эйконала находится по формуле (8):

$$\varphi = k_0 r_0^2 \left(\frac{1}{r_0} - \frac{1}{r} \right) + \varphi_0(\theta). \quad (16)$$

Пример 2. Требуется найти закон изменения характеристики среды, позволяющий расположить пучок лучей внутри однополостного гиперболоида (рис. 2). Выберем в качестве

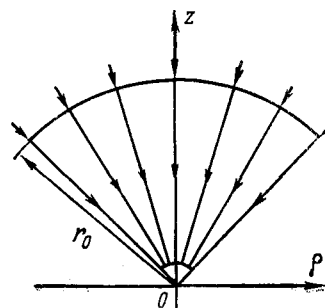


Рис. 1.

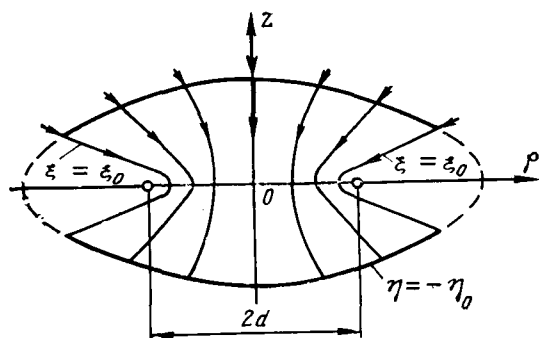


Рис. 2.

координат поля «сплюснутые» сфероидальные координаты:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \xi, & h_1 &= h_\xi = d \sqrt{\frac{\xi^2 + \eta^2}{1 - \xi^2}}; \\ x_2 &= \alpha, & h_2 &= h_\alpha = d \sqrt{(1 + \eta^2)(1 - \xi^2)}; \\ x_3 &= \eta, & h_3 &= h_\eta = d \sqrt{\frac{\xi^2 + \eta^2}{1 + \eta^2}} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

с пределами изменения переменных

$$\left. \begin{aligned} 0 &\leq \xi \leq 1; \\ 0 &\leq \alpha \leq 2\pi; \\ -\infty &< \eta < \infty \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

и расстоянием между фокусами равным $2d$.

Пучок лучей падает на участок поверхности сфероиды $\eta = \eta_0 = \text{const}$, ограниченный линией пересечения его с однополостным гиперboloидом $\xi = \xi_0 = \text{const}$, внутри которого требуется направить лучи.

Подставляя (17) в (5), найдем:

$$M(x_3) = M(\eta) = \frac{1}{1 + \eta^2}. \quad (19)$$

Волновой вектор определим по формуле (11) с учетом (17) и (19):

$$k = k_0 \sqrt{\frac{\xi^2 + \eta_0^2}{\xi^2 + \eta^2}} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon \mu}. \quad (20)$$

Если $\eta = \eta_0$, $\mu = 1$, $\epsilon = 1$, то внутри гиперboloида при $\mu = 1$ из (20) найдем необходимый закон изменения диэлектрической проницаемости

$$\epsilon = \frac{\xi^2 + \eta_0^2}{\xi^2 + \eta^2}. \quad (21)$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грач И. М. Применение криволинейных ортогональных координат для расчета потенциальных полей. Изв. вузов СССР. Энергетика, 1980, № 1.
2. Гольдштейн Л. Д., Зернов Н. В. Электромагнитные поля и волны. — М.: Советское радио, 1971.
3. Брон О. Б., Острейко В. Н. Ортогональные криволинейные координаты для расчета потенциальных полей. Изв. вузов. Электромеханика, 1972, № 8.

[06.05.80]

УДК 621.314.224.001.24

Раздельные индуктивности рассеяния обмоток трансформаторов тока

МЕЕРОВИЧ Э. А., ДОДЗИНА Т. Я.

ЭНИН им. Г. М. Кржижановского

Вопрос об электромагнитном рассеянии обмоток трансформаторов многократно обсуждался в литературе; в частности, в [Л. 1] представлены основные выводы такого обсуждения. Рассмотрим основные положения этой статьи, опубликованной еще в 1935 г.

Основополагающее значение среди работ, посвященных электромагнитному рассеянию в трансформаторах, имели работы Хемметера [Л. 2], указавшего на ряд неверных представлений, связанных с применением классической теории рассеяния. Для того чтобы показать, в чем заключались эти неверные представления, приведем пример двух магнитосвязанных контуров.

Основные уравнения связи в случае линейной среды:

$$\left. \begin{aligned} \psi_1 &= L_{11}i_1 + L_{21}i_2; \\ \psi_2 &= L_{12}i_1 + L_{22}i_2. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Картина потокоцепления контуров представлена схематически на рис. 1. Как видим, в картине суммарного поля имеются три области, разделенные пунктирными кривыми в соответствии с характером потокоцеплений в каждой из областей. Одна область связана с обоими контурами тока, в ней протекают общие для обоих контуров потоки, а две области связаны с раздельными токами каждого из контуров.

Уравнения потокоцеплений

$$\left. \begin{aligned} \psi_1 &= \psi_p + \psi_{1s}; \\ \psi_2 &= \psi_p + \psi_{2s}, \end{aligned} \right\} \quad (1a)$$

где ψ_{1s} , ψ_{2s} — потокоцепления рассеяния 1-го и 2-го контуров соответственно; ψ_p — рабочее потокоцепление.

Однако не следует делать вывод, будто бы представленная на рис. 1 картина суммарного поля дает возможность разбивать потокоцепления на рабочее и раздельные потокоцепления рассеяния. Преобразуем выражения (1) следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \psi_1 &= (L_{11}k - L_{21}) \frac{i_1}{k} + L_{21} \left(i_2 + \frac{i_1}{k} \right); \\ \psi_2 &= L_{12}k \left(i_2 + \frac{i_1}{k} \right) + (L_{22} - kL_{12}) i_2. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Здесь k — коэффициент приведения. Как видим, он может иметь совершенно произвольное значение. Это некоторый масштабный коэффициент, позволяющий целесообразно приводить величины, относящиеся к разным обмоткам.

Первые слагаемые в выражении (2) — потокоцепления 1-го и 2-го контуров ψ_{1s} и ψ_{2s} , а коэффициенты при i_1/k и i_2 — индуктивности рассеяния L_{1s} и L_{2s} , приведенные ко вторичной обмотке.

Неправильное представление, на которое было указано Хемметером, состоит в том, что ψ_{1s} и ψ_{2s} из уравнений потокоцеплений (1a) отождествляются с потокоцеплениями, связанными с соответствующими контурами, представленными на рис. 1, где приведена картина результирующего поля двух контуров с током.

Обозначим $i'_1 = -i_1/k$, где k может принимать произвольное значение. Тогда

$$\psi_2 = (L_{22} - L_{12}k) i_2 + L_{12}(i_2 - i'_1). \quad (2a)$$

Выражение (2a) написано только для вторичного контура, который нас интересует. Как видим, в простейшем слу-

чае суммарное потокоосцепление каждого контура разбивается на две части, одна из которых есть рабочее потокоосцепление, связанное с токами обеих обмоток, а другая — рассеяние данной обмотки, пропорциональное (в линейном случае) ее току.

В случае, когда обмотки находятся в режиме противонамагничивания, т. е. при $i'_1 = i_2$, из картины результирующего потока можно получить потокоосцепление рассеяния.

Тогда $\psi_1 = \psi_{1s}$, $\psi_2 = \psi_{2s}$, а рабочее потокоосцепление равно нулю. Такой случай рассмотрен в [Л. 3] для $k = \omega_1/\omega_2$ и $i_1\omega_1 = i_2\omega_2$ (рис. 2), где ω_1 и ω_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток. Однако часто этот вопрос методически трактуется неверно.

В предыдущих выражениях коэффициент принимает произвольные значения, и соответственно произвольные значения получают параметры схемы замещения трансформаторов и отдельные индуктивности первичного и вторичного контуров. Таким образом, отдельные индуктивности рассеяния имеют скорее расчетное значение, чем физический смысл, и это следует всегда помнить.

Применительно к силовым трансформаторам эта проблема не имеет существенного значения. Однако для измерительных трансформаторов, погрешности которых обычно связываются с отдельными индуктивностями рассеяния, такой вопрос заслуживает обсуждения.

В качестве примера рассмотрим трансформатор тока с первичной обмоткой в виде шины, вторичная обмотка которого имеет конечную толщину и намота в виде тороида на концентрически расположенный магнитопровод [Л. 4]. Индуктив-

ность рассеяния первичной обмотки (шины) здесь не представляет интереса.

Потокоосцепление вторичной обмотки может быть представлено по уравнению (1) заменой i_1 на $-ki'_1$:

$$L_{22}i_2 - L_{12}ki'_1 = \psi_2. \quad (3)$$

Для схемы замещения трансформатора, показанной на рис. 3, где i'_1 — ток шины, приведенный ко вторичной обмотке; $i_0 = i_2 - i'_1$; $L_{2s} = L_{22} - L_{12}k$ — индуктивность рассеяния вторичной обмотки, которая может получить произвольное значение в зависимости от выбора коэффициента k , запишем уравнение, связывающее потокоосцепления и токи, протекающие в контуре:

$$-\frac{d\psi_2}{dt} = e = i_2 r_2 + L_{2H} \frac{di_2}{dt}. \quad (3a)$$

Потокоосцепление ψ представим в виде:

$$\psi_2 = L_{2s}i_2 + L_{12}k(i_2 - i'_1) = L_{2s}i_2 + L_{12}ki_0. \quad (4)$$

В [Л. 4], исходя из схемы расчета по [Л. 3], L_{2s} получается отрицательной. Отсюда делается вывод, из которого можно понять, что отрицательная индуктивность может быть компенсирована введением во вторичную нагрузку дополнительной положительной индуктивности обычного характера. Тем самым параметры трансформатора могут быть улучшены, так как сумма отрицательной и положительной индуктивностей в схеме замещения определит чисто активную нагрузку трансформатора.

В действительности это не совсем так. Мы должны учитывать, что L_{2s} — величина расчетная, вводимая для построения схемы замещения, имеет произвольное значение и определяется коэффициентом приведения. Включение дополнительной L_{2H} во вторичную цепь увеличит постоянную времени свободного тока во вторичной цепи, скажется на продолжительности тока в переходном режиме трансформатора и ухудшит условия работы релейных защит.

Это можно подтвердить простыми соображениями из рассмотрения электромагнитных процессов. Через r_2 обозначим полное активное сопротивление вторичной цепи. Подставляя выражение (4) для потокоосцепления в (3a), после упрощений получаем для определения $i_2(t)$ уравнение, где ток $i'_1(t)$ считается заданным:

$$\frac{di_2}{dt} + \frac{r_2}{L_{22} + L_{2H}} i_2 = \frac{L_{12}k}{L_{22} + L_{2H}} \frac{di'_1}{dt}. \quad (5)$$

Исследуем вопрос о погрешности трансформатора тока в простейшем линейном случае без потерь в магнитопроводе. Для этого запишем решение уравнения (5) для мгновенных значений тока:

$$i_2(t) = \frac{L_{12}k}{L_{22} + L_{2H}} [i'_1(t) - i'_1(0)] - \frac{L_{12}kr_2}{(L_{22} + L_{2H})^2} e^{-\frac{r_2 t}{L_{22} + L_{2H}}} \int_0^t i'_1(y) e^{\frac{-r_2 y}{L_{22} + L_{2H}}} dy. \quad (6)$$

Примем $i'_1(0)$ равным нулю.

Прежде всего замечаем, что если r_2 и L_{2H} равны нулю, то $i_2(t) = \frac{L_{12}}{L_{22}} ki'_1(t)$, т. е. в случае короткого замыкания

вторичной обмотки трансформатора и при $k = L_{22}/L_{12}$ вторичный ток повторяет первичный. Таким образом, $k = L_{22}/L_{12}$ является естественным коэффициентом приведения трансформатора тока, при котором L_{2s} в схеме замещения отсутствует, и калибровка трансформатора тока может производиться в соответствии с этой величиной, вполне определяемой экспериментально. Для этого должны быть измерены отдельно L_{22} и L_{12} при холостом ходе трансформатора с вторичной стороны.

Всякое увеличение вторичной индуктивности изменяет это соотношение и ухудшает работу трансформатора тока. Индуктивность L_{22} является существенно положительной величиной, с которой L_{2H} арифметически складывается.

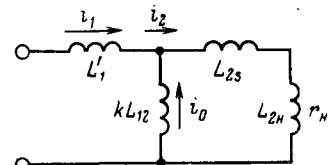


Рис. 3.

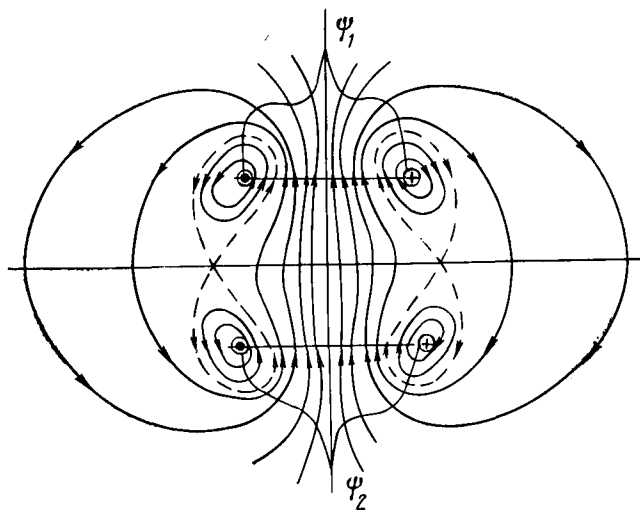


Рис. 1.

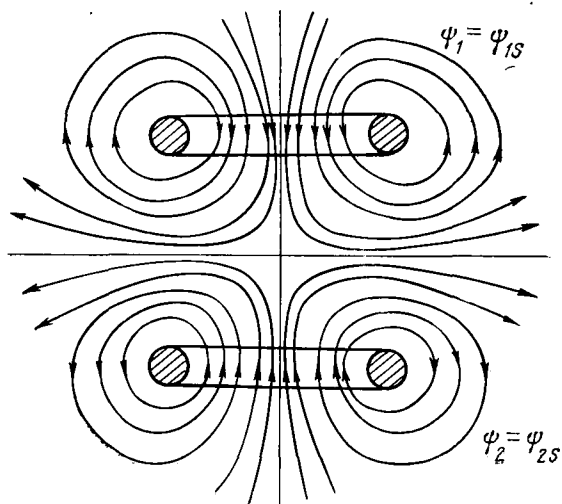


Рис. 2.

Если погрешность трансформатора тока рассчитана в соответствии со сделанными выше предположениями, она определяется вторым слагаемым в выражении (6). Перепишем (6):

$$i_2(t) = \frac{T_{12}}{T_2} [i'_1(t) - i'_1(0)] - \frac{T_{12}}{T_2} e^{-t/T_2} \int_0^t i'_1(y) e^{y/T_2} dy,$$

$$\text{где } T_{12} = \frac{L_{12}k}{r_2}; \quad T_2 = \frac{L_{22} + L_n}{r_n}.$$

Отсюда видим, что вопрос о компенсации ни при каком значении k не возникает, что рост L_{2n} , увеличивая общую индуктивность во вторичной цепи трансформатора, растягивает во времени переходный процесс, накладывающийся на измеряемую величину тока.

Рассмотрим установившийся режим синусоидального тока, для которого в первую очередь справедлива схема замещения. Переходя к комплексным величинам в выражении (5) и сделав простейшие преобразования, получаем:

$$j\omega j'_1 = j\omega \frac{L_{22} + L_{2n}}{L_{12}k} j_2 + j_2 \frac{r_2}{L_{12}k}.$$

Отсюда

$$j'_1 = \frac{L_{22} + L_{2n}}{L_{12}k} j_2 + j_2 \frac{r_2}{j\omega L_{12}k}$$

или

$$j_2 = j'_1 \frac{\omega L_{12}k}{\omega^2 (L_{22} + L_{2n})^2 + r_2^2} \exp j \arctg \frac{r_2}{\omega (L_{22} + L_{2n})}.$$

Штрих, как и раньше, означает приведенную величину первичного тока. При $k = \frac{L_{22}}{L_{21}}$ и режиме короткого замыкания

$j_2 = j'_1$ из полученного выражения следует, что всякое увеличение L_{2n} и r_2 нежелательно, а вопрос о возможности компенсировать отрицательную индуктивность ни при каком значении k не возникает и, следовательно, лишен смысла.

Рассмотрим апериодический режим первичного тока.

Пусть $i'_1(t) = Ae^{-\frac{1}{T_1}t}$, где T_1 — постоянная времени первичного тока. Тогда

$$i_2(t) = A \frac{T_1}{T_2} \left[e^{-\frac{1}{T_1}t} - i'_1(0) \right] - A \frac{T_{12}}{T_2^2} e^{-\frac{1}{T_1}t} \times \\ \times \int_0^t e^{\left(-\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}\right)y} dy = A \frac{T_{12}}{(T_2 - T_1)} e^{-\frac{1}{T_1}t} + \\ + A \frac{T_{12}T_1}{T_2(T_1 - T_2)} e^{-\frac{1}{T_2}t} - A \frac{T_{12}}{T_2} i'_1(0).$$

Первое слагаемое определяет вынужденный режим, а второе слагаемое $A \frac{T_{12}T_1}{T_2(T_1 - T_2)} e^{-\frac{1}{T_2}t}$ — свободный ток.

$$\text{При } r_n = 0, \quad L_{2n} = 0 \text{ и } k = \frac{L_{22}}{L_{12}} \frac{T_{12}}{T_2 - T_1} \approx 1 \text{ и}$$

первое слагаемое повторяет первичный ток.

Второе слагаемое в выражении вторичного тока

$$i_{2\text{св}} \approx A \frac{T_1}{T_2} e^{-\frac{1}{T_2}t} \approx A \frac{r_2 T_1}{L_{22} + L_n} e^{-\frac{1}{T_2}t}.$$

При всей приближенности наших расчетов электромагнитных процессов в трансформаторе тока нет никаких данных о положительном влиянии отрицательной индуктивности рассеяния на электромагнитные переходные процессы, которые можно было бы компенсировать положительной индуктивностью, включенной во вторичную цепь.

Таким образом, в основу статьи [Л. 4] должна быть положена другая трактовка явления, отличная от принятой ее авторами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Меерович Э. А. К вопросу об электромагнитном рассеянии в трансформаторах. — Известия Энергетического института им. Г. М. Кржижановского, 1935, вып. 3.
2. Hemmeter H. Archiv für Elektrotechnik, 1925, Bd XV, 1927, Bd XVIII.
3. Ropowski F. Über die streuungslose Transformatoren. — ETZ, 1910, Oktober.
4. Строганов Б. Г., Чунихин А. А. Эффект вторичного воздействия в трансформаторах тока. — Электричество, 1980, № 3.

[12.06.80]

УДК 621.313.013.001.24

Расчет магнитного поля в электрических машинах при смешанных граничных условиях

ОСНОВИЧ Л. Д., ОСНОВИЧ В. Л.

Новосибирский электротехнический институт

Расчет плоско-параллельного магнитного поля в электрических машинах часто приводит к необходимости решать смешанную задачу для уравнения Лапласа, когда на одной части границы задано распределение потенциала, а на другой части — его нормальной производной. К подобной задаче можно привести расчет поля в поперечном сечении электрической машины в предположении бесконечной магнитной проницаемости стали ($\mu_{ст} = \infty$) с учетом токов в обмотках, если часть границ расчетной области являются силовые линии. Именно так обстоит дело при точном расчете поля возбуждения и поля реакции якоря в машинах постоянного тока, асинхронных и синхронных машинах, индукторных генераторах и др.

Так, например, для магнитного поля реакции якоря в индукторных генераторах с классической зубцовой зоной (рис. 1, а) при совпадении осей зубцов статора и ротора расчетная область поля на комплексной плоскости z имеет вид рис. 1, б,

Пренебрежем изоляцией, т. е. будем считать ток распределенным по всему сечению паза с средней плотностью тока δ . Для расчета удобно пользоваться векторным потенциалом $\vec{A}$, единственная составляющая которого A_{z1} в области $M_1 - M_4$, занятой обмоткой с током, удовлетворяет уравнению Пуассона:

$$\nabla^2 A_{z1} = -\mu_0 \delta, \quad (1)$$

а в остальной области — уравнению Лапласа:

$$\nabla^2 A_z = 0. \quad (2)$$

На силовых линиях $M_5 M_6$ и $M_9 M_{10}$ векторный потенциал постоянен, т. е. равен нулю нормальной составляющей напряженности поля H_n , а на остальной части границы равна нулю касательная составляющая H_t .

Сформулированная задача приводится к решению уравнения Лапласа при измененных граничных условиях, если в области, занятой обмоткой, искать векторный потенциал A_{z1} в виде [Л. 1]:

$$A_{z1} = A_z - \frac{\mu_0 \delta}{2} y^2. \quad (3)$$

Тогда во всей расчетной области A_z удовлетворяет уравнению Лапласа (2). В области, не занятой обмоткой, векторный потенциал A_z совпадает с действительным, а в области, занятой обмоткой, действительный векторный потенциал определяется из (3). Соответственно на границах последней области нужно определить граничные условия для A_z из граничных условий для A_{z1} , с учетом того, что

$$H_{x1} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_{z1}}{\partial y} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial y} - \delta y; \quad (4)$$

$$H_{y1} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_{z1}}{\partial x} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial x}. \quad (5)$$

Из уравнений (4) и (5) видно, что на границе $M_1 M_4$ двух областей обеспечивается непрерывность касательных составляющих $\vec{H}$ и нормальных составляющих индукции $\vec{B}$.

Из граничных условий для исходной задачи и уравнений (4) и (5) следует, что на границе $M_2 M_3$ нормальная производная

$$\frac{\partial A_z}{\partial y} = \mu_0 \delta h; \quad (6)$$

на границах $M_5 M_6$ и $M_9 M_{10}$:

$$\frac{\partial A_z}{\partial y} = 0 \text{ или } A_z = \text{const}. \quad (7)$$

На остальных границах нормальная производная A_z равна нулю. Для нахождения A_z удобно воспользоваться методом конформных отображений, рассматривая A_z как действительную часть комплексного потенциала

$$W(z) = v + ju; \quad v = A_z. \quad (8)$$

Тогда из условий Коши — Римана [Л. 2]:

$$\frac{\partial v}{\partial x} = \frac{\partial u}{\partial y}; \quad \frac{\partial v}{\partial y} = -\frac{\partial u}{\partial x}$$

и граничных условий для $A_z = v$, получим условия на границе для действительной и мнимой части W :

Участок границы $M_{10} M_1 M_2 M_3 M_4 M_5 M_6 M_7 M_8 M_9 M_{10}$
Граничные условия $u=0$ $u(x) = \mu_0 \delta h \times$ $u = \mu_0 \delta h b = v = V_1 = 0$ $u = U_1$ $v = V_2$
(1) $\times (b+d-x) = U_0$

Задача нахождения $W(z)$ приводится к задаче Келдыша — Седова, если конформно отобразить расчетную область $M_1 \dots M_{10}$ на верхнюю полуплоскость ω , так чтобы точке $\omega \rightarrow \infty$ соответствовала какая-либо точка границы, на которой $u=0$ (например M_1). Это отображение обеспечивается интегралом Кристоффеля — Шварца [Л. 3] при соответствии точек, указанном на рис. 2:

$$z = c_1 \int \prod_{k=2}^8 (\omega - m_k)^{\alpha_k - 1} d\omega, \quad (9)$$

где α_k — внутренние углы многоугольника $M_1 \dots M_{10}$ в долях π .

Неизвестные параметры в интеграле Кристоффеля — Шварца (в рассматриваемом случае c_1 , $m_2 \dots m_8$, $m_6 \dots m_9$) можно определить аналитически лишь для сравнительно простых задач, в общем случае их можно найти численным методом по известным длинам сторон многоугольника $M_1 \dots M_{10}$ [Л. 3].

Переноса граничные условия (1) на границу верхней полуплоскости ω с помощью выражения (9) приходим к задаче Келдыша — Седова: определить аналитическую в верхней полуплоскости функцию $W(\omega)$ по известным значениям ее действительной части на участках $a_k b_k$ и мнимой части на участках $b_k a_{k+1}$ действительной оси. Решение ее дается формулой

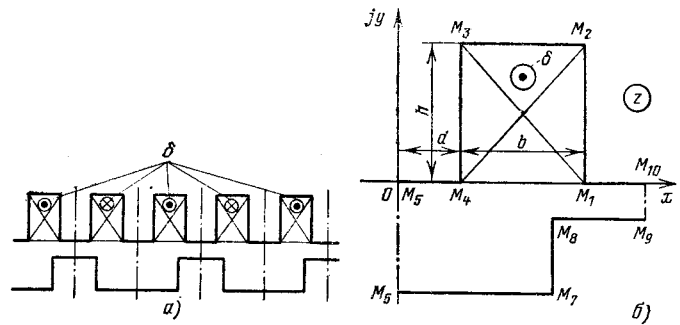


Рис. 1. Схема зубцовой зоны индукторного генератора (а) и расчетная область на плоскости z (б).

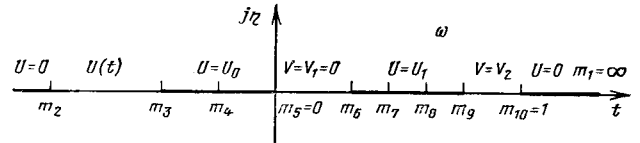


Рис. 2. Конформное отображение плоскости z рис. 1 на верхнюю полуплоскость ω .

Келдыша — Седова [Л. 2]:

$$W(\omega) = \frac{1}{j\pi g(\omega)} \left[\sum_k \int_{a_k}^{b_k} \frac{v_k(t) g(t)}{t} dt + \right. \\ \left. + j \sum_k \int_{b_k}^{a_{k+1}} \frac{u_k(t) g(t)}{t - \omega} dt + j\pi V_\infty \right], \quad (10)$$

где $a_k \dots a_{k+1}$ — k -й участок действительной оси; на его части (a_k, b_k) задана функция потока $v_k(t)$, а на (b_k, a_{k+1}) — потенциал $u_k(t)$;

$$g(\omega) = \sqrt{\prod_k \frac{\omega - b_k}{\omega - a_k}}, \quad g(t) = g(\omega)|_{\omega=t}. \quad (11)$$

Суммирование в формуле (10) производится по всем участкам. Постоянные значения потенциалов, а также коэффициенты, входящие в выражения потенциалов на границе, определяются из физических условий в машине и непрерывности потенциала.

Постоянные значения функции потока (в том числе V_∞ — функция потока в точке $\omega \rightarrow \infty$) должны определяться из решения задачи, т. е. из выражения (10), кроме одного значения, которое произвольно принимается равным нулю. Эти значения функции потока определяются из условия, при котором в точках $\omega = b_k$ (начало участка с заданным u_k), где $g(\omega) = 0$, выражение в квадратных скобках формулы (10) также должно равняться нулю, чтобы $W(\omega)$ было конечным.

Интегралы в формуле Келдыша — Седова в общем случае можно определить лишь численными методами.

В рассматриваемом примере формула (10) примет вид:

$$W(\omega) = \frac{1}{j\pi g(\omega)} \left[\int_{m_9}^{m_{10}} \frac{V_2 g(t)}{t - \omega} dt + j \int_{m_2}^{m_3} \frac{u(t) g(t)}{t - \omega} dt + \right. \\ \left. + j \int_{m_3}^{m_5} \frac{U_0 g(t)}{t - \omega} dt + j \int_{m_6}^{m_9} \frac{U_1 g(t)}{t - \omega} dt + j\pi V_\infty \right], \quad (12)$$

где

$$g(\omega) = \sqrt{\frac{(\omega - m_6)(\omega - m_{10})}{(\omega - m_5)(\omega - m_9)}}. \quad (13)$$

Значения $u(t)$ пересчитываются по $u(x)$ (граничные условия 1) с использованием (9),

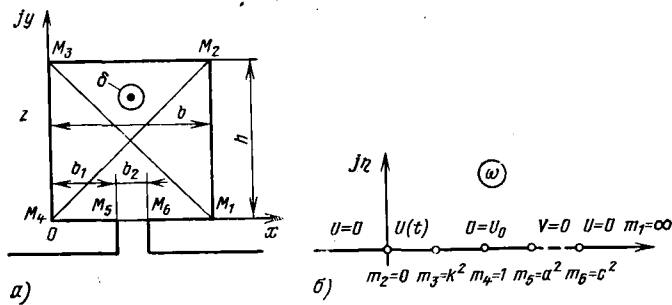


Рис. 3. К расчету поля рассеяния в пазу электрической машины.

Для определения V_∞ и V_2 имеем уравнения при $\omega = b_k$ ($b_k = m_6$ и m_{10}):

$$\int_{m_9}^{m_{10}} \frac{V_{2k}(t)}{t - b_k} dt + j \int_{m_2}^{m_3} \frac{u(t)g(t)}{t - b_k} dt + j \int_{m_3}^{m_5} \frac{U_0 g(t)}{t - b_k} dt + j \int_{m_6}^{m_9} \frac{U_1 g(t)}{t - b_k} dt + j\pi V_\infty = 0. \quad (14)$$

Таким образом, использование формулы Келдыша — Седова позволяет рассчитать плоско-параллельное магнитное поле при смешанных граничных условиях с учетом токов в катушках методом конформных отображений.

Приложение. Рассмотрим в качестве примера расчет поля рассеяния в полузакрытом пазу электрической машины с однослойной обмоткой (рис. 3,а). Ограничим расчетную область прямоугольником $M_1M_2M_3M_4$, приняв ввиду малости размера b_2 , прямую M_5M_6 за силовую линию. Это позволит решить задачу аналитически.

Будем искать векторный потенциал в виде (3):

$$A_{z1} = A_z - \frac{\mu_0 \delta}{2} y^2. \quad (П-1)$$

Тогда $\nabla^2 A_z = 0$, и можно считать A_z действительной частью v комплексного потенциала $W = v + ju$.

Аналогично предыдущему получим граничные условия для v и u (при $\mu_{cr} = \infty$):

Участок границы	$M_2M_1M_2$	M_2M_3	$M_3M_4M_5$	M_5M_6
Граничные условия (1)	$u=0$	$u(x) = \mu_0 \delta h \times \times (b-x)$	$u = \mu_0 \delta h b = U_0$	$v=0$

Конформное отображение области M_1-M_4 плоскости z на верхнюю полуплоскость ω при соответствии точек, указанном на рис. 3,б, обеспечивается интегралом Кристоффеля — Шварца:

$$z = \frac{b}{2K} \int_0^\omega \frac{d\omega}{V\omega(\omega-1)(\omega-k^2)} + b + jh, \quad (П-2)$$

где K — полный эллиптический интеграл первого рода, модуль k [Л. 5].

Модуль k по заданным размерам прямоугольника определяется из соотношения

$$\frac{h}{b} = \frac{K(\sqrt{1-k^2})}{K(k)}. \quad (П-3)$$

При $h/b \geq 2$, как обычно бывает в электрических машинах [Л. 4]:

$$k \approx 4 \exp\left(-\frac{\pi}{2} \frac{h}{b}\right).$$

Координаты $m_5 = a^2$ и $m_6 = c^2$ можно получить из (П-2) по известным b_1 и b_2 , они выражаются через эллиптические

функции Якоби [Л. 5]:

$$a = dn\left(\frac{b_1}{b} K, k\right) / cn\left(\frac{b_1}{b} K, k\right),$$

$$c = dn\left(\frac{b_1 + b_2}{b} K, k\right) / cn\left(\frac{b_1 + b_2}{b} K, k\right).$$

При пересчете $u(x)$ на участке M_2M_3 на плоскость ω с помощью (П-2) функция $u(t)$ будет нелинейной. Комплексный потенциал на плоскости ω по формуле Келдыша — Седова:

$$W(\omega) = \frac{1}{j\pi g(\omega)} \left[j \int_0^{k^2} \frac{u(t)g(t)}{t - \omega} dt + j \int_{k^2}^{a^2} \frac{U_0 g(t)}{t - \omega} dt + j\pi V_\infty \right], \quad (П-4)$$

где

$$g(\omega) = \sqrt{\frac{\omega - c^2}{\omega - a^2}}, \quad g(t) = \sqrt{\frac{c^2 - t}{a^2 - t}}. \quad (П-5)$$

Проведем все расчеты для наиболее распространенного в электрических машинах случая $h/b \geq 2$. В этом случае $k^2 \ll 1$, $K \approx \pi/2$. Из (П-2) легко получить при этом связь координат плоскости z и ω для участка M_2M_3 границы с распределенным потенциалом $u(x)$. Для $0 \leq \omega = t \leq k^2$

$$z = x + jh = \frac{b}{2K} \int_0^t \frac{d\omega}{V\omega(\omega-1)(\omega-k^2)} + b + jh =$$

$$= -\frac{b}{\pi} \int_0^t \frac{d\omega}{V\omega(k^2 - \omega)} + b + jh. \quad (П-6)$$

Взяв интеграл в (П-6), получим:

$$b - x = \frac{2b}{\pi} \arctg \sqrt{\frac{t}{k^2 - t}}. \quad (П-7)$$

Тогда по $u(x)$ из граничных условий (II):

$$u(t) = \frac{2U_0}{\pi} \arctg \sqrt{\frac{t}{k^2 - t}}. \quad (П-8)$$

Поскольку выражение (П-8) не позволяет выразить интеграл в (П-4) в элементарных функциях, то $u(t)$ аппроксимировано согласно методике [Л. 6] следующим выражением:

$$u(t) = \frac{2U_0}{\pi} \left[\frac{1}{k} (V\bar{t} - V\bar{k^2 - t}) - \frac{4 - \pi}{2k^2} t + 1 \right]. \quad (П-9)$$

Вычисляя интегралы (П-4) с учетом (П-9) и определяя V_∞ из условия (14) при $\omega = c^2$, получим комплексный потенциал:

$$W(\omega) = \frac{2U_0}{\pi} \sqrt{\frac{\omega - a^2}{\omega - c^2}} \left\{ \frac{c}{\pi k a} \left[V\bar{\omega} \ln \frac{V\bar{\omega} - k}{V\bar{\omega} + k} + \right. \right.$$

$$+ V\bar{k^2 - \omega} \left(\ln \frac{k - V\bar{k^2 - \omega}}{k + V\bar{k^2 - \omega}} - j\pi \right) \left. \right] +$$

$$+ \frac{c}{\pi a} \left(1 + \frac{4 - \pi}{2k^2} \omega \right) \ln \frac{\omega - k^2}{\omega} -$$

$$- \sqrt{\frac{c^2 - \omega}{a^2 - \omega}} \left[\ln V\bar{(a^2 - \omega)(c^2 - a^2)(\omega - k^2)} - \ln V\bar{\omega - a^2} - \right.$$

$$- \ln(V\bar{(c^2 - k^2)(a^2 - \omega)} + V\bar{(a^2 - k^2)(c^2 - \omega)}) \left. \right] +$$

$$+ \frac{c}{2a} \left(1 + \frac{4}{\pi} \right) \left. \right\} \quad (П-10)$$

Вектор магнитной индукции с учетом (П-1)

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A}_{z1} = \frac{\partial A_{z1}}{\partial y} \vec{e}_x - \frac{\partial A_{z1}}{\partial x} \vec{e}_y - \mu_0 \delta y \vec{e}_x$$

или в комплексной форме

$$\dot{B} = -j\dot{W}' - \mu_0 dy, \quad (\text{П-11})$$

где $\dot{W}'$ — сопряженный комплекс производной

$$\frac{dW}{dz} = \frac{dW}{d\omega} \frac{d\omega}{dz}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основич Л. Д. К вопросу о замене намагничивающей катушки бесконечно тонким слоем. — Электротехника, 1969, № 1.

2. Лаврентьев М. А., Шабат Б. В. Методы теории функций комплексного переменного. М.: Наука, 1973.

3. Иванов—Смоленский А. В., Абрамкин Ю. В., Аванесов М. А. Численные методы отыскания постоянных уравнения Кристоффеля—Шварца. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 1.

4. Русин Ю. С. Определение магнитной проводимости зубчатых магнитных систем. — Электричество, 1961, № 7.

5. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции, М.: Наука, 1964.

6. Основич Л. Д., Основич В. Л. Расчет магнитного поля в зубцовой зоне электрической машины с учетом токов в пазах. — Электричество, 1978, № 5.

[24.11.80]

УДК 621.313.12.043.2.013.5.001.24

Оценка электромагнитных сил, действующих на листы крайних пакетов статора мощного генератора

БУРАКОВ А. М., ГЕЛЛЕР Р. Л., ПОДОЛЬСКИЙ В. В., СИНАЮК С. Л.,
ЦВЕТКОВ В. А.

ВНИИЭ

Возникновение электромагнитных сил в торцевой зоне сердечника обусловлено полем рассеяния статора. Под действием этих сил могут возбуждаться интенсивные аксиальные колебания листов крайних пакетов, которые в неблагоприятных случаях вызывают усталостные повреждения этих листов. Поломки листов представляют большую опасность для генератора, поскольку могут привести к повреждениям изоляции обмотки статора и аварийному отключению агрегата.

Вопрос об оценке электромагнитных сил, действующих на крайние пакеты, в литературе практически не рассмотрен. Лишь в иностранной статье¹ приводятся некоторые результаты расчетов по широко известной формуле:

$$f = \frac{1}{2\mu_0} B_n^2, \quad (1)$$

где f — удельная сила, Па; B_n — нормальная (в данном случае аксиальная) индукция; $\mu_0 = 1,26 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Тл} \cdot \text{м}}{\text{А}}$ — магнитная проницаемость воздуха.

Однако простые соображения позволяют установить непригодность формулы (1) к исследуемому случаю. Рассмотрим отдельный лист в зубцовой зоне крайнего пакета и схематическую картину магнитного поля в этой области (рис. 1). За счет индукции B_1 , входящей в лист, возникает сила f_1 , а за счет индукции B_2 , выходящей из листа — сила f_2 , направление которой противоположно направлению силы f_1 . Результирующая сила, действующая на лист,

$$f = f_1 - f_2 = \frac{1}{2\mu_0} (B_1^2 - B_2^2). \quad (2)$$

Выражение (2) может быть получено и на основе рассмотрения изменения энергии поля при виртуальном перемещении находящегося в нем ферромагнитного листа.

Таким образом, на листы крайних пакетов действуют электромагнитные силы, зависящие не только от аксиальной индукции, но и от градиента ее изменения вдоль оси статора. Порядки значений сил получаются при этом значительно меньшими, чем в случае использования формулы (1).

Для определения индукций над и под листом были рассмотрены упрощенные схемы проникновения аксиального потока в торцевую зону сердечника для двух вариантов эксплуатационного состояния крайнего пакета: плотно спрессованный пакет (рис. 2, а); распушенный пакет, когда между крайним и нижележащими листами образуется зазор (рис. 2, б). Маг-

нитное поле считалось плоско-параллельным. Вихревые токи во внимание не принимались, т. е. изучалось статическое магнитное состояние, соответствующее, например, максимальной аксиальной индукции.

При рассмотрении плотно спрессованного пакета принималось, что листы толщиной h разделены немагнитными прослойками толщиной Δ с магнитной проницаемостью μ_0 . Поток i -го листа вдоль оси x характеризовался индукцией $B_i(x)$, поток между i -м и $(i+1)$ -м листами — индукцией $B_{i,i+1}(x)$. Аксиальная индукция в торцевой плоскости B_a принималась постоянной и равной B_0 на участке $0 \leq x \leq l$, а в остальной части равной нулю. Кроме того, считалось, что скалярный магнитный потенциал каждого листа $V_i(x)$ изменяется только в продольном (радиальном) направлении x , а падение магнитного потенциала в поперечном (аксиальном) направлении во внимание не принималось.

Рис. 1. Схема действия электромагнитных сил на крайний лист в торцевой зоне.

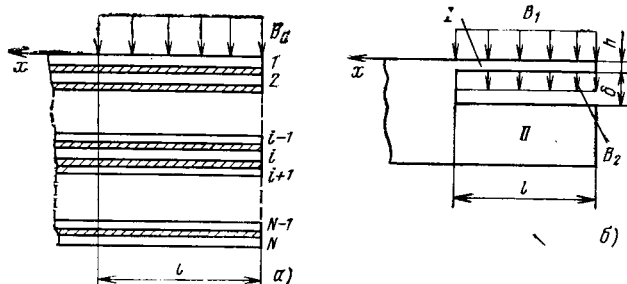
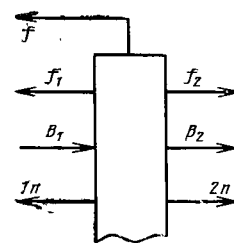


Рис. 2. Схема проникновения магнитного потока в торцевую зону:

а — в спрессованном пакете; б — при распушении пакета.

¹ Walker I. H., Rogers G. I., Jackson R. L. Pressing and clamping laminated cores. — Proc. IEE, Power Record, 1964, vol. III, № 1.

При перечисленных допущениях переменные, описывающие магнитное поле, связаны следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dB_1}{dx} &= \frac{B_a}{h} - \frac{B_{1,2}}{h}; \\ B_a &= B_0 \text{ при } 0 \leq x \leq l; B_a = 0 \text{ при } x > l; \\ \frac{dB_i}{dx} &= \frac{B_{i-1,i} - B_{i,i+1}}{h}; i = 2 \div (N-1); \\ \frac{dB_N}{dx} &= \frac{B_{N-1,N}}{h}; \\ V_i - V_{i+1} &= \frac{\Delta}{\mu_0} B_{i,i+1}; i = 1 \div (N-1); \\ \frac{dV_i}{dx} &= -\frac{B_i}{\mu_i(B)}, i = 1 \div N, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где N — общее число листов.

На правом конце

$$B_i(0) = B_R; i = 1 \div N. \quad (4)$$

Для левого конца принималось условие выравнивания магнитных потенциалов всех листов при $x \rightarrow \infty$, т. е.

$$\begin{aligned} V_1(\infty) &= V_2(\infty) = \dots = V_i(\infty) = \dots \\ &= V_N(\infty) = V. \end{aligned} \quad (5)$$

Исключая индукции $B_{i,i+1}$, получаем следующую формулировку краевой задачи:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dB_1}{dx} &= \frac{B_a}{h} - \frac{\mu_0}{h\Delta} (V_1 - V_2); \\ \frac{dB_i}{dx} &= \frac{\mu_0}{h\Delta} (V_{i-1} - 2V_i + V_{i+1}); i = 2 \div (N-1); \\ \frac{dB_N}{dx} &= \frac{\mu_0}{h\Delta} (V_{N-1} - V_N); \\ B_a &= B_0 \text{ при } 0 \leq x \leq l; B_a = 0 \text{ при } x > l; \\ \frac{dV_i}{dx} &= -\frac{B_i}{\mu_i(B)}; i = 1 \div N; \\ B_i(0) &= B_R; V_1(\infty) = V_2(\infty) = \dots = V_i(\infty) = \dots \\ &= V_N(\infty) = V_0. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Для решения поставленной задачи принималось, что магнитная система линейна, т. е. магнитные проницаемости всех листов μ_i одинаковы и не зависят от индукции B_i .

Введем новые переменные:

$$\left. \begin{aligned} b_0 &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N B_i; U_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_i; \\ b_m &= \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N B_i \cos \frac{\pi m}{N} \left(i - \frac{1}{2} \right); m = 1 \div (N-1); \\ V_m &= \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N V_i \cos \frac{\pi m}{N} \left(i - \frac{1}{2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Обратные преобразования имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} B_i &= \sum_{m=0}^{N-1} b_m \cos \frac{\pi m}{N} \left(i - \frac{1}{2} \right); i = 1 \div N; \\ V_i &= \sum_{m=0}^{N-1} V_m \cos \frac{\pi m}{N} \left(i - \frac{1}{2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Умножив правые и левые части соответствующих уравнений системы (6) на $\cos \frac{\pi m}{N} \left(i - \frac{1}{2} \right)$ и просуммировав с учетом $\mu_i = \mu_R$, получим в итоге вместо системы связан-

ных уравнений ряд следующих систем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{db_m}{dx} &= \frac{2B_0}{Nh} \cos \frac{\pi m}{2N} - 4 \frac{\mu_0}{h\Delta} V_m \sin^2 \frac{\pi m}{2N}, \\ \frac{dV_m}{dx} &= -\frac{b_m}{\mu_R}; \\ B_a &= B_0 \text{ при } 0 \leq x \leq l; B_a = 0 \text{ при } x > l; \\ b_m(0) &= 0; V_m(\infty) = 0; m = 1 \div (N-1). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Решение систем уравнений (9) в наиболее интересной области $0 \leq x \leq l$ имеет вид:

$$V_m = H_m (1 - e^{-\alpha_m l} \operatorname{ch} \alpha_m x); m = 1 \div (N-1); \quad (10)$$

$$b_m = \alpha_m \mu_R H_m e^{-\alpha_m l} \operatorname{sh} \alpha_m x, \quad (11)$$

где

$$H_m = \frac{2B_0 \Delta}{N \mu_0} \frac{\cos \frac{\pi m}{2N}}{4 \sin^2 \frac{\pi m}{2N}};$$

$$\alpha_m = 4 \frac{\mu_0}{\mu_R h \Delta} \sin^2 \frac{\pi m}{2N}.$$

Выражение для индукции потока, выходящего из первого листа во второй, находим из первых уравнений систем (3) и (4):

$$B_{1,2} = \frac{\mu_0}{\Delta} (V_1 - V_2). \quad (12)$$

Подставляя теперь в (12) второе выражение (8) с учетом решения (10), после ряда преобразований получаем:

$$B_{1,2}(x) = \frac{2B_0}{N} \sum_{m=1}^{N-1} (1 - e^{-\alpha_m l} \operatorname{ch} \alpha_m x) \cos^2 \frac{\pi m}{2N}. \quad (13)$$

При достаточно большом числе слоев N можно приближенно заменить суммирование интегрированием:

$$B_{1,2}(x) \approx B_0 \left[1 - \frac{4}{\pi} \int_0^1 e^{-\gamma u} \sqrt{1-u^2} \operatorname{ch} \left(\gamma u \frac{x}{l} \right) du \right], \quad (14)$$

где

$$\gamma = 2l \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu_R h \Delta}} \quad (15)$$

Максимальное значение удельной электромагнитной силы равно:

$$f_{\max} = \frac{1}{2\mu_0} (B_0^2 - B_{1,2}^2).$$

Предполагая индукции $B_0, B_{1,2}$ изменяющимися по гармоническому закону, получаем для амплитудного значения знакопеременной составляющей силы f_1 :

$$f_1 = \frac{1}{4\mu_0} (B_0^2 - B_{1,2}^2) = \frac{B_0^2}{4\mu_0} \left[1 - \psi^2 \left(\gamma, \frac{x}{l} \right) \right], \quad (16)$$

где

$$\psi \left(\gamma, \frac{x}{l} \right) = 1 - \frac{4}{\pi} \int_0^1 e^{-\gamma u} \sqrt{1-u^2} \operatorname{ch} \left(\gamma u \frac{x}{l} \right) du. \quad (17)$$

Интеграл в (17), не выражается в элементарных функциях. Числовые значения функции $\psi(\gamma, 0)$ приведены на рис. 3.

Следует отметить, что расчет сил по (16) связан с выбором величины γ , которая согласно (15) включает магнитную проницаемость μ_R , зависящую от радиальной индукции $B_i(x)$.

Выберем эквивалентную магнитную проницаемость всей рассматриваемой области μ_R по ее минимальному значению, которое соответствует максимуму радиальной индукции $B_i = B_{\max}$. Для оценки радиальной индукции найдем решение

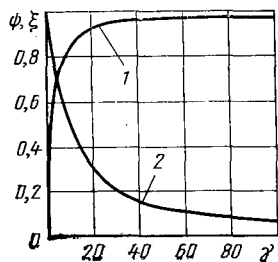


Рис. 3. Зависимость параметров $\psi(\gamma, 0)$ (кривая 1) и $\xi(\gamma, 1)$ (кривая 2) от $\gamma = 2l \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu_R h \Delta}}$.

системы (9) для $m=0$, которое затем совместно с (11) подставим в первое уравнение системы (8). Полагая $i=1$, получаем после преобразований с учетом (15):

$$B_1(x) = B_R + 2B_0 \frac{x}{Nh} + 2B_0 \frac{l}{h} \frac{1}{N\gamma} \sum_{m=1}^{N-1} \frac{\cos^2 \frac{\pi m}{2N}}{\sin \frac{\pi m}{2N}} e^{-\gamma \sin \frac{\pi m}{2N}} \operatorname{sh} \left(\frac{x}{l} \gamma \sin \frac{\pi m}{2N} \right). \quad (18)$$

При достаточно большом числе слоев N второе слагаемое в (18) окажется пренебрежимо малым, а сумма может быть заменена интегралом:

$$B_1(x) \approx B_R + B_0 \frac{l}{h} \xi \left(\gamma, \frac{x}{l} \right), \quad (19)$$

где

$$\xi \left(\gamma, \frac{x}{l} \right) = \frac{4}{\pi \gamma} \int_0^1 e^{-\gamma u} \frac{\sqrt{1-u^2}}{u} \operatorname{sh} \left(\gamma u \frac{x}{l} \right) du.$$

Максимальное значение индукции будет в сечении $x=l$:

$$B_{\max} = B_1(l) = B_R + B_0 \frac{l}{h} \xi(\gamma, 1). \quad (20)$$

Числовые значения функции $\xi(\gamma, 1)$ приведены на рис. 3.

Уравнение (20) отображает связь между параметром γ и $B_{\max}$, соответствующую условиям сформулированной краевой задачи. С другой стороны, магнитная проницаемость μ_R , определяющая значение параметра γ , связана с индукцией зависимостью, описываемой кривой намагничивания для данного материала. Эта зависимость может быть получена посредством аппроксимации кривой намагничивания и дифференцирования аппроксимирующего выражения. Для стали Э-330 связь между μ_R и B может быть выражена эмпирической формулой:

$$\mu(B) = \mu_1 e^{-\alpha B}, \quad (21)$$

где $\mu_1 = 1,82$ Тл·м/А, $\alpha = 5$ 1/Т — эмпирические константы.

При этом расхождения между опытными и расчетными значениями индукции не превышают 15% на начальном участке кривой намагничивания и становятся весьма малыми при $H > 300$ А/м. Пользуясь выражением (21), можно подобрать такие значения γ , которые удовлетворяют как кривой намагничивания, так и условиям краевой задачи.

При рассмотрении распушенного пакета считалось, что зазор между крайним и нижележащими листами постоянен вдоль длины консоли и равен δ (рис. 2,б). Аксиальный поток с индукцией B_1 разветвляется на два потока: радиальный с индукцией $B(x)$ и аксиальный в воздушном зазоре δ с индукцией $B_2(x)$. Принимается, как и ранее, что скалярный магнитный потенциал консольного листа $V(x)$ по толщине его не меняется. В области II, в отличие от задачи для спрессованного пакета, магнитный потенциал принимается равным нулю. Используя условие непрерывности потока, имеем следующую формулировку краевой задачи:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dB}{dx} &= \frac{B_1}{h} - \frac{\mu_1}{h\delta} V(x); \\ \frac{dV}{dx} &= -\frac{B}{\mu(B)}; \\ B(0) &= B_R; V(l) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Решение системы (22) с учетом (21) имеет вид:

$$x = \frac{h}{B_1} \int_{B_R}^B \frac{dB}{\sqrt{1 - \beta [e^{\alpha B_l} (\alpha B_l - 1) - e^{\alpha B} (\alpha B - 1)]}}, \quad (23)$$

где $\beta = \frac{2\mu_0 h}{\delta \mu_1 (\alpha B_1)^2}$; B_l — значение продольной (радиальной) индукции у корневого сечения консоли (при $x=l$).

Интеграл в (23) не выражается в элементарных функциях и определяется численным способом. Неизвестный параметр B_l определяется построением численной зависимости $l(B_l)$ по (23) при $x=l$ и $B=B_l$.

Выражение для определения скалярного магнитного потенциала находится из второго уравнения системы (22):

$$V(x) = B_1 \frac{\delta}{\mu_0} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \beta [e^{\alpha B_l} (\alpha B_l - 1) - e^{\alpha B(x)} (\alpha B(x) - 1)]} \right\}. \quad (24)$$

По найденному значению $V(x)$ определяется индукция выходящего из листа потока $B_2(x)$:

$$V(x) = \frac{\delta}{\mu_0} B_2(x).$$

Предполагая, как и ранее, что индукции B_1 , $B_1(x)$ изменяются по гармоническому закону, можно найти амплитудное значение знакопеременной составляющей силы, действующей на крайний лист в распушенном пакете:

$$f = \frac{1}{4\mu_0} [B_1^2 - B_2^2(x)]. \quad (25)$$

В табл. 1 даны результаты расчета электромагнитных сил и динамических напряжений в крайнем листе спрессованного и распушенного пакета при следующих исходных данных: $h = 5 \cdot 10^{-4}$ м; $\Delta = 15 \cdot 10^{-6}$ м; $\delta = 2 \cdot 10^{-3}$ м; $\mu_0 = 1,26 \cdot 10^{-6}$ Тл·м/А; $\mu_1 = 1,82$ Тл·м/А; $\alpha = 5,0$ 1/Т; $B_R = 0$.

Напряжения изгиба в сечении заделки вычислялись по формуле:

$$\sigma(l) = 3f \left(\frac{l}{h} \right)^2, \quad (26)$$

где f — удельная электромагнитная сила, действующая на крайний лист пакета.

Формула (26) получена в предположении постоянства нагрузки вдоль консоли. Приемлемость этого допущения для случая спрессованного пакета следует из того, что величина $\psi \left(\gamma, \frac{x}{l} \right)$, как показали расчеты по (17), практически не-

изменна на всем протяжении консоли, кроме участка вблизи ее заделки. Для случая распушенного пакета справедливость принятого допущения вытекает из установленного постоянства на большей части длины консоли магнитного потенциала $V(x)$.

Для проверки разработанной методики расчета электромагнитных сил на специальном лабораторном стенде был проведен ряд экспериментов, позволивших непосредственно измерить индукцию над отдельным листом и под ним и изгибные напряжения в сечении заделки.

Модель представляла собою шихтованный магнитопровод, частью которого являлся натурный зубец статора турбогенератора типа ТВВ-320-2. Испытывались как спрессованные, так и распушенные пакеты. Распушение имитировалось устройством зазора между крайним и нижележащими листами пакета. Над крайним листом зубца имелся воздушный зазор, индукция в котором создавалась насаженной на магнитопровод катушкой и измерялась с помощью предвременно гарнированного датчика индукции. Из-за невозможности непосредственного измерения электромагнитных сил для их оценки использовалось напряжение изгиба в листах, для определения которого применялись тензодатчики. Давление прессования зубца варьировалось от 0,15 до 1,2 МПа и измерялось динамометром.

Основные результаты экспериментов приведены в табл. 2. Сопоставление данных табл. 1 и 2 показывает, что расчетные и экспериментальные значения динамических напряжений изгиба близки друг к другу. Хорошее согласие теоретических и экспериментальных результатов иллюстрируется также

Таблица 1

Параметры			Индукция над листом B_0 , Тл								
			0,2	0,4	0,6	0,2	0,4	0,6	0,2	0,4	0,6
			$l = 20$ мм			$l = 30$ мм			$l = 40$ мм		
Спрессованный пакет	Параметры зависящие от магнитной проницаемости μ_R	γ	27	54	78	44	82	117	61	115	145
		$\psi(\gamma, 0)$	0,95	0,973	0,980	0,967	0,982	0,988	0,976	0,989	0,992
	удельная сила f , Па		774	1690	2830	515	1130	1700	376	695	1140
	напряжение изгиба в заделке $\sigma(I)$, МПа		3,7	8,1	13,6	5,6	12,2	18,4	7,2	13,3	21,9
Распущенный пакет	магнитный потенциал при $x = 0$ $V(0)$, А		232	546	863	265	580	897	280	596	913
	индукция под листом при $x = 0$ $B_2(0)$, Тл		0,1461	0,3439	0,5434	0,1666	0,3655	0,5649	0,1762	0,3754	0,5754
	удельная сила f , Па		3700	8280	12 840	2430	5240	8110	1780	3785	5726
	напряжение изгиба в заделке $\sigma(I)$, МПа		17,8	39,8	61,6	26,2	56,6	87,6	34,2	72,7	110,0

Таблица 2

Параметры			Длина неподжатой консоли l , мм											
			20				30				40			
Спрессованный пакет	Индукция над листом B_1 , Тл		0,27	0,48	0,67	0,82	0,17	0,32	0,46	0,53	0,14	0,24	0,34	0,43
	Напряжения изгиба в сечении заделки σ (I)	при $p_0=0,15$ МПа	4,2	13,7	23,2	40,0	4,7	9,5	22,0	42,0	3,2	9,5	25,0	42,0
		при $p_0=0,3$ МПа	2,1	8,4	17,9	27,4	2,1	9,5	17,0	33,7	2,1	5,1	10,6	17,0
		при $p_0=0,6$ МПа	1,1	7,4	14,7	23,2	0,9	3,0	6,4	21,0	1,3	4,2	9,3	16,5
		при $p_0=1,2$ МПа	0,5	6,3	13,6	22,0	0,4	2,5	6,8	23,2	1,2	4,2	9,3	16,0
Распущенный пакет	Индукция над листом B_1 , Тл		0,2	0,36	0,49	0,6	0,2	0,34	0,44	0,56	0,15	0,24	0,34	0,41
	Индукция под листом B_2 , Тл		0,15	0,25	0,42	0,54	0,15	0,25	0,36	0,46	0,11	0,17	0,29	0,36
	Напря- жение изгиба	при $p_0=0,15$ МПа	11,6	19,0	26,3	32,3	21,0	28,5	40,5	85,0	46,5	53,0	61,0	63,5
		при $p_0=1,2$ МПа	9,5	16,8	24,2	29,5	36,0	28,5	42,0	74,0	—	47,5	54,0	65,0

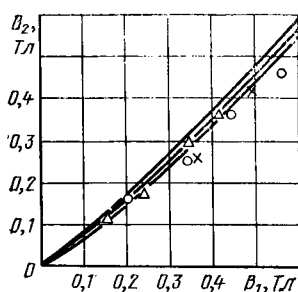


Рис. 4. Сопоставление расчетных (сплошные линии) и опытных значений индукции над листом и под ним для случая распущенного пакета ($B_R=0$, $\Delta=2$ мм).

$\times$ — $l=20$ мм; $\circ$ — $l=30$ мм; $\triangle$ — $l=40$ мм.

рис. 4, на котором показана связь индукции B_1 и B_2 для распущенного пакета.

Анализ полученных результатов расчета и экспериментальных данных показывает, что значения удельных электро-

магнитных сил и изгибных напряжений в спрессованном пакете значительно меньше, чем в распущенном.

С увеличением аксиальной индукции B_1 электромагнитные силы и напряжения изгиба в листах растут. Однако вследствие влияния насыщения на индукцию под листом B_2 электромагнитные силы пропорциональны примерно первой степени индукции B_1 , а не ее квадрату, как можно было ожидать исходя из формулы (1).

Помимо аксиальных индукций B_1 и B_2 , на электромагнитные силы влияет и радиальная составляющая индукции B_R , с ростом которой напряжения изгиба довольно существенно уменьшаются по закону, близкому к линейному.

Важную роль играют также магнитные свойства электротехнической стали. Эксперименты показали, что электромагнитные силы оказываются тем большими, чем выше при прочих равных условиях магнитная проницаемость стали.

[10.09.80]

Об оценке емкости уединенных проводников, имеющих форму тел вращения

ИОССЕЛЬ Ю. Я., СТРУНСКИЙ М. Г.

Ленинград

Один из распространенных методов оценки емкости проводников сложной формы основан на использовании тех или иных допущений о конфигурации эквипотенциальных поверхностей и силовых линий, характеризующих электростатическое поле этих проводников. Различные модификации такого метода, известные под названием метода ожидаемых путей потока, методов графического построения картины поля, метода силовых трубок и т. п., широко освещены в электротехнической литературе [Л. 1—3 и др.]. Однако подавляющее большинство упомянутых работ посвящено рассмотрению лишь отдельных частных задач расчета емкости (или проводимости) и не касается общих вопросов оценки значения (и даже знака) погрешности, возникающей вследствие упомянутых допущений.

Вместе с тем нетрудно убедиться (см., например, [Л. 4 и 5]), что при любом выборе эквипотенциальных поверхностей значение емкости по крайней мере не уменьшается, а при произвольном задании силовых трубок — не увеличивается¹. Это позволяет получить двусторонние оценки емкости, если определить ее значения, задаваясь сначала формой эквипотенциальных поверхностей, а затем конфигурацией силовых линий (или наоборот). При этом для емкости уединенных проводников (C_0) оказываются справедливыми неравенства:

$$\sum_{(n)} C_{it} \leq C_0 \leq \left[\sum_{(m)} \frac{1}{C_{is}} \right]^{-1}, \quad (1)$$

где C_{it} — собственная частичная емкость участка поверхности проводника, ограниченного i -й силовой трубкой; C_{is} — емкость между i -й и $(i+1)$ -й эквипотенциальными поверхностями; n и m — число выделенных силовых трубок и эквипотенциальных поверхностей.

В пределе, при стремлении расстояния между эквипотенциальными поверхностями и размеров сечений силовых трубок к нулю, суммы в (1) заменяются соответствующими интегралами, и оценки становятся более точными. Помимо этого, точность и простота рассматриваемых оценок определяются, естественно, способом задания указанных поверхностей и линий. Один из таких способов, весьма эффективный при оценке емкости уединенных проводников в форме тел вращения, предложен в [Л. 6]. Он базируется на рассмотрении эквипотенциальных поверхностей, меридианные сечения которых представляют собой линии, в которые переходят концентрические окружности при конформном преобразовании внешности одной из них на внешность меридианного сечения данного проводника. Рассмотрим особенности и методику применения этого способа более подробно.

Пусть меридианное сечение некоторого уединенного осесимметричного проводника представляет собой произвольный контур l (см. рисунок). Считая контур l расположенным в плоскости комплексного переменного W , произведем конформное отображение внешности некоторого круга ($|z| \geq a_0$) в плоскости z (см. рисунок б) на внешность l таким образом, чтобы бесконечно удаленные точки этих плоскостей соответствовали друг другу, а коэффициент линейного растяжения на бесконечности был бы равен единице.

Такое отображение в общем случае осуществляется, как известно, функцией

$$W = f(z) = f(r; \varphi) = U(r; \varphi) + jV(r; \varphi) = z + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \frac{a_0^{n+1}}{z^n} + A, \quad (2)$$

где r и φ — полярные координаты в плоскости z ; неизвестный коэффициент A определяется выбором начала координат,

а коэффициент b_n — видом контура l (если контур l симметричен относительно обеих координатных осей, то $b_{2n} = 0$).

После нахождения коэффициентов A и b_n можно определить величину a_0 , называемую обычно внешним (или конформным) радиусом контура l :

$$a_0 = \frac{u_0 - A}{1 + \sum_{n=1}^{\infty} b_n}, \quad (3)$$

где $u_0 = f(a_0)$.

Выбирая необходимое число слагаемых в (2), можно произвести интересующее нас преобразование с любой требуемой степенью точности (как при аналитическом, так и при графическом задании контура l [Л. 7 и 8]). Знание отображающей функции (2) позволяет полностью определить положение меридианных сечений выбранных эквипотенциальных поверхностей, а тем самым и все геометрические параметры, необходимые для определения величин C_{is} , входящих в (1). Если считать теперь силовые линии направленными по нормали к выбранным эквипотенциальным поверхностям, то располагая функцией (2), можно определить и все геометрические параметры, необходимые для определения величин C_{it} , также входящих в неравенства (1).

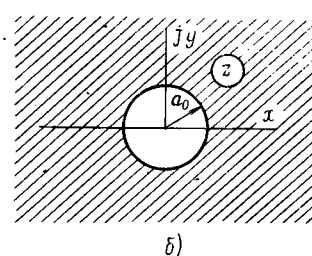
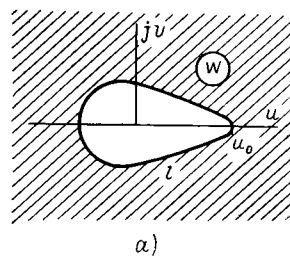
Это приводит к следующим неравенствам для емкости любого уединенного осесимметричного проводника, расположенного в однородной среде с диэлектрической проницаемостью ϵ [Л. 6]²:

$$\int \left[\int_{a_0}^{\infty} \frac{dr}{rv(r, \varphi)} \right]^{-1} d\varphi \leq \frac{C_0}{2\pi\epsilon} \leq \left[\int_{a_0}^{\infty} \frac{dr}{r \int_0^{2\pi} v(r, \varphi) d\varphi} \right]^{-1}, \quad (4)$$

где $v = \text{Im } j(z)$, а равенства достигаются только в том случае, когда рассматриваемый проводник имеет форму сфероида (с любым соотношением осей).

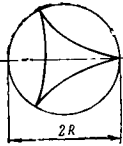
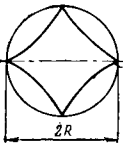
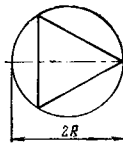
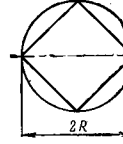
Воспользуемся изложенным методом для оценки емкости уединенного проводника, имеющего форму прямого круглого цилиндра, т. е. для одного из случаев, когда точное выражение для емкости существующими методами получено быть не может. Пусть, в частности, меридианное сечение такого проводника ограничено контуром квадратной формы (со стороной $2a$). Функция, осуществляющая конформное отображение внешности круга радиуса a_0 на внешность квадрата со стороной $2a$, имеет вид [Л. 9]:

$$W = z - \frac{1}{6} \frac{a^4}{z^3} + \frac{1}{56} \frac{a^6}{z^5} - \frac{1}{176} \frac{a_0^{12}}{z^{11}} + \frac{1}{384} \frac{a_0^{16}}{z^{15}} - \frac{7}{4864} \frac{a_0^{20}}{z^{19}} + \dots,$$



¹ В каждом из этих случаев величина емкости не меняется только при совпадении выбранной формы эквипотенциальных поверхностей (или, соответственно, силовых трубок) с истинной.

² Следует иметь в виду, что в формулах, приведенных в [Л. 6], имеются неточности, которые могут привести к ошибкам в практических расчетах.

Меридианное сечение проводника	Отображающая функция, ее мнимая часть и внешний радиус меридианного сечения	$C_1 = \frac{C_0}{4\pi\epsilon R}$			$\delta_{\max} = \frac{C_{1r, \text{cp}} - C_{1\min}}{C_{1\min}} \cdot 100\%$
		$C_{1\min}$	$C_{1\max}$	$C_{1r, \text{cp}}$	
	$w = z + \frac{a_0^3}{2z^2}; \quad v(r, \varphi) = r \sin \varphi \left[1 - \left(\frac{a_0}{r} \right)^3 \cos \varphi \right];$ $a_0 = \frac{2}{3} R$	0,6264	0,6667	0,6459	3,1
	$w = z + \frac{a_0^4}{3z^3}; \quad v(r, \varphi) = r \sin \varphi \left[1 - \left(\frac{a_0}{r} \right)^4 \frac{\sin 3\varphi}{3 \sin \varphi} \right], \quad a_0 = \frac{3R}{4}$	0,706	0,7326	0,719	1,8
	$w = z + a_0 \left[\frac{1}{3} \left(\frac{a_0}{z} \right)^2 + \frac{1}{45} \left(\frac{a_0}{z} \right)^5 + \frac{7}{2673} \left(\frac{a_0}{z} \right)^{11} + \dots \right];$ $v(r, \varphi) = r \sin \varphi - \frac{1}{3} \frac{a_0^3}{r^2} \left[\sin 2\varphi + \left(\frac{a_0}{r} \right)^3 \frac{\sin 5\varphi}{15} + \right.$ $\left. + \left(\frac{a_0}{r} \right)^6 \frac{\sin 8\varphi}{54} + \left(\frac{a_0}{r} \right)^9 \frac{7 \sin 11\varphi}{2673} + \dots \right]; \quad a_0 \approx \frac{R}{1,364}$	0,710	0,732	0,721	1,5
	$w = z + a_0 \left[\frac{1}{6} \left(\frac{a_0}{z} \right)^3 + \frac{1}{56} \left(\frac{a_0}{z} \right)^7 + \frac{1}{176} \left(\frac{a_0}{z} \right)^{11} + \frac{1}{384} \left(\frac{a_0}{z} \right)^{15} + \right.$ $\left. + \frac{7}{4864} \left(\frac{a_0}{z} \right)^{19} + \dots \right]; \quad v(r, \varphi) = r \sin \varphi - \frac{1}{2} \frac{a_0^4}{r^3} \left[\frac{\sin 3\varphi}{3} + \right.$ $\left. + \left(\frac{a_0}{r} \right)^4 \frac{\sin 7\varphi}{28} + \left(\frac{a_0}{r} \right)^8 \frac{\sin 11\varphi}{88} + \left(\frac{a_0}{r} \right)^{12} \frac{\sin 15\varphi}{192} + \dots \right];$ $a_0 \approx \frac{R}{1,194}$	0,824	0,830	0,827	0,36

где согласно (3)

$$a_0 = \frac{a}{1 - \frac{1}{6} + \frac{1}{56} - \frac{1}{176} + \frac{1}{384} - \frac{7}{4864} + \dots} \approx 1,1791a.$$

Выделяя мнимую часть указанной отображающей функции, получаем

$$v(r, \varphi) = r \sin \varphi + \frac{1}{6} \frac{a_0^4}{r^3} \left(\sin 3\varphi - \frac{3}{28} \frac{a_0^4}{r^4} \sin 7\varphi + \right. \\ \left. + \frac{3}{88} \frac{a_0^8}{r^8} \sin 11\varphi - \frac{1}{64} \frac{a_0^{12}}{r^{12}} \sin 15\varphi + \dots \right). \quad (5)$$

Тогда

$$\int_0^\pi v(r, \varphi) d\varphi = 2r [1 + f(r)],$$

где

$$f(r) = \frac{1}{6} \frac{a_0^4}{r^4} \left(\frac{1}{3} - \frac{3}{7 \cdot 28} \frac{a_0^4}{r^4} + \frac{3}{11 \cdot 88} \frac{a_0^8}{r^8} - \right. \\ \left. - \frac{1}{15 \cdot 64} \frac{a_0^{12}}{r^{12}} + \dots \right) < 1.$$

Подставляя это выражение в (4) и используя допуще-

ния, усиливающие правое неравенство, получаем

$$\frac{C_0}{4\pi\epsilon} < \left[\int_{a_0}^\infty \frac{dr}{r^2 [1 + f(r)]} \right]^{-1} = \left\{ \int_{a_0}^\infty \frac{1}{r^2} \sum_{k=0}^\infty (-1)^k [f(r)]^k dr \right\}^{-1} < \\ < \left[\int_{a_0}^\infty \left(\frac{1}{r^2} - \frac{a_0^4}{3 \cdot 6} \frac{1}{r^6} + \frac{3a_0^8}{6 \cdot 7 \cdot 28} \frac{1}{r^{10}} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{3a_0^{12}}{6 \cdot 11 \cdot 88} \frac{1}{r^{14}} + \frac{a_0^{16}}{6 \cdot 15 \cdot 64} \frac{1}{r^{18}} - \dots \right) dr \right]^{-1} = \\ = a_0 \left[1 - \frac{1}{3 \cdot 5 \cdot 6} + \frac{1}{3 \cdot 6 \cdot 7 \cdot 28} - \frac{1}{2 \cdot 11 \cdot 13 \cdot 88} + \right. \\ \left. + \frac{1}{6 \cdot 15 \cdot 17 \cdot 64} - \dots \right]^{-1} \approx 1,192a.$$

При получении нижней оценки также используем допущения, каждое из которых усиливает левое неравенство в формуле (4). Так, ограничиваясь в (5) тремя первыми членами, получаем

$$v(r, \varphi) < r \sin \varphi [1 + f(r, \varphi)],$$

где

$$f(r, \varphi) = \frac{1}{6} \frac{a_0^4}{r^4} \left(\frac{\sin 3\varphi}{\sin \varphi} - \frac{3}{28} \frac{a_0^4}{r^4} \frac{\sin 7\varphi}{\sin \varphi} \right) < 1.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \int_{a_0}^{\infty} \frac{dr}{rv(r, \varphi)} &< \int_{a_0}^{\infty} \frac{dr}{r^2 \sin \varphi [1 + f(r, \varphi)]} = \\ &= \frac{1}{\sin \varphi} \int_{a_0}^{\infty} \frac{1}{r^2} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k [f(r, \varphi)]^k dr < \\ &< \frac{1}{\sin \varphi} \int_{a_0}^{\infty} \frac{1}{r^2} [1 - f(r, \varphi) + f^2(r, \varphi)] dr < \\ &< \frac{1}{a_0 \sin \varphi} [1 - f_1(\varphi)], \end{aligned}$$

где

$$f_1(\varphi) = \frac{1}{30} \frac{\sin 3\varphi}{\sin \varphi} - \frac{1}{18 \cdot 28} \frac{\sin 7\varphi}{\sin \varphi} - \frac{1}{9 \cdot 36} \frac{\sin^3 3\varphi}{\sin^2 \varphi}.$$

После подстановки этого выражения в (4) имеем

$$\begin{aligned} \frac{C_0}{4\pi\epsilon} &> \frac{1}{2} a_0 \int_0^{\pi} \frac{\sin \varphi d\varphi}{1 - f_1(\varphi)} > \frac{1}{2} a_0 \int_0^{\pi} \sin \varphi [1 + f_1(\varphi)] d\varphi = \\ &= a_0 \left(1 + \frac{1}{90} - \frac{23}{9 \cdot 15 \cdot 36} - \frac{1}{7 \cdot 18 \cdot 28} \right) \approx 1,186a. \end{aligned}$$

Таким образом, для емкости рассматриваемого цилиндра получаем неравенства

$$1,186 < \frac{C_0}{4\pi\epsilon a} < 1,192.$$

Определяя приближенное значение емкости как среднее гармоническое $C_{0г.ср}$ ее граничных значений (при этом обеспечивается, как показано в [Л. 10], минимум относительной

погрешности в определении величины C_0), получаем

$$C_0 \approx C_{0г.ср} = 2 \frac{C_{0min} C_{0max}}{C_{0min} + C_{0max}} \approx 4\pi\epsilon a \cdot 1,189,$$

причем это значение отличается от истинного менее, чем на 0,24%. Полученные данные близки к результатам [Л. 11], согласно которым приближенное значение емкости рассматриваемого цилиндра составляет $C_0 \approx 4\pi\epsilon a \cdot 1,1907$ с погрешностью $\delta < 0,2\%$.

Полученные аналогичным путем приближенные значения емкости некоторых других тел вращения представлены в таблице и, как видно, обеспечивают достаточно высокую степень приближения к точным значениям емкости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лившиц Н. А., Спицын Д. В., Данилин А. В. Теория и расчет элементов автоматических систем. — М.: ГОНТИ, 1939.
2. Ротерс Г. Электромагнитные механизмы. Пер. с англ. — М.: Госэнергоиздат, 1949.
3. Буль Б. К. Основы теории и расчета магнитных цепей. — М.—Л.: Энергия, 1964.
4. Maxwell J. C. A treatise on electricity and magnetism. — Oxford, 1881.
5. Рэлей Д. У. Теория звука. — 2-е изд. — М.: Гостехиздат, 1955.
6. Поля Г., Серё Г. Изопериметрические неравенства в математической физике. — М.: Физматгиз, 1962.
7. Канторович Л. В., Крылов В. И. Приближенные методы высшего анализа. — М.—Л.: Гостехиздат, 1952.
8. Фильчаков П. Ф. Приближенные методы конформных отображений. — Киев: Наукова думка, 1964.
9. Методы расчета электростатических полей/ Н. Н. Миролубов, М. В. Костенко, М. Л. Левинштейн, Н. Н. Тиходеев — М.: Высшая школа, 1963.
10. Poly G. On the harmonic mean of two numbers. — American Math. Monthly, 1950, vol. 57.
11. Smythe W. R. Charged right circular cylinder. — J. Appl. Phys., 1962, vol. 33, № 10.

[25.02.80]

УДК 62-83:621.313.2.3.072

Оптимальное по критерию минимума потерь управление электроприводами постоянного тока

КАЦЕВИЧ В. Л., НИКОЛЬСКИЙ А. А., кандидаты техн. наук, ЧУЛИН В. И., инж.

Москва

Минимизация энергии потерь, выделяющихся в двигателе за время его включения в цикл, имеет большое практическое значение для электроприводов, производительность которых лимитирована нагревом двигателя или отдельных его частей. Она позволяет увеличить срок безотказной работы привода или поднять производительность механизмов, оснащенных такими электроприводами, за счет лучшего использования двигателя по нагреву. На нагрев элементов двигателя по-разному влияют отдельные составляющие полных потерь. Учет влияния потерь, выделяющихся в какой-либо одной части машины (например, в обмотке возбуждения), на нагрев другой ее части (обмотки якоря) может быть проведен на основе метода тепловых схем замещения или метода тепловых параметров [Л. 1]. Использование метода тепловых параметров позволяет решить задачу минимизации энергии эквивалентных греющих потерь, при которой будет обеспечено минимальное превышение температуры наиболее нагретой части двигателя. Самостоятельный интерес имеет задача минимизации энергии полных потерь, выделяющихся в двигателе, поскольку при этом обеспечиваются минимальное превышение температуры охлаждающей среды на выходе из машины и наилучшие условия охлаждения ее частей. В последние годы появились работы, в которых ставится и решается задача оптимального управления электроприводами

постоянного тока по минимуму полных потерь в статических режимах [Л. 4, 6—8].

Для большинства электроприводов типичным является рабочий цикл, включающий ряд статических режимов работы с неизменной скоростью и ряд переходных процессов. Применительно к таким электроприводам ниже решена задача минимизации энергии полных потерь в двигателе постоянного тока независимого возбуждения в статических и переходных процессах при одновременном регулировании магнитного потока и тока в якорной цепи. Задача минимизации эквивалентных греющих потерь, как показано в [Л. 7], может быть решена аналогично, причем математические условия минимума энергии полных и энергии эквивалентных греющих потерь совпадают с точностью до коэффициентов при отдельных членах.

Ускорение двигателя в переходных процессах определяется оператором, каким-либо регулятором или ограничениями, наложенными на координаты привода, при этом принципиально возможны два случая. В первом случае ускорение однозначно определяется требованиями технологического процесса (транспортные, прокатные электроприводы). Во втором случае технология не определяет столь жестко диаграмму изменения скорости привода во времени (электроприводы гироскопов, аэродинамических труб). Задача оптимального

по минимуму энергии полных потерь в двигателе регулирования заключается в обеспечении в каждый момент времени такой пары значений тока $I_{я}$, протекающего в якорной цепи, и потока возбуждения Φ , которые, изменяясь совместно, доставили бы минимум энергии потерь Q , выделяющихся в двигателе за время его включения в цикл:

$$Q = \int_0^{T_{\text{в}}} \Delta P_{\Sigma} dt = \int_0^{T_{\text{п.п}}} \Delta P_{\Sigma} dt + \int_0^{T_{\text{у}}} \Delta P_{\Sigma} dt \rightarrow \min, \quad (1)$$

где ΔP_{Σ} — полные потери в двигателе, Вт; $T_{\text{п.п}}$ — продолжительность переходных процессов в цикле, с; $T_{\text{у}}$ — продолжительность статических режимов в цикле, с; $T_{\text{в}} = T_{\text{п.п}} + T_{\text{у}}$ — время включения двигателя в цикл, с.

К основным потерям в двигателе постоянного тока относятся [Л. 2] потери в меди якоря ΔP_I , потери в стали $\Delta P_{\text{ст}}$, потери на возбуждение $\Delta P_{\text{в}}$ и механические $\Delta P_{\text{м}}$:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{\Sigma} &= \Delta P_I + \Delta P_{\text{ст}} + \Delta P_{\text{в}} + \Delta P_{\text{м}}; \\ \Delta P_I &= I_{\text{я}}^2 R_{\text{д}}; \Delta P_{\text{ст}} = G(\omega) F^2; \Delta P_{\text{в}} = I_{\text{в}}^2 R_{\text{в}}; \Delta P_{\text{м}} = f(\omega), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $F = k\Phi$, Вб; ω — угловая скорость двигателя, с^{-1} ; $I_{\text{я}}$ — ток в якорной цепи двигателя, А; Φ — поток возбуждения двигателя Вб; k — конструктивный коэффициент двигателя; $R_{\text{д}}$ — внутреннее сопротивление якорной цепи двигателя, Ом; $I_{\text{в}}$ — ток возбуждения двигателя, А; $R_{\text{в}}$ — сопротивление обмотки возбуждения двигателя, Ом; $G(\omega)$ — переменный коэффициент, характеризующий зависимость потерь в стали от скорости двигателя.

Пренебрегая малыми моментами потерь в стали и механических потерь, можно записать следующее выражение для момента, развиваемого двигателем:

$$M \approx I_{\text{я}} F = M_{\text{с}}(\omega) + J \frac{d\omega}{dt}, \quad (3)$$

где J — момент инерции привода, $\text{кгс}/\text{м}^2$; $M_{\text{с}}(\omega)$ — момент статического сопротивления на валу двигателя.

В пренебрежении неоднозначностью кривой намагничивания двигателя $F(I_{\text{в}})$ из (2) с учетом (3) можно получить:

$$\begin{aligned} \Delta P_{\Sigma} &= \Delta P_{\Sigma}(I_{\text{я}}, F, \omega) = \Delta P_{\Sigma}\left(F, M_{\text{с}} \omega, \frac{d\omega}{dt}\right) = \\ &= \left[\frac{M_{\text{с}}(\omega) + J \frac{d\omega}{dt}}{F} \right]^2 R_{\text{д}} + G(\omega) F^2 + \Delta P_{\text{в}}(F) + \Delta P_{\text{м}}(\omega). \end{aligned} \quad (4)$$

В первом из двух рассматриваемых случаев, когда ускорение привода $d\omega/dt$ задано технологией, продолжительность переходных процессов $T_{\text{п.п}}$, как и продолжительность статических режимов $T_{\text{у}}$, является фиксированной. При этом минимум энергии потерь Q , выделяющихся за время включения двигателя в цикл, достигается при минимизации в каждый текущий момент времени подынтегральных выражений в первом и втором интегралах формулы (1). Решение этой задачи можно получить без привлечения специальных математических методов теории оптимального управления. Для нахождения оптимальных сочетаний тока в якорной цепи и потока возбуждения достаточно провести исследование подынтегральной функции (4) на минимум:

$$\frac{\partial \Delta P_{\Sigma}}{\partial F} = 0. \quad (5)$$

После дифференцирования и несложных преобразований получим следующее условие работы двигателя с минимумом энергии потерь в статических и динамических режимах за время включения в цикл:

$$-I_{\text{я}}^2 R_{\text{д}} + G(\omega) F^2 + \frac{F}{2} \frac{\partial}{\partial F} \Delta P_{\text{в}}(F) = 0. \quad (6)$$

Аналогичное условие было ранее получено в [Л. 6] применительно к статическим режимам привода постоянного тока. В [Л. 7] дано более точное условие минимума полных эквивалентных греющих потерь с учетом малых моментов потерь в стали и механических, которые целесообразно учитывать при самых малых моментах нагрузки.

Если система управления приводом обеспечит в установившихся режимах и в переходных процессах при любом текущем значении скорости и при произвольном моменте сопротивления на валу соотношение между током в якоре $I_{\text{я}}$ и потоком возбуждения Φ , описываемое условием (6), то двигатель при заданной диаграмме изменения скорости во времени будет работать с минимальными потерями и с минимальной энергией потерь, выделяющихся в нем за время включения в цикл.

В случае, когда ускорение привода технологически не предопределено, имеется дополнительная возможность минимизации энергии потерь, выделяющихся в двигателе за время его включения в цикл. Эта возможность реализуется при формировании оптимальной по минимуму энергии потерь диаграммы изменения скорости привода в переходных процессах. Управление (6), как и в рассмотренном выше случае, доставляет абсолютный минимум второму интегралу выражения (1). Задача минимизации первого интеграла (1) в рассматриваемом случае формулируется как задача оптимального управления со свободным концом оптимальной траектории, так как продолжительность каждого переходного процесса не зафиксирована и должна выбираться исходя из требования минимизации энергии потерь.

Эта задача заключается в определении в каждый текущий момент времени такой пары значений тока в якорной цепи и потока возбуждения, которые, изменяясь совместно в течение всего переходного процесса изменения скорости от ω_1 до ω_2 , доставили бы минимум интегралу с переменным верхним пределом интегрирования:

$$Q_{\text{п}} = \int_0^{T_{\text{п.п}}} \Delta P_{\Sigma} dt. \quad (7)$$

Для большинства электропривода рассматриваемого класса (электроприводы гироскопов, аэродинамических труб, центрифуг) момент сопротивления на валу является функцией скорости $M_{\text{с}} = M_{\text{с}}(\omega)$. Сделаем в интеграле (7) замену переменных с учетом (3) и того, что $\omega_{t=0} = \omega_1$, $\omega_{t=T_{\text{п.п}}} = \omega_2$:

$$Q_{\text{п}} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \Delta P_{\Sigma} \frac{J}{I_{\text{я}} F - M_{\text{с}}} d\omega. \quad (8)$$

В такой форме записи у интеграла $Q_{\text{п}}$ как верхний, так и нижний пределы интегрирования зафиксированы. В соответствии со свойствами определенного интеграла (8) его минимальное значение за весь переходный процесс изменения скорости от ω_1 до ω_2 достигается в том случае, если при каждом текущем значении скорости привода минимизировать подынтегральное выражение формулы (8). Решение этой задачи, как и в первом рассмотренном случае, может быть получено без привлечения специальных методов теории оптимального управления. Для достижения минимума функционала (8) при совместном регулировании тока якоря и потока возбуждения двигателя необходимо потребовать одновременного выполнения условий:

$$\frac{\partial}{\partial I_{\text{я}}} \left(\Delta P_{\Sigma} \frac{J}{I_{\text{я}} F - M_{\text{с}}} \right) = 0; \quad \frac{\partial}{\partial F} \left(\Delta P_{\Sigma} \frac{J}{I_{\text{я}} F - M_{\text{с}}} \right) = 0.$$

Продифференцировав, с учетом (4) получаем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial I_{\text{я}}} \left(\Delta P_{\Sigma} \frac{J}{I_{\text{я}} F - M_{\text{с}}} \right) &= J [\Delta P_{\Sigma} F - 2 I_{\text{я}} R_{\text{д}} (I_{\text{я}} F - M_{\text{с}})] = 0; \\ \frac{\partial}{\partial F} \left(\Delta P_{\Sigma} \frac{J}{I_{\text{я}} F - M_{\text{с}}} \right) &= J \left\{ \Delta P_{\Sigma} I_{\text{я}} - \left[2 G(\omega) F + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{\partial}{\partial F} \Delta P_{\text{в}}(F) \right] (I_{\text{я}} F - M_{\text{с}}) \right\} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

После несложных преобразований систему (9) можно привести к виду:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{\Sigma} F - 2 I_{\text{я}} R_{\text{д}} (M - M_{\text{с}}) &= 0; \\ \Delta P_{\Sigma} F - \frac{2}{I_{\text{я}}} \left[G(\omega) F^2 + \frac{F}{2} \frac{\partial}{\partial F} \Delta P_{\text{в}}(F) \right] (M - M_{\text{с}}) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Вычитая второе условие (10) из первого, получаем:

$$\left\{ \frac{2}{I_{я}} \left[G(\omega) F^2 + \frac{F}{2} \frac{\partial}{\partial F} \Delta P_v(F) \right] - 2I_{я} R_d \right\} (M - M_c) = 0$$

или

$$I_{я}^2 R_d = G(\omega) F^2 + \frac{F}{2} \frac{\partial}{\partial F} \Delta P_v(F). \quad (11)$$

Полученное условие в точности совпадает с выведенным выше условием (6). Следовательно, условие (6) должно выполняться и в статических режимах и в переходных процессах, в том числе и в переходных процессах с оптимальной по минимуму энергии потерь диаграммой изменения скорости двигателя во времени. Однако условие (6), устанавливая оптимальные соотношения между током, протекающим в якорной цепи, и потоком возбуждения, не содержит информации о том, какой должна быть эта оптимальная диаграмма. Суммируя первое и второе выражения системы (10), с учетом (6) получаем:

$$\frac{\Delta P_{\Sigma}}{2I_{я}^2 R_d} = 1 - \frac{M_c}{M}. \quad (12)$$

Выведенное выражение позволяет с учетом (3) определить оптимальное значение ускорения привода в каждый момент времени и при каждом текущем значении скорости:

$$\left(\frac{d\omega}{dt} \right)_{\text{опт}} = \frac{F}{2I_{я} R_d} \Delta P_{\Sigma}. \quad (13)$$

В [Л. 3 и 5] при учете переменных потерь в якорной цепи, потерь на возбуждение и в стали в пренебрежении насыщением машины получены рекомендации, предписывающие для минимизации энергии потерь поддерживать в переходном процессе максимальный поток возбуждения и постоянный момент, развиваемый двигателем при $M_c = \text{const}$.

Оптимальные зависимости $F_{\text{опт}} = f_1(\omega)$, $I_{я, \text{опт}} = f_2(\omega)$, $M_{\text{опт}} = f_3(\omega)$, рассчитанные по формулам (6) и (12), для двигателя П-52 (8 кВт, 220 В, 1500 об/мин) показывают, что учет насыщения, потерь в стали и механических существенно изменяет законы управления, оптимального по минимуму энергии потерь в двигателе, в сравнении с рекомендациями [Л. 3 и 5]. Так, оптимальное значение момента, развиваемого двигателем при разгоне, существенно возрастает с увеличением скорости. Оптимальный поток возбуждения при разгоне возрастает, но менее значительно, и при больших скоростях и моментах статической нагрузки превышает номинальное значение.

Следует отметить, что понятие «максимальный допустимый магнитный поток», которым часто оперируют при решении задач оптимального управления, имеет смысл лишь при рассмотрении конкретных режимов работы. В ряде публикаций за максимальный поток принимался номинальный поток возбуждения двигателя. С этим можно согласиться, если речь идет о продолжительном и неизменном режиме работы двигателя. Однако в перемежающихся режимах, кратких по продолжительности переходных процессах и т. п. допустимость того или иного значения магнитного потока определяется прежде всего возможностью форсировки возбуждения и ее продолжительностью в цикле работы привода. Кратковременные перегрузки по току обмотки возбуждения допустимы, если в цикле работы температура ее изоляции не будет превышать максимально допустимого значения. При оптимальном управлении в соответствии с (6) и при больших моментах, развиваемых двигателем в динамике или в не продолжительных тяжелых статических режимах, обеспечивается одновременное увеличение тока в якорной цепи и потока возбуждения, а следовательно, и тока возбуждения. При этом ограничением, накладываемым на ток, протекающий в якорной цепи двигателя (например, по условиям коммутации), приводят к естественному ограничению значений потока и тока возбуждения в соответствии с условием (6).

Расчеты показывают, что для большинства серийных двигателей при управлении (6) кратность возрастания якорного тока (по отношению к номинальному якорному току) в тяжелых режимах значительно превышает кратность возрастания тока возбуждения (по отношению к номинальному току возбуждения). Это означает, что если средние полные потери в двигателе за цикл меньше или равны номинальным (в по-

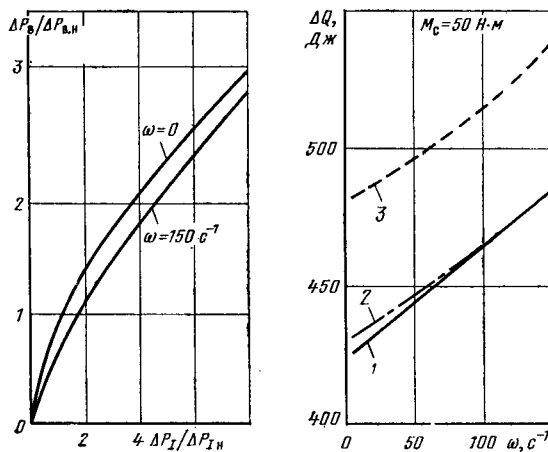


Рис. 1. Соотношения между потерями на возбуждение и переменными потерями в якорной цепи двигателя П-52 при оптимальном управлении.

Рис. 2. Сопоставление различных законов регулирования при больших моментах статической нагрузки $M_c = 50$ Н·м.

следнем случае двигатель полностью использован по нагреву), то средние потери в обмотке возбуждения при выполнении (6) будут меньше номинальных, т. е. температура обмотки возбуждения и ее изоляции будет ниже максимально допустимой.

Для иллюстрации этого положения на рис. 1 показаны зависимости потерь на возбуждение от переменных потерь в якорной цепи двигателя П-52 при оптимальном управлении в соответствии с (6) в относительных единицах, в качестве базовых приняты номинальные значения соответствующих потерь. Из рис. 1 видно, что даже в самом неблагоприятном режиме (при переменных потерях в якоре, равных 6,25 номинальных) потери на возбуждение превышают номинальные не более чем в 2,75 раза. Это соответствует напряжению и току возбуждения, не более чем в 1,66 раза превышающим номинальные значения.

Таким образом, как снижение, так и повышение в соответствии с (6) магнитного потока от номинального приводит к уменьшению потерь в цикле работы двигателя и оказывается не только целесообразным, но и безусловно допустимым.

На рис. 2 и 3 показаны кривые энергии потерь в двигателе за время разгона двигателя П-52 на 1 с^{-1} в функции его начальной скорости при постоянных моментах сопротивления на валу. Кривые 1 соответствуют оптимальному управлению в соответствии с (6) и (13); кривые 2 — оптимальному регулированию потока в соответствии с (6) в динамике, без формирования оптимальной диаграммы разгона, а именно, при разгоне под действием тока в якорной цепи, равном 2,5 его номинального значения; кривые 3 соответствуют разгону привода при токе, равном 2,5 номинального, и номинальному потоку возбуждения.

Из рис. 2 и 3 видно, что оптимальное регулирование потока возбуждения в динамике в соответствии с (6) уменьшает энергию потерь в двигателе за время разгона на 5—15%, причем большие цифры относятся к разгону при больших статических нагрузках на валу двигателя. Оптимальная диаграмма изменения скорости во время разгона с большими M_c , формируемая в соответствии с (13), близка к той, которая получается при разгоне с максимальным током якоря, поэтому кривые 1 и 2 на рис. 2 отличаются незначительно. Напротив, при средних и малых M_c оптимальная диаграмма значительно отличается от диаграммы разгона с максимальным током в якорной цепи. В этом случае (рис. 3) разгон по оптимальной траектории позволяет сократить энергию потерь, выделяющихся в двигателе, еще на 10—20% по сравнению с вариантом разгона с максимальным якорным током и оптимальным потоком возбуждения.

На рис. 4 представлен график цикла изменения скорости привода ($J = 10 \text{ кгс} \cdot \text{м}^2$) с двигателем П-52 во времени $\omega(t)$, включающий разгон от $\omega_1 = 0$ до $\omega_2 = 150 \text{ с}^{-1}$ при $M_c =$

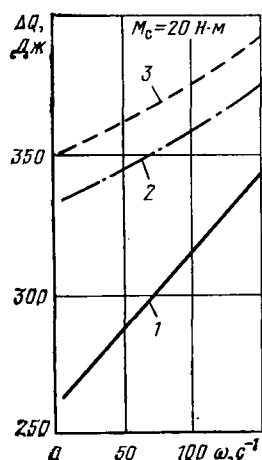


Рис. 3. Сопоставление различных законов регулирования при средних моментах статической нагрузки $M_c = 20$ Н·м.

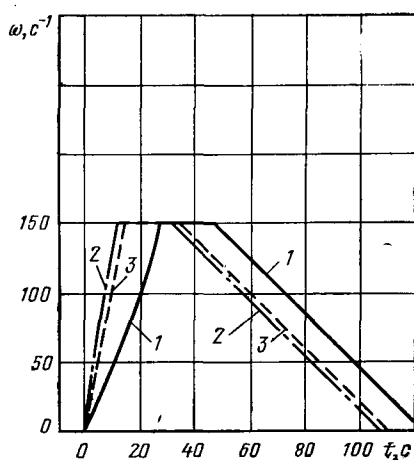


Рис. 4. Цикл работы привода (к расчетному примеру).

$= 20 \text{ Н·м} = \text{const}$, статический режим $\omega_2 = 150 \text{ с}^{-1}$ продолжительностью 20 с при $M_c = 20 \text{ Н·м}$ и выбег привода под действием $M_c = 20 \text{ Н·м}$. Кривая 1 рис. 4 соответствует оптимальному управлению в соответствии с (6) и (13); кривая 2 — управлению в статике и в динамике в соответствии с условием (6); кривая 3 — работе двигателя с нерегулируемым номинальным потоком возбуждения.

На участке разгона кривых 2 и 3 ток в якорной цепи в 2,5 раза превышал номинальный. Для циклов 1, 2, 3 энергия потерь соответственно равна 59,5; 67,08; 108 кДж, т. е. энергия потерь, выделившихся в двигателе за цикл при оптимальном регулировании потока возбуждения и оптимальной диаграмме изменения скорости, на 45% меньше энергии потерь за цикл с нерегулируемым потоком возбуждения. Если

учитывать только энергию потерь, выделившуюся в двигателе за время разгона и в статических режимах, то соответствующие показатели будут 55,5; 63,1; 71,8 кДж. Учет энергии потерь, выделяющихся в двигателе только за время разгона, дает следующие оценки для кривых 1, 2, 3 соответственно: 45,2; 52,8; 55,3 кДж.

В заключение следует отметить, что рассмотренный простой метод прямого дифференцирования легко позволяет найти оптимальные законы управления по минимуму полных или эквивалентных греющих потерь при более детальном учете составляющих потерь в двигателе, например, при учете потерь в щеточном контакте, а также при учете моментов потерь в стали и механических, входящих малыми составляющими в электромагнитный момент двигателя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Панфилов Н. А. Нагрев обмоток якоря машины серии П мощностью от 0,2 до 200 кВт. — Вестник электропромышленности, 1961, № 6.
2. Вольдек А. И. Электрические машины. — Л.: Энергия, 1974.
3. Петров Ю. П. Оптимальное управление электроприводом. — М.: Госэнергоиздат, 1961.
4. Семенов В. В., Степура Э. Ф. Системы управления с нелинейными и вычислительными блоками на магнитных усилителях. БПА, вып. 312. — Л.: Энергия, 1968.
5. Петров Ю. П. Оптимальное управление электроприводом с учетом ограничений по нагреву. — Л.: Энергия, 1971.
6. Валдырев А. С., Дралюк Б. Н. Управление мощными электроприводами постоянного тока с учетом их энергетических показателей. — В кн.: Производство крупных машин. — М.: Машиностроение, 1975, вып. 24.
7. Никольский А. А. Оптимизация статических режимов электроприводов постоянного тока: Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. М., 1976. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Мос. энергетический ин-т.
8. Попов А. Н. Оптимальный режим регулируемого электродвигателя независимого возбуждения. — Механизация и автоматизация производства, 1976, № 12.

[17.04.80]

Книжный магазин № 92 «Энергия» (г. Ленинград)

ПРЕДЛАГАЕТ

учебное пособие изд-во «Энергия» для студентов вузов, обучающихся по специальностям «Автоматизированные системы управления» и «Прикладная математика».

КУЗИН Л. Т. Основы кибернетики. В 2-х т. Том 2. Основы кибернетических моделей. — 1979. — 584 с., ил. — В пер.: 1р. 60 к.

Содержит систематическое изложение основ кибернетических моделей. Рассматриваются общеметодологические вопросы построения кибернетических моделей, которые составляют основное содержание кибернетики как фундаментальной науки, дается последовательное изложение моделей массового обслуживания и надежности, теории игр, распознавания образов, теории графов и алгебраических моделей, включающих в себя модели систем искусственного интеллекта.

Адрес магазина: 196066, Ленинград, Московский проспект, 189, магазин № 92 «Энергия».

Магазин высылает заказы наложенным платежом без задатка.

О влиянии поверхностного слоя земли на результаты измерения удельного сопротивления

(статья Катигроба Н. П., «Электричество», 1978, № 9)

ЯКОБС А. И., доктор техн. наук

В настоящее время практически все специалисты-электрики, занимающиеся теорией заземляющих устройств и методами их проектирования, знают, что электрические параметры заземляющих устройств (сопротивление и наибольшее значение напряжения прикосновения) однозначно определяются геометрией заземлителей и электрической структурой земли. Причем, при проектировании заземляющих устройств рациональная в технико-экономическом отношении конструкция может быть установлена только по достаточно полным данным об электрической структуре поверхностных слоев земли.

В мировой научной и технической литературе вопросам определения параметров электрической структуры земли в задачах геофизики посвящено очень большое количество публикаций. За последние 20 лет выполнен большой объем научных работ, связанных с поиском и обоснованием наиболее целесообразных методов и технических средств определения параметров электрической структуры земли специально для целей проектирования и сооружения заземляющих устройств. Неясных или спорных вопросов, по существу, не осталось. Однако в статье Н. П. Катигроба без учета современного состояния теории и многолетнего мирового опыта формулируются, а затем экспериментально решаются следующие задачи: о влиянии «поверхностного слоя на кажущееся удельное сопротивление ρ_k земли», определяемое с помощью четырехэлектродной симметричной схемы (Веннера) для вертикального электрического зондирования (ВЭЗ) земли, о возможности с помощью однократного измерения ρ_k схемой Веннера при разном расположении электродов на расстоянии, равном $0,75h$ определить «примерно действительное» удельное сопротивление ρ на глубине h от поверхности земли, о различии ρ_k , найденного однократным измерением схемой Веннера, и эквивалентного удельного сопротивления ρ_0 одиночного вертикального электрода и т. п.

Постановка подобных задач в наше время может привести к дезинформации многих читателей, в той или иной мере интересующихся вопросами заземлений. Вот почему необходимо изложить физическое содержание методов определения параметров электрической структуры земли и этапы их развития для целей проектирования заземлителей и на этой основе показать ошибочность работы Н. П. Катигроба.

До середины пятидесятых годов теория заземляющих устройств базировалась на представлении электрической структуры земли в виде однородного проводящего полупространства. Предпроектные изыскания при этом трактовались только как измерение удельного сопротивления грунта, а не как определение параметров электрической структуры земли. Этой трактовке соответствовали и методы измерений, проводившиеся с помощью пробного электрода либо однократным измерением по четырехэлектродной схеме [Л. 1].

По методу простого пробного электрода в месте проектируемого сооружения заземлителя в землю погружают электрод, обычно вертикальный, длина которого соответствует предполагаемой длине вертикальных электродов проектируемого заземлителя. По результатам измерения сопротивления пробного электрода рассчитывают так называемое эквивалентное удельное сопротивление ρ_0 , численно равное удельному сопротивлению однородной земли ρ , в которой данный пробный электрод имел бы такое же сопротивление, как и найденное путем измерения в реальной неоднородной земле. (Если слой земли, в котором расположен пробный электрод,

в основном однороден, ρ_0 приближенно равно ρ этого слоя).

Сразу же укажем основные достоинства и недостатки метода пробного электрода. Достоинство: если требуется маленький заземлитель, состоящий из небольшого числа вертикальных электродов, полученная с помощью пробного электрода информация, в которой «автоматически» учитываются локальные неоднородности электрической структуры земли, оказывается достаточной. (Кстати, влияние переходного сопротивления «электрод — земля», связанного с возможным первоначальным неполным прилеганием земли к электроду, практически не оказывается ни на сопротивлении, ни на напряжении прикосновения обычных, так называемых сложных, заземлителей, состоящих из различных комбинаций вертикальных и горизонтальных электродов).

Недостатки: с помощью пробного электрода практически невозможно определить электрическую структуру земли на глубинах, превышающих длину пробного электрода, следовательно, невозможно обоснованно выбрать и рациональную конструкцию сложного заземлителя; пробный электрод «учитывает» случайные локальные неоднородности электрической структуры земли именно в месте его заложения, при этом для получения информации, достаточной для уверенного проектирования сложного заземлителя, требуется закладывать сравнительно большое число пробных электродов. Заложение пробных электродов вручную затруднено и связано с необходимостью использования специальной техники, что также сопряжено с дополнительными затратами. Все это раньше многократно обсуждалось в технических журналах, см., например, [Л. 2].

Метод ВЭЗ с помощью четырехэлектродных схем был разработан и начал широко применяться в геофизике более 60 лет тому назад. Идея этого метода заключается в получении информации об электрической структуре земли путем создания и фиксации квазистационарного электрического поля системой условно точечных электродов, расположенных на поверхности земли (размер погружаемой в землю части вертикального электрода должен быть не менее чем на два порядка меньше расстояния между электродами). В землю погружают четыре электрода: два «токовых» A, B и два «потенциальных» M, N , располагаемых в большинстве случаев на одной прямой симметрично центра измерения. Через токовые электроды пропускают измерительный ток I (для этой цели обычно используют стабилизированный источник тока), заводящий на потенциальных электродах напряжение U_{MN} , значение которого зависит также от параметров электрической структуры земли и от взаимного расположения электродов. В случае гипотетического идеального однородного проводящего полупространства с удельным сопротивлением ρ

$$U_{MN} = \frac{\rho I d}{2\pi(\lambda^2 - d^2)}; \quad (1)$$

$$\rho = 2\pi \left(\frac{U_{MN}}{I} \right) \frac{\lambda^2 - d^2}{4d} = 2\pi R_4 \frac{\lambda^2 - d^2}{4d},$$

где $R_4 = U_{MN}/I$ — так называемое сопротивление четырехэлектродной установки.

Таким образом, ρ при однородной земле однозначно определяется сопротивлением четырехэлектродной установки и взаимным расположением электродов. Подчеркнем, что в этом случае при любом изменении геометрии расположения электродов изменяется R_4 , а ρ остается неизменным.

В случае реальной неоднородной земли формальное применение равенства (2) приводит к определению так называемого кажущегося удельного сопротивления ρ_k , численно равному такому ρ *однородной земли*, при котором четырехэлектродная схема с теми же геометрическими параметрами будет иметь такое же значение R_4 , что и в исходной неоднородной земле. Следовательно, ρ_k — это некоторая *число расчетная «кажущаяся» величина*, интегрально отражающая реальные свойства данной конкретной структуры земли при данной геометрии четырехэлектродной установки. При последовательном изменении расстояния между электродами находят ряд дискретных значений ρ_k и по ним строят так называемую кривую ВЭЗ — функциональную зависимость ρ_k от геометрического параметра четырехэлектродной схемы.

Кривая ВЭЗ содержит информацию, с помощью которой определяют параметры электрической структуры земли. Отметим, что процесс интерпретации кривой ВЭЗ сложен и требует большого опыта и навыка. Лишь в последнее время появились алгоритмы и программы для ЦВМ, обладающие высокой разрешающей способностью.

Достоинство метода ВЭЗ заключается в возможности находить параметры реальной электрической структуры земли, в том числе характер залегания слоев с различным удельным сопротивлением (их ρ и мощность — толщину). Причем, геоэлектрический разрез может быть получен с помощью метода ВЭЗ как для поверхностных слоев земли (при малых разностях электродов), так и для больших глубин (при больших разностях). Все зависит от диапазона разности электродов и от чувствительности и совершенства приборов. В частности, известный прибор типа ИКС-50 позволяет получать надежную информацию до глубин порядка 500 м и более. Метод ВЭЗ дает «интегрально» картину геоэлектрических свойств земли и практически не позволяет учесть мелкие локальные неоднородности. Применительно к крупным заземляющим устройствам это также достоинство метода. Основной недостаток метода ВЭЗ состоит, как уже было указано, в возможных трудностях интерпретации кривой ВЭЗ, особенно в случаях сложных геоэлектрических разрезов, например, при наклонных слоях или при слоях с переменной мощностью.

Указанный выше подход к «измерению удельного сопротивления грунта» либо по методу пробного электрода, либо однократным измерением четырехэлектродной схемой должен был неизбежно приводить во многих случаях к грубым ошибкам при определении расчетных значений ρ_k , а следовательно, и к еще большим ошибкам при расчете основных конструктивных параметров заземлителей. На ошибки, связанные с применением метода пробного электрода, мы уже указали. Значение ρ_k , найденное однократным измерением с помощью четырехэлектродной схемы, находится в интервале, ограниченном наибольшим и наименьшим ρ многослойной электрической структуры, и зависит от соотношения геометрических параметров схемы и параметров электрической структуры земли. Расхождения между однократно найденным ρ_k и ρ_k для сложного заземлителя лишь редко оказываются меньшими 30% и часто превышают 50 и даже 100%. На недопустимость определения ρ по данным однократного измерения четырехэлектродной схемой четко указывалось еще в [Л. 3].

Пересмотр роли и методов предпроектных изысканий начался одновременно с развитием теории заземлителей в неоднородных электрических структурах. В. В. Бургсдорф, излагая в 1954 г. принципиально новую в теории заземляющих устройств модель электрической структуры земли в виде многослойного проводящего полупространства предлагал «...использовать при измерениях удельных сопротивлений грунтов способы, применяемые при электроразведке и не требующие забивки опытных электродов, как это делается в настоящее время» [Л. 4]. Вскоре и за рубежом начинают широко пропагандировать для целей предпроектных изысканий геофизические методы исследования и, в первую очередь, ВЭЗ. В США в начале 60-х годов в рекомендациях по расчету заземляющих сеток в двухслойной земле было предложено интерпретировать результаты ВЭЗ с помощью двухслойной палетки [Л. 5]. В середине 60-х годов обязательность предпроектных изысканий с применением ВЭЗ была впервые зафиксирована в национальном стандарте ГДР [Л. 6]. В настоящее время положение о необходимости использования метода ВЭЗ для определения параметров электрической структуры земли содержится и в стандарте ФРГ [Л. 7].

В СССР значительный объем исследований по применимости методов ВЭЗ для целей предпроектных изысканий при

проектировании заземляющих устройств был выполнен в середине 60-х годов. Была доказана эффективность метода ВЭЗ и разработаны рекомендации по их применению. В дальнейшем рекомендации по использованию метода ВЭЗ были введены и в монографии, посвященные заземлениям и защитным мерам электробезопасности [Л. 8 и 9]. Сейчас в нашей стране методы ВЭЗ успешно используют практически во всех случаях при предпроектных изысканиях, связанных с сооружением заземляющих устройств трансформаторных подстанций и открытых распределительных устройств напряжением 220 кВ и выше.

Рассмотрим на основе изложенного главные положения, выводы и рекомендации, содержащиеся в статье Н. П. Катигроба. В ней утверждается, «что при измерениях методом ВЭЗ картина электрического поля в земле, создаваемая точечными электродами, расположенными на поверхности земли, зависит от состояния поверхностного покрова земли (влажной, сухой, замерзшей)». С этим связывается задача «...проанализировать влияние поверхностного слоя на ρ_k земли» и приводится сопоставление ρ_k и ρ_0 для вертикального электрода.

Влияние на электрическое поле четырехэлектродной установки параметров электрической структуры земли, в том числе ρ поверхностного слоя земли и его мощности, лежит в основе принципа ВЭЗ и известно с тех пор, как этот метод был разработан. Количественно влияние изменения ρ поверхностного слоя на ρ_k определяется стандартными кривыми (палетками), содержащимися не только во всех руководствах по геофизике, но и во многих книгах, посвященных заземляющим устройствам, например в [Л. 9]. Поэтому исследование «влияния поверхностного слоя на ρ_k земли» не имеет ни научного, ни практического смысла.

Следует также остановиться на технике проведения ВЭЗ. Для этой цели Н. П. Катигроб использовал устаревший прибор, предназначенный для измерения сопротивления заземляющих устройств. При промерзшем верхнем слое была получена кривая ВЭЗ, не поддающаяся интерпретации. В этом нет ничего удивительного. Дело в том, что примененный прибор нормально работает лишь при сравнительно небольших сопротивлениях токовых и потенциальных электродов.

Выполненный Н. П. Катигробом анализ сопоставления ρ_k четырехэлектродной установки и ρ_0 для вертикального электрода, т. е. двух принципиально различных и несопоставимых расчетных величин, также лишен смысла. Ошибочен и вывод о погрешностях при определении ρ_k , вызванных «состоянием поверхностного слоя земли». В действительности никакой погрешности нет, а есть объективное и закономерное влияние ρ верхнего слоя земли на ρ_k при сравнительно небольших разностях электродов.

Рассмотрим далее утверждение Н. П. Катигроба о том, что им было установлено примерное равенство ρ_k , найденного при разное электродов (схемы Веннера) в $0,75h$, и действительного ρ на глубине h «в грунтах с незамерзшим и невысохшим верхним слоем». Уже указывалось, что ρ_k — расчетная величина, интегрально характеризующая свойства электрической структуры земли в месте выполнения ВЭЗ. Значение ρ_k лежит в интервале от наименьшего до наибольшего ρ данной электрической структуры. Поэтому может случиться, что в каких-то отдельных случаях ρ_k , найденное при разностях электродов схемы Веннера в $0,75h$, будет в точности равно ρ на глубине h . Но, подчеркнем, это чистая случайность. Вероятность подобного события ничтожна. В абсолютном большинстве случаев этого не будет, причем расхождения будут тем больше, чем более резко выражена неоднородность электрической структуры земли. Проверить это не составляет труда при использовании как любой палетки, так и путем элементарного расчета.

Приведем следующий характерный пример. Для простейшего случая двухслойной структуры по схеме Веннера

$$\rho_k = 2\rho_1 a \left[\frac{1}{2a} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_{2n} \left(\frac{1}{\sqrt{a^2 + (2nh)^2}} - \frac{1}{\sqrt{(2a)^2 + (2nh)^2}} \right) \right], \quad (3)$$

где a — расстояние между соседними электродами.

Верхний слой земли с $h=3$ м имеет $\rho_1=100$ Ом·м. Нижний слой вследствие действия грунтовых вод имеет $\rho_2=$

$\approx 33,33 \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Пусть $a=6 \text{ м}$ (как было принято Н. П. Катигробом). При этих исходных данных значение $\rho_k = 55,82 \text{ Ом} \cdot \text{м}$, т. е., если следовать утверждениям Н. П. Катигроба, то на глубине $4,5 \text{ м}$ значение $\rho = 55,82 \text{ Ом} \cdot \text{м}$. В действительности же — $33,33 \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Ошибка составляет 67,5%.

Отметим, что в прошлом уже высказывались соображения об эффективной глубине зондирования, составляющей для схемы Веннера $0,75 a$. Обоснованная критика подобных соображений была дана, в частности, в [Л. 10].

Осталось рассмотреть заключительный вывод Н. П. Катигроба о том, что «приближенно можно считать, что если ρ земли в поверхностном черноземном слое толщиной $0,1 \text{ м}$ равно $100 \text{ Ом} \cdot \text{м}$, то ρ_k земли, полученное методом ВЭЗ, примерно равно истинному ρ земли, полученному пробным электродом. Если ρ земли поверхностного слоя более $100 \text{ Ом} \cdot \text{м}$, то метод ВЭЗ дает большие погрешности. Применять метод ВЭЗ в этом случае, т. е. в период замерзания поверхностного слоя, не рекомендуется». В этом выводе ошибочно смешаны три принципиально различные величины: кажущееся удельное сопротивление, эквивалентное удельное сопротивление и удельное сопротивление реальной земли с неоднородной электрической структурой. Следует также заметить, что вопреки утверждениям Н. П. Катигроба, метод ВЭЗ дает отличные результаты даже при ρ поверхностного слоя земли, превышающем $10000 \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Это подтверждается всей мировой практикой. Содержащаяся в заключительном выводе Н. П. Катигроба рекомендация также полностью ошибочна.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Найфельд М. Р. Защитные заземления в электротехнических установках. — М.: Госэнергоиздат, 1956.
2. Якобс А. И., Сутин А. Г. Определение удельного сопротивления грунтов при сооружении заземляющих устройств. — Электрические станции, 1966, № 8.
3. Fritsch V. Projektierung von Erdungsanlagen. — Elektrie, 1963, № 7.
4. Бургсдорф В. В. Расчеты заземлений в неоднородных грунтах. — Электричество, 1954, № 1.
5. Thapar B., Gross E. T. B. Grounding grids for high-voltage station. IV resistance of grounding grids in nonuniform soil. — IEEE Trans. on PAS, 1963, № 68.
6. Lange W. Neues für den Projektanten aus TGL 200—0603 «Erdungen in elektrotechnischen Anlagen». — Elektrie, 1965, № 9.
7. DIN 57141. VDE—Bestimmungen für Erdungen in Wechselstromanlagen für Nennspannungen über 1 kV. — Deutsche Elektrotechnische Kommission in DIN und VDE, 1976, Juli.
8. Найфельд М. Р. Заземление, защитные меры электробезопасности. — М.: Энергия, 1971.
9. Коструба С. И. Измерение электрических параметров земли и заземляющих устройств. — М.: Энергия, 1972.
10. Fritsch V. Geoelektrische Gesichtspunkte in der Erdungstechnik. — ETZ—A, 1965, № 9.

ПОЖИДАЕВ А. А.

Статья Н. П. Катигроба посвящена измерению удельного электрического сопротивления земли в естественных условиях залегания и привлекает внимание специалистов попыткой использовать метод вертикального электрического зондирования (ВЭЗ), применяемый в электроразведочной практике.

Метод ВЭЗ широко используется в нашей стране и за рубежом на протяжении нескольких десятилетий для исследования земных недр, имеет строгую научную теоретическую базу, которая учитывает многообразие природных условий залегания слоев земли.

При горизонтальном залегании протяженных слоев методом изучения с помощью метода ВЭЗ служит геоэлектрический разрез, где каждый слой i характеризуется дискретными значениями удельного электрического сопротивления ρ_i и мощности h_i . Установлено, что значение ρ_i зависит от минерального состава слоя, его пористости, водонасыщенности, минерализации и химического состава вод, а также от температурных условий. Все эти факторы влияют как на поверхностные слои земли, так и на пласты, залегающие на глубине. Известно, что устройство заземлителей для наземных объектов производится на глубинах, как правило, не превышающих $10\text{--}15 \text{ м}$, и в применении к данному интервалу глубин, как показывает опыт работы, геоэлектрический разрез в большинстве случаев ограничивается двумя — тремя слоями.

В простейшем случае геоэлектрический разрез двуслойной модели представляется поверхностным слоем с удельным электрическим сопротивлением ρ_1 и мощностью h_1 и подстилающим его слоем с удельным электрическим сопротивлением ρ_2 и бесконечной глубиной.

Использование четырехэлектродной установки ВЭЗ позволяет однозначно определить ρ_1 , h_1 , ρ_2 при любом их сочетании. Информативным параметром, зависящим от ρ_1 , h_1 и ρ_2 , а также от размеров установки ВЭЗ является так называемое кажущееся удельное электрическое сопротивление ρ_k , которое можно охарактеризовать как удельное электрическое сопротивление некоторой условной, гипотетической, однородной среды, которой может быть заменена данная неоднородная среда.

Для двуслойной модели

$$\rho_k = \rho_1 \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_{n12}^2 \left(\frac{AB}{2h_1} \right)^2}{\left[\left(\frac{AB}{2h_1} \right)^2 + 4n^2 \right]^{3/2}} \right], \quad (1)$$

где $K_{12} = \frac{\rho_2 - \rho_1}{\rho_2 + \rho_1}$, AB — размер установки; ρ_k изменяется в пределах от ρ_1 до ρ_2 .

График $\rho_k = f\left(\frac{AB}{2}\right)$ в билогарифмическом масштабе пред-

ставляет собой кривую ВЭЗ, которая может быть получена экспериментально.

В зависимости от соотношения ρ_1 , ρ_2 , h_1 и AB кажущееся удельное сопротивление достигает предельных значений при различных AB . Иллюстрацией этого служит рис. 1, на котором показано семейство кривых ВЭЗ, сгруппированных по параметру ρ_1/ρ_2 .

Как видно из рис. 1, если удельное сопротивление нижнего слоя меньше верхнего ($\rho_1/\rho_2 > 1$), правая ветвь кривой ВЭЗ достигает предельных значений $\rho_k = \rho_2$ при разностях $AB/2$ не более 10, а при $\rho_1/\rho_2 < 1$ — более 50. Таким образом, все зависит от параметров геоэлектрического разреза, и отождествлять измеренные значения ρ_k с ρ_1 или с ρ_2 рискованно во избежание грубых ошибок.

В своих рассуждениях автор Н. П. Катигроб отказывается от параметров электрической структуры земли h_1 , ρ_1 , ρ_2 и оперирует только «значением ρ_k земли, полученным из показаний прибора», допуская тем самым серьезную методическую ошибку.

В статье экспериментальные материалы отнесены к глубине $h=3/4a$ (где a — расстояние между измерительными электродами), что соответствует размерам $AB/2-2$. Как видно из рис. 1, при заданных соотношениях значения ρ_k могут отличаться от истинных в десятки раз при $\rho_1 < \rho_2$ (нижняя половина рисунка). Эмпирическая формула Н. П. Катигроба $h=3/4a$ не учитывает параметров геоэлектрического разреза и тем более не может быть использована для изучения его динамики во времени.

Из вышеизложенного также вытекает недопустимость сопоставления ρ_k и ρ_a , где за ρ_a принимается эквивалентное удельное сопротивление для вертикальных заземлителей. Однако Н. П. Катигроб, опираясь на свою формулу и основываясь на сравнительной оценке материалов, полученных методом пробного электрода и методом ВЭЗ, делает парадоксальный вывод о погрешностях методов ВЭЗ. Нам же представляется, что расхождения результатов, полученных обоими методами, определяются погрешностями приведенной методики исследований и обработки материалов.

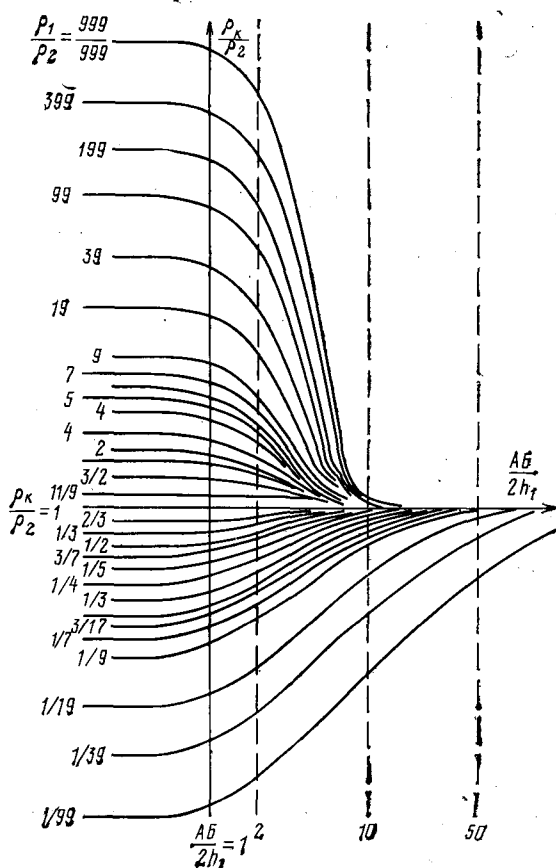


Рис. 1.

В процессе проведенных автором обсуждаемой статьи работ, очевидно, не следовало ограничиваться расстоянием между электродами $a=6$ м, а провести измерения с большими разносами для получения более полных данных. Указанное обстоятельство особенно существенно при работе в мерзлых грунтах, так как вид геоэлектрического разреза изменяется в сторону больших значений ρ_1/ρ_2 .

Не следовало также использовать для измерений австрийский прибор «Ногма», а производить измерения отечественной электроизмерительной и электронной аппаратурой, обладающей высоким входным сопротивлением, или же применить компенсационный способ измерения.

Что же касается кривых ВЭЗ, то их, безусловно, следует тщательно интерпретировать, несмотря на убеждение

Н. П. Катигроба, что «нет смысла прибегать к интерпретации кривой ВЭЗ».

С целью предварительного выяснения характера геоэлектрического разреза при выполнении исследований представляется целесообразным производить рекогносцировочные зондирования с разносами электродов до 150 м. По виду полученных кривых ВЭЗ можно судить о типе разреза и сделать вывод о возможности применения в данных условиях двухслойной или трехслойной модели. Если подстилающий второй слой окажется недостаточно мощным, пренебрежение третьим слоем приведет к грубым просчетам в определении параметров среды.

На рис. 2 помещена кривая ВЭЗ-1, соответствующая трехслойной модели с параметрами $\rho_1=40$ Ом·м, $h_1=3$ м, $\rho_2=10$ Ом·м, $h_2=3$ м, $\rho_3=500$ Ом·м, $h_3=100$ м, а также кривая ВЭЗ-2, отражающая двухслойную модель с параметрами $\rho_1=40$ Ом·м, $h_1=3$ м, $\rho_2=10$ Ом·м, $h_2=100$ м. В случае трехслойной модели, пользуясь эмпирической формулой Н. П. Катигроба, получаем для размеров установки $AB/2=6$ м кажущееся удельное сопротивление 30 Ом·м. Ни при каких размерах установки не удастся получить значения $\rho_k=10$ Ом·м, а следовательно, окажется, что слоя с $\rho_2=10$ Ом·м и $h_2=3$ м как бы не существует. А ведь именно этот слой является наиболее благоприятным для устройства заземлителя. В случае же двухслойной модели значения $\rho_2=10$ Ом·м могут быть получены лишь при размерах $AB/2$, превышающих 20 м, хотя слой залегает на глубине 3 м.

Учитывая глубину закладки заземлителей и в свете изложенного, представляется совершенно несущественным характер влияния поверхностного слоя, связанный с его влажностью, промерзанием и т. п. Независимо от его влияния на ρ_k при правильной интерпретации кривых ВЭЗ будут получены истинные значения удельных электрических сопротивлений слоев земли, необходимые для расчетов заземляющих устройств.

Выводы. 1. Пренебрежение теорией метода ВЭЗ, использование эмпирической формулы для обработки экспериментальных данных, сопоставление несопоставимых величин ρ_k и ρ_2 привело автора к неверным выводам.

2. В применении к устройству заземлителей некорректной является сама постановка вопроса о влиянии поверхностного слоя земли на кажущееся удельное сопротивление ρ_k , так как даже для двухслойной модели ρ_k есть функция четырех параметров ρ_1 , h_1 , ρ_2 , $AB/2$, из которых только два относятся к верхнему слою, а $AB/2$ изменяется в процессе эксперимента.

ГЛУШКО В. И., ГОНЧАРИК Е. П.

В обсуждаемой статье ставится под сомнение достоверность информации об электрической структуре земли, получаемой методом вертикального электрического зондирования (ВЭЗ). Утверждается, что измеряемое этим методом кажущееся удельное сопротивление земли ρ_k для различных разносов измерительных электродов установки ВЭЗ существенно зависит от удельного сопротивления поверхностного слоя земли, в результате чего определение электрической структуры земли производится с недопустимой погрешностью. На основании этого делается вывод о необходимости ограничения применения метода ВЭЗ в практике проектирования заземляющих устройств электроустановок.

Любое категорическое утверждение должно быть обосновано. Применительно к рассматриваемому в статье вопросу такое обоснование можно получить путем сопоставления результатов интерпретации кривых ВЭЗ, полученных из одного

центра зондирования при различных значениях удельного сопротивления поверхностного слоя земли. Сравнивать результаты интерпретации кривых ВЭЗ необходимо потому, что они дают количественную характеристику геоэлектрического разреза земли с указанием удельного сопротивления отдельных слоев земли и их глубин залегания. Кроме того, именно результаты интерпретации кривых ВЭЗ используются при расчете заземляющих устройств.

В обсуждаемой статье вместо оценки влияния удельного сопротивления поверхностного слоя земли на результаты интерпретации кривых ВЭЗ анализируется кажущееся удельное сопротивление, которое, как известно, только качественно характеризует электрическую структуру земли относительно определенных разносов измерительных электродов установки ВЭЗ и не может непосредственно служить объективной оценкой параметров геоэлектрического разреза земли. Утвержде-

Наименование подстанции	Площадь заземляющего устройства, м ²	Длина вертикальных электродов, м	Длина ВЭЗ		Сопротивление заземляющего устройства, Ом		Погрешность расчета, %
			удельное сопротивление, Ом·м	глубина залегания слоев, м	измеренное	расчетное	
Георгиу—Деж [Л. 2]	1150	0	4200 240	2,9	1,75	1,51	13,6
Ленинград—Северная (зима) [Л. 3]	375	2,25	400 1700 1000 110	0,35 2,0 3,35	7,0	7,48	6,9
Ленинград—Северная (лето) [Л. 3]	375	2,25	150 1000 110	0,35 3,35	5,0	5,04	0,8
Протасово (зима) [Л. 4]	300	2,25	4700 260 20	0,4 1,5	0,8	0,66	17,5
Протасово (лето) [Л. 4]	300	2,25	40 20	1,5	0,6	0,55	8,3
Радионовка (зима) [Л. 4]	600	2,25	6000 160 430 70	1,6 2,0 4,2	3,0	3,17	5,7
Радионовка (лето) [Л. 4]	600	2,25	710 110	1,0	2,18	2,26	3,6
Иштарreja (Португалия) [Л. 5]	12 650	0	11 500 1725 700 250	0,8 2,5 14,0	1,3	1,25	4,0
Минск—Восточная	62 500	5	2400 600	9,0	1,2	1,19	0,8
Старобинская	2800	5	1350 1600 400	0,2 0,9	4,2	3,75	10,6
Зоостровици	2840	5	650 2200 65	1,4	7,0	6,1	12,8
Нижний Тьюмут (Австралия) [Л. 6]	39 000	0	6000 4800 1700 850	0,35 2,8 11,2	2,15	2,2	2,3

ние автора о том, что на глубине 3/4 расстояния между измерительными электродами установки ВЭЗ ρ_k соответствует истинному удельному сопротивлению земли, необоснованно и, более того, оно противоречит основным положениям теории ВЭЗ.

Приведенные в статье Н. П. Катигроба результаты измерений ρ_k даже при корректном подходе к решению поставленной задачи не позволяют сделать определенного вывода по существу рассматриваемого вопроса, так как полученные значения ρ_k представляют собой незакономерную последовательность, в результате чего кривые ВЭЗ, построенные по этим данным, не поддаются интерпретации. Такой набор значений ρ_k может иметь место либо в результате недопустимо большой погрешности измерений, либо за счет того, что на площадке зондирования при промерзании поверхностного слоя земли образовались очаги весьма резкой горизонтальной неоднородности грунта.

Принципиальную ошибку допускает автор статьи и в том случае, когда анализ ρ_k производит путем сравнения его с эквивалентным удельным сопротивлением ρ_z , определяемым с помощью электрода заданных размеров, которое принимается за истинное удельное сопротивление земли. Следует заметить, что ρ_z соответствует истинному удельному сопротивлению только для однородной земли. Для рассматриваемой в статье неоднородной земли ρ_z будет зависеть как от параметров электрической структуры земли, так и от геометрических размеров электрода. В этом случае ρ_z будет давать интегральную оценку удельного сопротивления земли, а не его истинное значение.

Вывод автора о том, что при удельном сопротивлении верхнего слоя земли более 100 Ом·м метод ВЭЗ дает большие погрешности и применять его не следует, ни теоретически, ни практически не обоснован. Такому выводу противоречит многолетний опыт эксплуатации заземляющих устройств электроустановок, запроектированных с использованием данных ВЭЗ и сооруженных в различных районах СССР и ряде зарубежных стран.

Установлено, что независимо от удельного сопротивления верхнего слоя земли метод ВЭЗ позволяет с достаточной для практических целей точностью определять электрические параметры земли, поэтому целесообразность его использования в практике проектирования заземляющих устройств не вызывает сомнения.

В подтверждение сказанному в таблице приведена небольшая часть имеющихся у авторов результатов сопоставления расчета и измерения сопротивления растеканию заземляющих устройств подстанций, запроектированных с использованием данных об электрической структуре земли, полученных с помощью ВЭЗ. Расчеты выполнены авторами по методике [Л. 1], данные ВЭЗ и результаты измерений получены отечественными и зарубежными организациями, которые проектировали и сдавали в эксплуатацию заземляющие устройства [Л. 2—6].

Как видно из представленной таблицы, при удельном сопротивлении верхнего слоя земли, превышающем лимитированное Н. П. Катигробом 100 Ом·м в 10 и даже 100 раз, расчеты, базирующиеся на данных ВЭЗ, дают практически достоверные конечные результаты. Кроме того, на результаты расчета не оказывает практического влияния и сезон, в который выполнялось ВЭЗ — зимой или летом.

Вывод. В статье Н. П. Катигроба допущены принципиальные ошибки при подходе к решению поставленной задачи, что явилось причиной формального истолкования результатов измерений и необоснованных выводов об ограничении применения метода ВЭЗ в практике проектирования заземляющих устройств электроустановок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глушко В. И., Голуб Е. Л., Гончарик Е. П. Расчет заземляющих устройств подстанций в неоднородном грунте. — Энергетическое строительство, 1976, № 3.
2. Карякин Р. Н. Сопротивление растеканию контуров заземления тяговых подстанций переменного тока. — Электричество, 1966, № 3.
3. Целебровский Ю. В., Фельдман Н. М., Цирель Я. А. Экспериментальная подстанция 110 кВ с естественными заземлителями. — Электрические станции, 1974, № 8.
4. Целебровский Ю. В., Шестопапов В. И., Овчаров Э. А. Экспериментальные подстанции 35/10 кВ с бетонными фундаментами. — Энергетическое строительство, 1973, № 7.
5. Guerra P. Estudo de terras. — Electricidade, 1975, 19, № 115.
6. Earthing desing of electrical installations in the Snowy Mountains area/ I. A. Callow, K. W. Mackley, G. B. Fyrst. — Electrical and Mechanical Engineers Trans. of the Institution of Engineers, Australia, 1964, vol. 6, № 2.

Показатели грозозащиты электроустановок и электробезопасности их обслуживания в большой степени зависят от правильного определения удельного сопротивления земли ρ . Представленные отклики базируются на двуслойной расчетной модели земли, основные параметры которой ρ_1 , ρ_2 и h , на мой взгляд, достаточно не обоснованы. За ρ_1 и ρ_2 обычно берут средние значения ρ в пределах каждого слоя. Однако усреднение ρ в верхнем и нижнем слоях вызывает значительные ошибки при расчетах заземлений.

В связи с расширением площадей подстанций метод пробного электрода для определения $\rho_{пр}$ земли был заменен методом ВЭЗ. При этом он был рекомендован не только для больших подстанций, но и для подстанций 10/0,4 кВ. Замена одного метода другим оправдана для заземлителей, имеющих большую площадь, а для сосредоточенных заземлителей требует технико-экономического обоснования.

Согласно [Л. 1] при размерах площадки для подстанции до 100×100 м необходимая глубина зондирования должна быть равна 170 м. Однако можно ли считать такую глубину обоснованной для подстанций 10/0,4, 35/10 и 110/10 кВ, площадь которых находится в пределах от 2×2 м до 30×30 м. С целью получения кривых ВЭЗ, удобных для интерпретирования, в откликах рекомендуется проводить измерения с большими разносами (до 100—150 м). Но при этом получим расчетное ρ для слоев, в которых не будет работать электрическое поле заземлителя электроустановки: для подстанции 10/0,4 кВ (и даже для подстанции 110/10 кВ) электрическое поле заземлителей не достигнет глубины 100—150 м. Для получения правильных значений расчетного ρ глубина зондирования должна быть строго увязана с электрическим полем заземлителя.

В качестве измерительного использовался прибор австрийской фирмы «Nogma» (с проверкой прибором М-416), обладающий более высокой разрешающей способностью, чем прибор М-416. Так, для диапазона измерений 0,1—5 Ом сопротивление измерительных электродов для М-416 не должно превышать 10 Ом, а для прибора «Nogma» оно может достигать 5000 Ом.

В. И. Глушко и Е. П. Гончарик привели в отклике таблицу, показывающую практически полное совпадение расчетных и измеренных значений сопротивления заземлителей подстанций. Данные этой таблицы не позволяют выполнить объективный сравнительный анализ расчетных и измеренных значений, так как не указаны условия проведения экспериментов.

Согласно [Л. 1] для приведения измеренных значений параметров электрической структуры земли к расчетным вводится сезонный коэффициент. Для получения этого коэффициента нужно знать влажность почвы. Необоснованность рекомендуемых коэффициентов подтверждается невозможностью получить ответы на следующие вопросы: для какого слоя земли (слоя почвы или слоя сезонных изменений) определять влажность; каким прибором определять влажность; что значит «средняя влажность»; как учитывать изменение влажности по глубине; на основании каких исследований приняты значения коэффициентов сезонности.

Выполненная автором на одной из опытных площадок проверка расчетных и измеренных значений сопротивления R показала значительное расхождение между ними. Расчетное значение R по данным измерений ρ методом ВЭЗ определялось по методике [Л. 1]. Для заземляющей сетки заданных размеров оно оказалось равным 0,2 Ом. Измеренное значение этой сетки превышало расчетное более чем в 10 раз. О несоответствии между расчетными и измеренными значениями указывается и в других источниках [Л. 2—4].

Вопрос о том, когда измерять ρ земли методом ВЭЗ (летом или зимой) геофизики и проектировщики заземлений решают по-разному, учитывая разные цели. Так как заземле-

ние должно работать в течение года, проектировщики обязаны производить измерения и зимой. В обсуждаемой статье показано, что использование для этой цели приборов МС-08 и М-416 приводит к значительным ошибкам.

В. И. Глушко и Е. П. Гончарик считают, что значения кажущегося удельного сопротивления земли, приведенные в таблице обсуждаемой статьи, необходимо интерпретировать. Это не сделано потому, что в период замерзания поверхностного слоя данные измерений ВЭЗ не поддаются интерпретации, и мы вынуждены анализировать изменения ρ_k в процессе замерзания поверхностного слоя земли. За рассмотренный период ρ_k увеличилось для разных расстояний между измерительными электродами в 10—47,5 раз. Такое увеличение ρ_k объясняется неравномерностью промерзания земли на глубине и невозможностью обеспечить одинаковый контакт измерительных электродов с мерзлой землей. Увеличение ρ_k должно вызвать соответствующий рост $\rho_{пр}$ у заземлителей разных конструкций. В то же время установлено, что за исследованный период времени сопротивление заземлителей практически не изменилось. Надо сказать, что в [Л. 5] приведены многочисленные графики ρ_k также без интерпретации.

В обсуждаемой статье приведены результаты проверки гипотезы о том, что ρ_k на глубине 3/4 расстояния между измерительными электродами установки ВЭЗ соответствует истинному ρ земли, и анализ результатов измерений. Результаты трехлетних измерений позволяют сделать следующие выводы. Из двух показателей ρ_k и $\rho_{пр}$ я считаю более правильным $\rho_{пр}$ — удельное сопротивление пробного электрода. Оно учитывает R_k . В увлажненных слоях (слои толщиной 4—5 м) наблюдается примерное соответствие ρ_k и $\rho_{пр}$. Значительное несоответствие ρ_k и $\rho_{пр}$ в неувлажненном слое я объясняю плохим контактом пробного электрода с землей, вызванным недостаточным увлажнением. Большая разница между соседними результатами измерений ρ_k (при отсутствии такой разницы у $\rho_{пр}$) соответствует большой разнице ρ поверхностного слоя в дни измерений. Эту разницу между ρ_k я объясняю влиянием поверхностного слоя.

Выводы. 1. Доводы авторов откликов необоснованы, так как не учитывают влияния поверхностного слоя земли на результаты зондирования приборами МС-08 и М-416. В обсуждаемой статье рассматривалось влияние поверхностного (но не верхнего) слоя двухслойной модели земли на ρ_k , а А. И. Якобс и А. А. Пожидаяев считают понятия поверхностного и верхнего слоев идентичными.

2. Рекомендую для определения ρ земли метод ВЭЗ, мы должны решить вопрос о приборах для этих целей. Если использовать геофизические приборы, то надо решить вопрос обеспеченности этими приборами. Если же использовать приборы МС-08 и М-416, то надо решить вопрос устранения ошибок, вызванных применением этих приборов зимой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Временные руководящие указания по проектированию заземляющих устройств подстанций напряжением 3—750 кВ. — М.: Изд. ин-та «Энергосетьпроект», 1979.
2. Лихачев Ф. А. Проверка и испытание заземляющих устройств и защита от перенапряжений электросетей. — Энергетик, 1980, № 4.
3. Курьянович Ю. М., Гончарик Е. П. Об измерении сопротивления заземляющих устройств. — Электрические станции, 1980, № 9.
4. Альтшулер Э. Б. Некоторые вопросы обеспечения условий электробезопасности в электроустановках Крайнего Севера. — Промышленная энергетика, 1980, № 3.
5. Якупов В. С. Электропроводность и геоэлектрический разрез мерзлых толщ. — М.: Наука, 1968.

От редакции

В современных условиях, характеризующихся стремлением к максимальному повышению экономичности всех элементов системы электроснабжения, включая заземляющие устройства, приобретают важное значение методы уточнения исходных данных, необходимых для проектирования. Это

в полной мере относится и к заземляющим устройствам. Здесь наиболее сложным оказалось определение расчетных параметров электрической структуры земли. Перенесение в практику предпроектных изысканий при проектировании заземляющих устройств геофизических методов вертикального электри-

IX Всесоюзная научно-техническая конференция по применению токов высокой частоты в электротермии

(24—27 марта 1981 г., Ленинград)

Конференция, организованная на базе ВНИИ ТВЧ им. В. П. Вологодина при участии научно-технических обществ машиностроительной, энергетической и электротехнической промышленности, Минвуза СССР, Минчермета и других организаций, совпала со 100-летием основоположника высокочастотной электротермии, пионера высокочастотной техники Валентина Петровича Вологодина.

На пленарном заседании с содержательным докладом «Задачи высокочастотной электротермии в свете решений XXVI съезда КПСС» выступил, директор ВНИИ ТВЧ Ф. В. Безменов. Он отметил огромную роль высокочастотной электротермии в выполнении решений съезда по повышению качества промышленной продукции и экономии металлов на основе применения новых технологических методов с использованием ТВЧ, высокочастотной плазмы, новых методов производства полупроводниковых приборов.

Интересными и содержательными были выступления сотрудника Госплана СССР Н. А. Богатова и заместителя директора ВНИИ ТВЧ Т. Ф. Шуккеля по перспективам развития ТВЧ и производства электротермического оборудования, разработанного во ВНИИ ТВЧ.

Основные проблемы ТВЧ обсуждались на заседаниях семи секций, в работе которой приняли участие свыше 300 специалистов из разных городов страны. Весьма характерна тематика докладов: наряду с традиционной тематикой по индукционному нагреву нашли отражение и новые направления высокочастотной электротермии.

В докладе «Термообработка полусей заднего моста больших грузовых автомобилей» была показана актуальность технологии термоупрочнения полусей заднего моста с целью повышения срока службы и облегчения данной конструкции при большой экономии металла и времени на обработку. Весьма актуальной представляется и тема доклада «Упрочняющая термическая обработка труб нефтяного сортамента с использованием индукционного нагрева» в связи с широким размахом нефтедобычи и строительства газо-нефтепроводов большой протяженности с явно выраженной тенденцией повышения давления в трубах.

С большим интересом был заслушан доклад «Индукционный нагрев для термообработки валков на металлургических заводах». В докладе отмечалось, что на металлургических заводах внедрены восстановительная электротермообработка, промежуточный электроотпуск и подогрев валков перед их закалкой. В качестве восстановительной операции, а также профилактической обработки применяется перезакалка рабочих валков. Внедрение индукционного нагрева валков позволило повысить их стойкость в 1,5 раза, что дало большой экономический эффект.

В докладе «Применение индукционного нагрева для термической обработки железнодорожных рельсов и элементов стрелочных переводов» указывалось, что в настоящее время основным направлением повышения качества рельсов всех ви-

дов является их термическое упрочнение по всей длине, причем ведущее место в технологии термоупрочнения принадлежит ТВЧ. На заводе «Азовсталь» внедрен опытно-промышленный рельсозакалочный агрегат мощностью 150 тыс. рельсов в год. Эта тематика была продолжена в докладах «Свойства рельсов тяжелых типов, закаленных с нагрева токами высокой частоты» и «Разработка и освоение промышленной технологии термоупрочнения рельсов с нагрева ТВЧ». В них отмечено, что рельсы, поверхностно закаленные с нагрева ТВЧ на заводе «Азовсталь», обладают рядом преимуществ: высокой прямолинейностью, образованием в периферийных слоях головки сжимающих остаточных напряжений, способствующих повышению усталостной прочности и «живучести» рельсов, повышением сопротивляемости волнообразному износу и др.

Доклады, посвященные индукционному нагреву и термообработке тонкостенных труб из высоколегированных сталей и сплавов, а также поверхностному электротермическому упрочнению титанового сплава вызвали у слушателей особый интерес из-за актуальности тематики.

Целая группа докладов («Пути улучшения технико-экономических показателей индукционных закалочных установок», «Пути экономии электроэнергии в высокочастотной электротермии», «Применение импульсного индукционного нагрева в кузнечном производстве» и др.) характерна для нынешнего этапа развития высокочастотной электротермии в связи с большими объемами работ и расходом электроэнергии, а также необходимости совершенствования технологии нагрева. Работы в этом направлении нашли отражение и в тематике докладов ряда ведущих организаций: «Новые направления развития индукционных плавильных печей», «Результаты исследований по повышению эффективности индукционных плавильных печей» и др. Такое внимание этой тематике не случайно, оно является требованием времени к технике электротермии. Разумеется, обсуждение этой темы еще не является залогом правильности и эффективности принятых решений. Несомненно, что перед разработчиками и эксплуатационными работниками высокочастотной электротермии стоят большие трудности в повышении эффективности использования этой прогрессивной технологии. Всем этим докладам секция «Технология и оборудование индукционного нагрева металлов», руководимая д. т. н. А. Е. Слухоцким и В. Г. Шевченко, уделила достаточное внимание и приняла развернутые решения.

Много докладов было представлено на секцию «Высокочастотная сварка», руководимую к. т. н. В. Н. Ивановым. В докладах «Состояние проблемы и перспективы высокочастотной сварки труб», «Оборудование для высокочастотной сварки», «Совершенствование технологии и оборудования для высокочастотной сварки спиральношовных труб» и других приводились материалы главным образом описательного фактологического характера. Как следует из докладов, нет еще

ческого зондирования земли (ВЭЗ) целесообразно лишь с учетом конструктивных параметров заземляющих устройств электроустановок и предъявляемых к ним требований. Публикация статьи Н. П. Катигроба и преследовала цель привлечь внимание специалистов к уточнению рекомендаций по использованию геофизических методов экспериментального определения электрических параметров земли применительно к проектированию заземляющих устройств. К сожалению, содержащийся в статье Н. П. Катигроба ряд отмеченных в ходе дискуссии ошибочных положений и выводов не позволил

в достаточной мере достичь поставленной цели.

Заканчивая обсуждение статьи Н. П. Катигроба, редакция подчеркивает важность правильного понимания и использования методов экспериментального нахождения параметров электрической структуры слоя земли, оказывающего определяющее влияние на электрические характеристики заземляющих устройств электроустановок, и считает целесообразным в будущем публиковать материалы (статьи), посвященные особенностям применения геофизических методов, в частности для целей проектирования заземляющих устройств.

углубленного отношения к проблемам высокочастотной сварки, несмотря на то, что они представляются актуальными и важными для народного хозяйства.

В докладах этой секции нашли отражение работы по высокочастотной сварке оболочек кабелей. К сожалению, и в докладах этой тематики несмотря на огромное народно-хозяйственное значение проблемы, не было критического разбора проведенных работ, не указывались задачи по повышению их эффективности; докладчики ограничились фактологическими описаниями.

Весьма интересные и важные доклады «К выбору зоны визирования фотодатчика для регулирования режима ВЧ сварки» и «Контроль процесса ВЧ сварки по величине и распределению магнитного потока в системе» также были недостаточно нацелены на то, чтобы мобилизовать внимание конференции на необходимость совершенствования технологии сварки с целью ее большей автоматизации.

В секции «Ростовое оборудование и спецтехнология», руководимой к. т. н. **В. И. Добровольской**, были заслушаны и обсуждены доклады по весьма актуальным вопросам, отражающим современные проблемы техники полупроводников. К сожалению, в работе секции за некоторым исключением (например, доклад «Анализ состояния разработки процессов и оборудования для производства ленточных кристаллов кремния») большинство докладов отражало состояние устаревшей техники, не были поставлены задачи и проблемы.

Особый интерес представляют материал докладов «Применение плавки во взвешенном состоянии в научных исследованиях» и «О промышленном применении плавки во взвешенном состоянии». Несмотря на то, что создание технологии плавки имеет давнюю историю, она актуальна и в современной науке и технике.

Наименьшее число докладов обсудила секция «Применение высокочастотной плазмы», руководимая **И. П. Дашкевичем**. Это объясняется тем, что ВНИИ ТВЧ незадолго до конференции проводилось совещание по этим вопросам.

В докладе **И. П. Дашкевича** «Применение высокочастотной плазмы в промышленности» указывается: «в условиях научно-технической революции все большее значение приобретают новые перспективные процессы и установки, основанные на применении электрических разрядов, среди которых важнейшее место занимает низкотемпературная плазма... До последнего времени широкое внедрение плазменной технологии сдерживалось отсутствием соответствующего оборудования... Разработаны и освоены промышленностью плазменные установки универсального назначения в 60 и 160 кВт, ведется

разработка плазматронов в 1000 кВт. Последние установки можно применять во множестве технологических процессов, в том числе для создания декоративных покрытий в домостроении, повышения стойкости металлорежущих инструментов и т. п.»

К сожалению, упомянутый доклад, как и ряд других обсужденных на секции, носит описательный характер.

Весьма насыщена была программа секции «Технология и оборудование высокочастотного нагрева диэлектрических материалов», руководимой к. т. н. **Н. А. Павловым**. Весьма перспективными представляются следующие доклады: «Применение ВЧ нагрева для добычи высоковязких нефтей и битумов», «Современное состояние и перспективы применения ВЧ диэлектрического нагрева в технологических процессах горного производства», «Применение ВЧ электротермии для предпосевной обработки семян овощных культур», «Основные направления научных исследований по применению СВЧ энергии в сельском хозяйстве».

Секция «Математическое моделирование», руководимая к. т. н. **В. С. Немковым**, обсудила много докладов, несмотря на то, что этим вопросам недавно посвящалось специальное совещание. Это свидетельствует о несомненных успехах в этой области науки и техники, показывает эффективность моделирования процессов и устройств для их совершенствования. Вместе с тем нельзя не отметить измеченность тематики некоторых докладов, практически описывающих одну и ту же систему, что снижает интерес слушателей. Большинство докладов секции «Источники питания токами высокой частоты», руководимой д. т. н. **А. С. Васильевым**, посвящено описанию конкретных установок. Разумеется, и такие доклады представляют интерес, но для участников конференции были бы весьма полезны и более общие доклады, в том числе теоретического характера.

Следует особо отметить положительное решение секции «Высокочастотная сварка» о необходимости более тесного сотрудничества и согласования работ ведущих организаций в области применения токов высокой частоты. Это относится к ИЭС им. **Е. О. Патона**, ВНИИ ТВЧ им. **В. П. Володина** и ВНИИ ЭТО.

По всем обсужденным на конференции вопросам приняты развернутые рекомендации, которые помогут дальнейшему развитию и совершенствованию техники высокочастотной электротермии в XI пятилетке.

ВОЛОГДИН В. В., КОРХИН Ю. Г., РОГИНСКИЙ В. Ю.



БОРИС МИХАЙЛОВИЧ ТАРЕЕВ

(К 75-летию со дня рождения)

Доктор технических наук, профессор Борис Михайлович Тареев — ведущий специалист в области электротехнических материалов, электроизоляционной и кабельной техники и физики диэлектриков — родился 31 августа 1906 г. в Загорске.

Важнейшие этапы научной, педагогической и производственной деятельности Б. М. Тареева: с 1929 г. (после окончания МВТУ) по 1934 г. — заведующий электрофизической лабораторией завода «Динамо» им. С. М. Кирова; с 1930 по 1947 г. — доцент кафедры электротехнических материалов и кабелей Московского энергетического института; с 1945 по 1947 г. — докторант лаборатории физики диэлектриков Физического института им. П. Н. Лебедева АН СССР; с 1947 по 1973 г. — заведующий кафедрой электротехнических материалов Всесоюзного заочного энергетического института (ВЗЭИ), впоследствии реорганизованного в Московский институт радиотехники, электроники и автоматики (МИРЭА).

В 1948 г. Борис Михайлович защитил докторскую диссертацию на тему «Нагревостойкая электрическая изоляция»; в 1949 г. был утвержден в ученом звании профессора.

Основные направления научной работы Б. М. Тареева: установление связей электрических и тепловых свойств диэлектрических материалов с их составом и структурой; изучение влияния факторов окружающей среды (температуры, влажности, химически активных веществ и т. п.) на свойства материалов; исследования и разработка новых материалов, в частности, органических полимеров, слюдяных и асбестовых материалов, оксидной изоляции, стеклоэмалей, стекловолоконистой изоляции; разработка новых конструкций электротехнических и радиоэлектронных компонентов — резисторов, конденсаторов, электронагревательных элементов, а также проводов и кабелей; разработка методов герметизации и тропикадизации электрических устройств и радиоэлектронной аппаратуры.



На протяжении многих лет Б. М. Тареев ведет большую работу в области научно-технической информации. Он начал работать во Всесоюзном институте научной и технической информации с 1955 г. — с момента организации отдела электротехники и энергетики (ОЭЭ) ВИНТИ — и в 1974 г. перешел в ВИНТИ на основную работу, оставаясь профессором МИРЭА. С 1959 г. и по настоящее время Борис Михайлович — главный редактор научно-информационных изданий ОЭЭ; он также является членом Главной редакционной коллегии и председателем Консультативного совета по научно-технической информации ВИНТИ. Его широкий кругозор, выдающаяся научная эрудиция, знание многих иностранных языков обеспечили высокое качество реферативного журнала «Электротехника и энергетика», обзоров «Итоги науки и техники» и многих других изданий, а также научной работы, проводимой ОЭЭ ВИНТИ.

Профессор Б. М. Тареев — член редакционных коллегий журнала «Электричество» и «Электротехнические материалы», главный редактор межвузовских

сборников научных трудов «Материалы радиоэлектроники», член редакционных советов издательства «Высшая школа» и «Мир».

Б. М. Тареевым (единолично и в соавторстве) написано более 400 трудов, в числе которых учебники для вузов и техникумов, учебные пособия, монографии, фундаментальные справочники, словари, библиографические указатели и т. п. Некоторые его труды изданы на иностранных языках и переведены на языки народов Советского Союза. Б. М. Тареев имеет также ряд авторских свидетельств на изобретения и был руководителем разработки нескольких стандартов.

Борис Михайлович — активный деятель научно-технической общественности нашей страны и международных организаций. Он — заслуженный член НТО с 1950 г., а с 1971 г. — председатель Секции электрической изоляции при Центральном правлении НТО энергетики и электротехнической промышленности, член Комитета научно-технической терминологии АН СССР, член Научно-методического совета полупроводниковой и изоляционной техники Минвуза СССР и Головного совета по физике твердого тела Минвуза РСФСР, член советских рабочих групп № 1 («Терминология») и № 15 («Электроизоляционные материалы») Международной электротехнической комиссии, член Научного совета по физике сегнетоэлектриков и диэлектриков АН СССР. В 1964—1966 гг. и в 1968—1969 гг. в качестве эксперта ЮНЕСКО Б. М. Тареев вел преподавание и готовил национальные научные кадры в вузах Индии.

Партия и правительство высоко оценили многогранную научную педагогическую и общественную деятельность Б. М. Тареева, наградив его орденами и медалями. В 1952 г. он удостоен Государственной премии СССР, в 1976 г. ему присвоено почетное звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество», группа товарищей

Редакция журнала «Электричество» информирует Вас о книгах, выпускаемых Энергоиздатом в 1982 г.

С аннотациями на нижеперечисленные книги Вы можете ознакомиться в плане выпуска литературы Энергоиздата на 1982 г., который имеется во всех книжных магазинах.

Номера позиций даны по плану.

142. Антонов М. В., Герасимова Л. С. Технология производства электрических машин: Учеб. пособие для вузов. — 30 л.
143. Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами: Учеб. пособие для вузов. — 31 л.

144. Сборник задач и упражнений по теоретическим основам электротехники: Учеб. пособие для вузов/ Под ред. проф. П. А. Ионкина. — 42 л.

145. Специальные электрические машины: Учеб. пособие для вузов/ А. И. Бертинов, Б. Л. Алиевский, Д. А. Бут и др.; Под ред. А. И. Бертинова. — 39 л.

146. Тареев Б. М. Физика диэлектрических материалов: Учеб. пособие для вузов. — 20 л.

147. Электротехнологические промышленные установки: Учеб. пособие для вузов/ Под ред. проф. А. Д. Свенчанского. — 23 л.

148. Харченко В. М. Основы электротехники: Учеб. пособие для техникумов. — 21 л.

149. Электрические измерения: Учеб. для техникумов/ Р. М. Демидова-Панферова, В. Н. Малиновский и др. — 22 л.

150. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник/ А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соколенская. — 21 л.

151. Справочная книга по светотехнике/ Под ред. Ю. Б. Айзенберга, С. А. Ключева, М. М. Гуторова и др. — 56 л.

152. Справочник по автоматизированному электроприводу/ Под ред. Б. А. Елисеева и А. В. Шинянского. — 75 л.

153. Аполлонский С. А. Расчет электромагнитных экранирующих оболочек. — 10,5 л.

154. Бальян Р. Х., Сиверс М. А. Тиристорные генераторы, инверторы, усилители. — 15,5 л.

155. Лидоренко Н. С., Мучник Г. Ф. Электрохимические генераторы. — 27 л.

156. Основы взрывозащиты электрооборудования/ Н. Ф. Шевченко, М. В. Хорунский, Н. А. Байков и др. — 19,5 л.

157. Поливанов К. М. Электродинамика движущих тел. — 12,5 л.

158. Электронная аппаратура для стимуляции органов и тканей/ В. А. Беззубиков, В. Бичик, А. И. Васильев и др.; Под ред. Р. Ц. Утямышева и М. Врана. — 27 л.

159. Агеев Ю. Н., Богданов Н. Н. Ремонт гидрогенераторов. — 15,5 л.

160. Боднар В. В. Нагрузочная способность масляных трансформаторов. — 12 л.

161. Бродовский В. Н., Каржавов Б. Н., Рыбкин Ю. Н. Бесколлекторные тахогенераторы постоянного тока. — 6 л.

162. Глебов И. А., Домбровский В. В., Пинский Г. Б. Гидрогенераторы. — 28 л.

163. Данку А., Фаркаш А., Надь Л. Электрические машины: Сборник задач и упражнений/ Пер. с венг. — 28 л.

164. Крайз А. Г., Аншин В. Ш., Мейксон В. Г. Трансформаторы для промышленных электрических печей. — 18,5 л.

165. Лейтман М. Б. Автоматическое измерение и регистрация выходных параметров электродвигателей. — 8 л. — (Методы и аппаратура).

166. Поспелов Л. И. Конструкции авиационных электрических машин. — 23 л.

167. Дзербицкий С., Вальчук К. Токоограничивающие выключатели переменного тока: Пер. с польск. — 10 л.

168. Рудык А. Р., Любинский Д. Л. Технология миниатюрных реле. — 25 л.

169. Теория и конструкции выключателей/ Под ред. Ч. Х. Флершейма: Пер. с англ. — 39 л.

170. Валеев Х. С., Квасков В. Б. Нелинейные металлоксидные полупроводники. — 9 л.

171. Дикерман Д. Н., Кунегин В. С. Провода и кабели с фторопластовой изоляцией. — 8 л.

172. Ларин Ю. Т., Плетнева И. М. Ленточные провода. — 9 л.

173. Муниц Н. М. Защита силовых кабелей от коррозии. — 12 л.

174. Надежность кабелей и проводов для радиоэлектронной аппаратуры/ С. Б. Веселовский, А. Н. Дудкевич, Л. И. Крайнихфельд, И. Б. Пешков. — 14 л.

175. Шарле Д. Л. Конструирование и расчет городских телефонных кабелей. — 14 л.

176. Булатов О. Г., Царенко А. И. Тиристорно-конденсаторные преобразователи. — 12 л.

177. Глух Е. М., Зеленов В. Е. Защита полупроводниковых преобразователей. — 2-е изд., перераб. — 12,5 л.

178. Грехов И. В., Линичук И. А. Тиристоры, выключаемые током управления. — 8 л.

179. Джюджи Л., Пелли В. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Пер. с англ. — 35 л.

180. Исаев И. Н., Иньков Ю. М., Маричев М. А. Вероятностные методы расчета силовых полупроводниковых преобразователей. — 6 л.

181. Силовая электроника: Примеры и расчеты/ Ф. Чаки, И. Герман, И. Ипшич и др.: Пер. с англ. — 26 л.

182. Барышников В. Д., Куликов С. Н. Автоматизированные электроприводы машин бумагоделательного производства. — 8 л.

183. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. — 3-е изд., перераб. — 14 л.

184. Трахтенберг Р. М. Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением. — 10,5 л.

186. Эпштейн И. И. Автоматизированный электропривод переменного тока. — 12 л.

186. Луизов А. В. Глаз и свет. — 10,5 л.

187. Бровев Ю. М., Медведев А. В., Бараненко В. С. Уплотняющие устройства электропечей сопротивления. — 2-е изд., перераб. — 5 л.

188. Данцис Я. Б. Методы электротехнических расчетов мощных электропечей. 2-е изд., перераб. и доп. — 15,5 л.

189. Донской А. В., Келлер О. К., Кратыш Г. С. Ультразвуковые электротехнологические установки. — 2-е изд., доп. — 19,5 л.

190. Жеребцов И. П. Электрические и магнитные цепи: (Основы электротехники). — 14,5 л.

191. Комский Д. М., Игошев Б. М. Электронные автоматы и игры. — 9,5 л.

192. Мазель К. Б. Трансформаторы электропитания. — 4,5 л.

193. Манойлов В. Е. Электричество и человек. — 2-е изд., перераб. и доп. — 10,5 л.

194. Синельников А. Х. Электронные приборы для автомобилей. — 5 л.

195. Денисов А. А., Колесников Д. Н. Теория больших систем управления: Учебник для вузов. — 18 л.

196. Ильин В. А. Телеуправление и телеизмерение: Учеб. пособие для вузов. — 3-е изд., перераб. и доп. — 29 л.

197. Стефани Е. П. Основы построения АСУ ТП: Учеб. пособие для вузов. — 18,5 л.

198. Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы. Справочник/ А. Б. Баюков, А. В. Гитцевич, А. А. Зайцев и др.; Под общ. ред. Н. Н. Горюнова. — 35 л.

199. Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Справочник/ В. Л. Аронов, А. В. Баюков, А. А. Зайцев и др.; Под общ. ред. Н. Н. Горюнова. — 45 л.

200. Хофманн Д. Техника измерений и обеспечение качества: Справочная книга. Пер. с нем. — 50 л.

201. Абрамов О. В., Бернацкий Ф. И., Здор В. В. Параметрическая коррекция систем управления. — 10 л.

202. Венгеров А. А., Щаренский В. А. Прикладные вопросы оптимальной линейной фильтрации. — 12,5 л.

203. Гмошинский В. Г. Инженерное прогнозирование. — 10,5 л.

204. Ключев А. С., Колесников А. А. Оптимизация автоматических систем управления по быстродействию. — 15,5 л.

205. Лекус В. Д., Ровинский В. Э. Оценка устойчивости систем с запаздыванием. — 6 л.

206. Глазунов Л. П., Смирнов А. Н. Проектирование технических систем контроля и диагностики. — 12,5 л.

207. Горяшко А. П. Логические схемы и реальные ограничения: Методы синтеза, оценка сложности. — 10,5 л.

(Окончание в следующем номере)

СОДЕРЖАНИЕ

Будзко И. А., Зуль Н. М. — Комплексная автоматизация сельских электрических сетей	1	Рассальский А. Н., Машкин В. А., Михайловский Ю. А. — Расчет максимальной температуры катушечных обмоток трансформаторов	45
Веников В. А., Карташев И. И., Федченко В. Г., Макарова Т. П., Едемский С. Н., Полевая В. П., Чехов В. И. — Современное состояние и перспективы развития статических компенсаторов реактивной мощности	6	Немсадзе Ш. А., Торонджадзе А. Г. — Определение оптимальной частоты магнитно-импульсной установки	48
Копылов И. П., Сандлер А. С., Шакарян Ю. Г., Лабунец И. А., Шапиро Л. Я., Азимов Р. А., Лохматов А. П., Мурзаков А. Г. — Электропривод переменного тока с бесконтактной машиной двойного питания	12	СООБЩЕНИЯ	
Староверов Г. М., Иванов Г. В. — Особенности теплового расчета вентилей в аварийных режимах	16	Вишневецкий А. М. — К расчету трехмерных электрических полей	49
Кутарев А. М., Сипайлов Г. А., Хорьков К. А. — Расчет электромагнитного поля и параметров экранированных лобовых частей однофазного ударного генератора	22	Грач И. М., Урсейтов О. У. — Синтез эйконала заданной структуры путем реализации определенного закона изменения характеристики среды	52
Васильев Ю. К., Лазарев Г. В. — Анализ температурных полей многослойных обмоток возбуждения	27	Меерович Э. А., Додзина Т. Я. Раздельные индуктивности рассеяния обмоток трансформаторов тока	54
Высочанский В. С. — Статические преобразователи частоты для питания синхронных двигателей	32	Основич Л. Д., Основич В. Л. — Расчет магнитного поля в электрических машинах при смешанных граничных условиях	56
Михайлов В. М. — Расчет магнитного поля при резком скин-эффекте с помощью интегральных уравнений первого рода	37	Бураков А. М., Геллер Р. Л., Подольский В. В., Синаюк С. Л., Цветков В. А. — Оценка электромагнитных сил, действующих на листы крайних пакетов статора мощного генератора	59
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ		Иоссель Ю. Я., Струнский М. Г. — Об оценке емкости уединенных проводников, имеющих форму тел вращения	63
Карякин Р. И., Солнцев В. И. — Расчет сопротивления заземлителей, образованных железобетонными фундаментами	42	Кацевич В. Л., Никольский А. А., Чулин В. И. — Оптимальное по критерию минимума потерь управление электроприводами постоянного тока	65
		ДИСКУССИИ	69
		ХРОНИКА	75

CONTENTS

Integrated Automation of Rural Networks — I. A. Budzko, N. M. Zul	1	U. A. Mikhailovski	45
The Current State and Prospects for the Development of Static Reactive Power Compensators — V. A. Venikov, I. I. Kartashev, V. G. Fedchenko, T. P. Makarova, S. N. Yedemski, V. P. Polevaya, V. I. Chekhov	6	Finding the Optimum Frequency for a Magneto-Impulse Installation — S. A. Nemsadze, A. G. Torondjadze	48
An A. C. Drive With a Contactless Doubly-Fed Machine — I. P. Kopylov, A. S. Sandler, U. G. Shakarian, I. A. Labunetz, L. J. Shapiro, R. A. Azimov, A. P. Lokhmatov, A. G. Murzakov	12	REPORTS	
Special Aspects of Thermal Computations for Rectifiers Under Fault Conditions — G. M. Staroverov, G. V. Ivanov	16	On the Computation of Three-Dimensional Electric Fields — A. M. Vishnevski	49
Calculation of the Electromagnetic Field and Parameters of Screened End Turns in a Single-Phase Shock-Generator — A. M. Kutarev, G. A. Sipailov, K. A. Khorkov	22	Synthesis of an Eikonal of Given Structure Through Implementation of a Specific Relationship for Variations in the Characteristic of the Medium — I. M. Gratch, O. U. Urseitov	52
Analysis of Temperature Fields in Multi-Layer Excitation Windings — U. K. Vasiliev, G. V. Lazarev	27	Separation of the Leakage Inductance of Current Transformer Windings — E. A. Meyerovitch, T. J. Dodzina	54
Static Frequency Converters for Supplying Synchronous Motors — V. S. Visochanski	32	Computation of the Magnetic Field in Electric Machines for Displaced Boundary Conditions — L. D. Osnovitch, V. L. Osnovitch	56
Calculation of the Magnetic Field in the Presence of a Marked Skin Effect by Means of First Order Integral Equations — V. M. Mikhailov	37	Evaluation of Electromagnetic Forces Acting on the Sheets of Outside Stator Packages in a Large Generator — A. M. Burakov, R. L. Heller, V. V. Podolski, S. L. Sinauk, V. A. Tsvetkov	59
FROM OPERATING EXPERIENCE		On Evaluating the Capacitance of Individual Conductors Having the Shape of Bodies of Revolution — U. J. Yosel, M. G. Strunski	63
Computation of the Resistance of Grounding Devices Formed by Reinforced Concrete Foundations — R. N. Karyakin, V. I. Solntsev	42	Optimum Minimum Loss Control of D. C. Drives — V. L. Katsevitch, A. A. Nikolski, V. I. Chulin	65
Computation of the Maximum Temperature in Transformer Bobbin Windings — A. N. Rassalski, V. A. Mashkin,		DISCUSSION	69
		CHRONICLE	75

УДК 63:621.311-52
Комплексная автоматизация сельских электрических сетей. Будзко И. А., Зуль Н. М. — «Электричество», 1981, № 8.
Рассмотрены устройства комплексной автоматизации сельских электрических сетей, а также методические вопросы оценки надежности и эффективности этих устройств и систем. Библ. 3.

УДК 621.311.076.12.026.5
Современное состояние и перспективы развития статических компенсаторов реактивной мощности. Веников В. А., Едемский С. Н., Карташев И. И., Макарова Т. П., Полева В. П., Федченко В. Г., Чехов В. И. — «Электричество», 1981, № 8.
Дан обзор направлений и результатов исследований статических компенсаторов реактивной мощности. Приведено описание зарубежных статических компенсаторов, проектируемых и уже установленных на подстанциях мощных энергосистем. Библ. 1.

УДК 62-83:621.3.025.001.5
Электропривод переменного тока с бесконтактной машиной двойного питания. Копылов И. П., Сандлер А. С., Шакарян Ю. Г., Лабунец И. А., Шапиро Л. Я., Азимов Р. А., Лохматов А. П., Мурзаков А. Г. — «Электричество», 1981, № 8.
Рассмотрены основные свойства бесконтактной машины двойного питания (БМДП), варианты конструктивного выполнения, особенности систем питания и регулирования. Анализируются возможные обмотки применения БМДП и намечены перспективы их развития. Библ. 22.

УДК 621.314.63.014.001.24
Особенности теплового расчета силовых вентилях в аварийных режимах. Староверов Г. М., Иванов Г. В. — «Электричество», 1981, № 8.
Рассмотрено влияние на расчетные требования к вентилям в аварийных режимах динамических тепловых свойств вентилях, частоты и формы проходящих через вентиль импульсов тока. Учет этих факторов существенно меняет расчетную картину тепловых процессов в вентилях по сравнению с принятыми в настоящее время методиками. Даются рекомендации по расчету аварийных режимов вентилях с учетом динамики прибора и зависимости выделяющейся в приборе мощности от времени. Библ. 7.

УДК 621.313.12.001.24
Расчет электромагнитного поля и параметров экранированных лобовых частей однофазного ударного генератора. Кутарев А. М., Сипайлов Г. А., Хорьков К. А. — «Электричество», 1981, № 8.
Приведен алгоритм расчета двухмерных квазистационарных электромагнитных полей, позволяющий учитывать реальные размеры токопроводящих элементов и характер распределения вихревых токов в них. Показано, что степень снижения проводимости лобового рассеяния токопроводящими экранами различна при выполнении лобовых частей без отгиба и с отгибом на угол 90°. Показано, что наличие токопроводящих экранов приводит к снижению электродинамических усилий, действующих на лобовые перепоны обмотки статора. Библ. 12.

УДК 621.313.045.017.71.001.24
Анализ температурных полей многослойных обмоток возбуждения. Васильев Ю. К., Лазарев Г. В. — «Электричество», 1981, № 8.
Рассматривается метод расчета температурных полей многослойных обмоток прямоугольного и непрямоугольного сечения при симметричных и несимметричных граничных условиях. Единный методологический подход ко всем практически имеющим место конструкциям создает благоприятные условия для инженерных расчетов. Исследуются погрешности предлагаемого и других методов в зависимости от геометрических соотношений и вариаций теплофизических параметров. Дается оценка переходного теплового процесса, и результаты расчетов сравниваются с опытом и моделированием. Библ. 10.

УДК 621.313.323:621.314.26.001.24
Статические преобразователи частоты для питания синхронных двигателей. Выходанский В. С. — «Электричество», 1981, № 8.
Показано, что в преобразователях частоты для питания синхронных двигателей использование вентилях выше, чем в преобразователях для асинхронных двигателей.
Рассмотрено использование вентилях в преобразователях частоты с непосредственной связью при естественной коммутации вентилях и в преобразователях с явно выраженным звеном постоянного тока с естественной и искусственной коммутацией. Показано, что в последнем случае использование вентилях и двигателя наиболее высокое. Библ. 10.

УДК 621.3.013.001.24:538.3
Расчет магнитного поля при резком скин-эффекте с помощью интегральных уравнений первого рода. Михайлов В. М. — «Электричество», 1981, № 8.
Показан переход от интегродифференциальных уравнений к интегральным уравнениям первого рода с помощью поверхностной плотности тока на функции времени. Приведены уравнения для систем проводников с плоскомеридианным и плоским полями. Предложено введение информации о распределении поля на проводниках. Результаты расчетов хорошо согласуются с экспериментальными данными. Библ. 14.

УДК 621.316.995.011.2.001.24
Расчет сопротивления заземлителей, образованных железобетонными фундаментами. Карякин Р. Н., Солицев В. И. — «Электричество», 1981, № 8.
Приведены результаты экспериментальных исследований искусственных, а также естественных заземляющих устройств. Предложена формула для расчета сопротивления растеканию сложных сосредоточенных естественных заземлителей, в качестве которых рассматриваются фундаменты зданий, расположенные в двухслойной земле, а также коэффициенты, позволяющие определять удельное эквивалентное электрическое сопротивление двухслойной земли как сумму двух слагаемых, каждое из которых определяется электрическим сопротивлением соответствующего слоя земли и зависит от мощности первого слоя земли и площади заземляющего устройства. Библ. 3.

УДК 621.314.212.045.12.017.71.001.24
Расчет максимальной температуры катушечных обмоток трансформаторов. Рассальский А. Н., Машкин В. А., Михайловский Ю. А. — «Электричество», 1981, № 8.
Метод расчета основан на совместном решении уравнений, описывающих температурные поля в катушке и охлаждающих каналах при сопряженных граничных условиях. С помощью эквивалентного коэффициента теплопроводности масла с горизонтальным каналом удается достаточно точно учесть теплоотдачу с горизонтальных поверхностей катушки. Библ. 4.

УДК 621.039.637.001.24
Определение оптимальной частоты магнитно-импульсной установки. Немсадзе Ш. А., Торонджадзе А. Г. — «Электричество», 1981, № 8.
Максимальное импульсное давление, действующее на поверхности обрабатываемой детали в магнитно-импульсной технологической или испытательной установке, зависит не только от значения энергии, накопленной в батарее конденсаторов, но и от частоты разрядного тока и безразмерного параметра установки. Полученное выражение для относительного импульсного давления в функции относительной частоты и параметра установки исследовано на экстремум и получена формула для определения оптимальной частоты. Приведен численный пример определения оптимальной частоты установки.

УДК 537.212.001.24
К расчету трехмерных электрических полей. Вишневский А. М. — «Электричество», 1981, № 8.
Рассматривается алгоритм расчета трехмерного электростатического и стационарного электрического поля, основанный на решении эквивалентных интегральных уравнений и реализуемый на ЦВМ, обеспечивающих решение систем линейных алгебраических уравнений высокого порядка. Приводятся результаты решения контрольных задач, иллюстрирующие эффективность предложенного алгоритма. Библ. 14.

УДК 538.56.001.24
Синтез эйконала заданной структуры путем реализации определенного закона изменения характеристики среды. Грач И. М., Урсейтов О. У. — «Электричество», 1981, № 8.
Показано, что применение естественных координат электромагнитного поля для описания эйконала позволяет найти закон изменения характеристики среды (диэлектрической и магнитной проницаемостей), реализующий заданное движение семейства лучей. Приведены примеры реализации движения лучей внутри сходящегося прямого конуса и однополостного гиперболоида. Библ. 3.

УДК 538.56.001.24
Синтез эйконала заданной структуры путем реализации определенного закона изменения характеристики среды. Грач И. М., Урсейтов О. У. — «Электричество», 1981, № 8.
Показано, что применение естественных координат электромагнитного поля для описания эйконала позволяет найти закон изменения характеристики среды (диэлектрической и магнитной проницаемостей), реализующий заданное движение семейства лучей. Приведены примеры реализации движения лучей внутри сходящегося прямого конуса и однополостного гиперболоида. Библ. 3.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Негушил А. В., Рабинович С. И., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макарашин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 16.05.81	Подписано в печать 05.08.81	T-23488	Формат 60×90 ¹ / ₈	Печать высокая	Усл. печ. л. 10,0	Уч.-изд. л. 12,43
Тираж 7508 экз.	Заказ 1189					

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru