ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1983

·ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ·

7

КОММУНИЗМ — ЭТО ЕСТЬ СОВЕТСКАЯ ВЛАСТЬ
ПЛЮС ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ВСЕЙ СТРАНЫ (Ленин)

ЖУРНАЛ
ОСНОВАН
в 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР
ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ ИМЕНИ АКАДЕМИКА Г. М. КРЖИЖАНОВСКОГО

МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

ДК 539.12:621.31

Передача энергии электронным пучком: проблемы и перспективы

АБРАМЯН Е. А., АЛЬТЕРКОП Б. А., КУЛЕШОВ Г. Д.

Для передачи электроэнергии на большие расстояния в настоящее время используются воздушные ЛЭП, мощность которых не превышает нескольких гигаватт. Возрастающее потребление энергии и связанные с этим проблемы экономичного транспорта электроэнергии с места ее производства к потребителю, ввод больших потоков электроэнергии в города и промышленные комплексы заставляют изучать возможные альтернативные варианты линий передачи: газоизолированные линии, сверхпроводящие кабели и др. Быстрое развитие ускорительной техники в последние десятилетия создает реальную основу для разработки метода передачи большой мощности интенсивными потоками релятивистских электронов. Идея такого метода впервые была высказана в 1950 г. Н. С. Кристофилосом [1]. Отдельные вопросы проблемы обсуждались в ряде работ, например в [2 и 3].

Цель настоящей работы — дать краткий обзор современных технических возможностей и физических представлений, определяющих перспективу практической реализации метода передачи энергии электронными пучками.

Суть этого метода состоит в том, что электрическая энергия в месте ее производства преобразуется в кинетическую энергию потока ускоренных электронов, который затем транспортируется в вакуумированной трубе на требуемое расстояние, а в месте потребления осуществляется обратное преобразование — рекуперация энергии пучка. Основные преимущества такой линии передачи: возможность транспортировки потока мощности в десятки и сотни гигаватт, отсутствие высоких напряжений на трассе, высокий к. п. д. Основные трудности реализации — необходимость разработки экономичных систем удержания пучка в тракте, систем откачки и поддержание вакуума в многокилометровом электронопроводе.

Принципиальная схема и общая характеристика линии энергопередачи электронным пучком (ЛЭПЭП). Принципиальная структурная схема ЛЭПЭП показана на рис. 1. Электроэнергия, вырабатываемая электростанцией, при стандартных напряжениях и частот поступает на подстанцию, где производится повышени и выпрямление напряжения. В ускоряющем устройств под действием приложенного напряжения происходя эмиссия и ускорение потока электронов (преобразова ние электроэнергии в кинетическую энергию частиц) Электронный пучок транспортируется в тракте, пред ставляющем собой металлизированную или металличе скую трубу, имеющую потенциал земли и вакуумирован ную до 10^{-3}—10^{-5} Па. Тракт может размещаться по земле́й на глубине 2—2,5 м. При этом не требуется от чуждения территории и обеспечивается радиационна защита от тормозного излучения, возникающего пр попадании быстрых электронов на стенки тракта. В ре куператоре кинетическая энергия электронов снов преобразуется в электрическую энергию. Обратный то идет по обычным проводникам — по стенкам тракта ил специальным проводам; возможно использование в ка честве обратного провода земли.

Вкратце остановимся на возможных технических ва риантах элементов ЛЭПЭП со следующими параметра ми: мощность 25 ГВт, энергия электронного пучка 5 МэВ ток пучка 5 кА. Высокая передаваемая мощность може достигаться при использовании стационарного пучк либо при передаче энергии часто повторяющимися им пульсами. В качестве источника высокого напряжени могут быть использованы модификации известных схе умножения напряжения и его выпрямления, например схемы с повышающими трансформаторами, в том числ каскадные. Повышение напряжения до 5 МВ для пере дачи энергии электронным пучком представляется хот и трудной, но технически выполнимой задачей.

Источник ускоряющего напряжения и ускоритель ная трубка могут быть рассчитаны на генерировани электронного пучка с номинальной мощностью ЛЭПЭ или иметь модульную структуру. В последнем случа несколько высоковольтных генераторов подключаютс к одному ускоряющему устройству либо осуществля ется генерирование нескольких пучков с последующи их сведением перед инжекцией в электронопровод.

© Энергоатомиздат, «Электричество», 1983

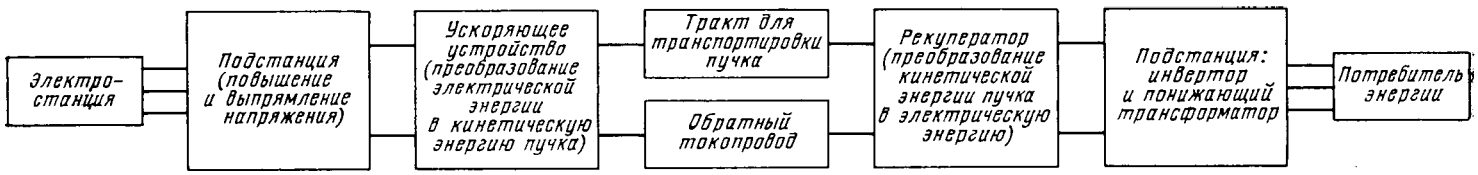


Рис. 1. Принципиальная структурная схема линии передачи энергии электронным пучком

Основной проблемой при создании ускорителя прямого действия на энергию 5 МэВ является обеспечение требуемой электропрочности конструкции. В качестве изолирующей среды высоковольтного источника и ряда элементов ускоряющего устройства целесообразно использовать элегаз (SF_6) или другой электрически прочный газ под давлением. Опыт создания электростатических генераторов свидетельствует о том, что элегаз при давлении 5 кгс/см^2 обеспечивает длительное удержание разности потенциалов 5 МВ на зазоре 0,5 м. Благодаря применению сжатого газа устраняется опасность старения изоляции в высоковольтных зазорах с максимальной напряженностью электрического поля, а напряженность вдоль высоковольтной обмотки и ускорительной трубки может быть снижена до значения 10 кВ/см, при котором электрическая прочность обеспечивается в течение десятков лет.

Стабильная эмиссия токов около 5 кА в длительном режиме может быть, в частности, получена на основе широко используемых в ускорительной технике термокатодов типа LaB_6. При плотности тока эмиссии 0,1—1 А/см^2 испарение катодного материала незначительно, и при толщине эмиттирующего слоя порядка 1 см эмиссионные характеристики катодного узла сохраняются в течение нескольких лет непрерывной работы.

Мощность тепловыделения в ускорителе определяется главным образом потерями в трансформаторе — магнитопроводе и обмотках, и может быть доведена до 0,5—1 % полной генерируемой мощности. Такого же порядка могут быть потери мощности в рекуператоре. Тепловыделение в катодном узле и потери ускоряемых электронов на элементах конструкции трубки суммарно могут быть ограничены величиной 10^{-2} % полной мощности пучка. Потери передаваемой мощности в протяженном вакуумном электронопроводе обусловлены главным образом уходом из пучка части быстрых электронов и зависят от давления газа в тракте и свойств фокусирующей системы. Практически потери частиц пучка и соответственно передаваемой мощности могут быть доведены до 1 % на 1000 км пути. Таким образом, к. п. д. ЛЭПЭП может составить 93—97 % при длине линии 3000—100 км (без учета потерь энергии на накал катода, поддержание вакуума и др.).

Помимо ускорения в электростатическом поле возможно использование вихревого электрического поля — линейного индукционного ускорения. Во-первых, и это главное, ускорение заряженных частиц до высоких энергий вихревым электрическим полем не требует генерирования соответствующих высоких напряжений. Во-вторых, поскольку системы линейного индукционного ускорения образованы многими независимыми индукторами, существенно упрощается их питание от разных энергетических источников, суммарная электрическая мощность которых подлежит передаче с помощью ЛЭПЭП.

По-видимому, одной из наиболее сложных проблем при сооружении ЛЭПЭП является разработка системы удержания интенсивного электронного пучка в апертуре вакуумной трубы как на прямолинейных, так и криволинейных участках, когда тракт, следуя рельефу местности, образует изгибы. Магнитное силовое сопровождение пучка на дистанции транспортировки в полях типа соленоидального из-за высоких значений поля (около 1 Тл) и объемов, занимаемых полем, требует чрезмерно больших затрат и технически трудно осуществимо. Более пригодны для этих целей магнитные системы из дискретно расположенных вдоль тракта мультипольных магнитов, азимутально повернутых относительно друг друга, или в виде непрерывной винтовой многозаходной оболочки вокруг электронопровода, создающей магнитное фокусирующее поле, азимутально меняющееся вдоль электронопровода. При создании таких фокусирующих систем в ЛЭПЭП целесообразно использовать постоянные магниты, не требующие энергозатрат при эксплуатации и технологичных при создании фокусирующих структур большой протяженности.

Другая задача, возникающая при сооружении ЛЭПЭП, заключается в получении и поддержании внутри электронопровода высокого вакуума (10^{-3}—10^{-5} Па). Это предполагает использование в конструкции электронопровода высоконадежной вакуумной герметизации и металлов с пониженным газовыделением. В случае вакуума 10^{-5} Па возможно потребуются высокотемпературный прогрев стенок, обработка поверхности газовым разрядом и т. п. Учитывая характер режимов работы вакуумной системы, в состав последней должны входить насосы предварительного разрежения, высоковакуумные насосы и геттерные устройства эпизодического включения. Расстановка высоковакуумных насосов должна производиться с относительно малым шагом порядка сотен метров для достижения допустимого перепада давления вдоль электронопровода. Возможно также использование ионизирующих способностей транспортируемого электронного пучка с поглощением образующейся ионной компоненты стенками вакуумпровода.

Зона рекуперации во многом аналогична зоне ускорения, с той лишь разницей, что здесь электрическое поле тормозит, а не ускоряет электроны. Поэтому значительная часть технических решений для ускоряющего устройства — обеспечение электрической прочности вакуумного промежутка, выбор изоляторов, некоторые элементы электронно-оптической системы и другие — могут быть использованы в зоне рекуперации. Основной отличительной особенностью зоны рекуперации является необходимость экранирования потока вторичных электронов, выбиваемых электронами пучка из коллектора и ускоряемых в поле, тормозящем первичный пучок. Поскольку порядок коэффициента вторичной эмиссии для большинства материалов равен единице, зона рекуперации должна быть снабжена средствами для

ослабления на несколько порядков паразитного потока вторичных частиц, чтобы исключить потери мощности, разогрев элементов конструкции, ухудшение вакуума, электрической прочности и т. д. При этом для глубокой рекуперации энергии частиц необходимо обеспечить мягкую «посадку» электронов пучка на коллектор с потенциалом, близким к потенциалу катода ускоряющего устройства. Принимающая подстанция конструктивно аналогична передающей с той лишь разницей, что здесь применяются управляемые вентили (в отличие от диодов в выпрямителе напряжения).

Физические проблемы передачи энергии электронным пучком. Носителем энергии в рассматриваемой схеме является пучок электронов релятивистской энергии. Поведение частиц пучка в тракте определяется целым рядом факторов, среди которых в качестве основных можно выделить следующие:

а) собственные электрическое и магнитное поля;

б) внешние управляющие электрическое и магнитное поля;

в) взаимодействие с остаточным газом (ионизация и рассеяние);

г) взаимодействие с образующейся плазмой и устойчивость распространения пучка.

Пространственный заряд и ток пучка заряженных частиц создают электрическое и магнитное поля, которые, в случае цилиндрического однородного по сечению релятивистского электронного пучка, достигают значений

$$E \approx 60\ I/a;\quad B \approx 0{,}02\ I/a.$$

Здесь и в последующих соотношениях напряженность электрического поля E измеряется в кВ/см, ток I — в кА, радиус пучка a — в см и индукция магнитного поля B — в Тл. Например, для пучка радиуса 2 см и током 1÷10 кА поля достигают значений $E=30$—300 кВ/см, $B=10^{-2}$—10^{-1} Тл.

Электрическое поле оказывает расталкивающее действие на пучок, а магнитное — фокусирующее. Суммарная радиальная сила соответствует расталкивающему действию электрического поля с напряженностью, равной E/γ^2, где $\gamma=1+2\ U_0$ — релятивистский фактор; U_0 — ускоряющее напряжение, МВ.

Действие электрического поля пространственного заряда частиц, находящихся в некотором объеме, проявляется также в торможении частиц, влетающих в заданный объем. Сила торможения пропорциональна числу частиц, находящихся в объеме, т. е. току пучка. Поэтому существует предельное значение тока, превышение которого приводит к образованию виртуального катода, т. е. возникновению в пучке потенциального барьера, отражающего частицы. В ускоряющем промежутке (и в зоне рекуперации) при $\gamma \gtrsim 1$ предельный ток определяется законом Чайльда — Ленгмюра (закон «степени $^3/_2$»):

$$I_{\text{пр}} = KU_0^{3/2},$$

где коэффициент K, называемый первеансом зависит от геометрии промежутка (значение первеанса возрастает при уменьшении расстояния между электродами в пределах, допускаемых электрической прочностью).

При релятивистской энергии частиц, когда их скорость близка к скорости света и $\gamma \gg 1$, предельный ток линейно зависит от напряжения на промежутке:

$$I_{\text{пр}}^{\text{рел}} = K_{\text{рел}} U_0.$$

При инжекции пучка в металлическую трубку радиуса R предельный ток определяется формулой Богданкевич — Рухадзе:

$$I_{\text{пр}} = 17\,\frac{(\gamma^{2/3}-1)^{3/2}}{1+2\ln\frac{R}{a}},$$

где ток измеряется в кА.

Максимальный ток, пропускаемый трактом с $R \gtrsim 5a$, при ускоряющем напряжении $U_0=1$—5 МВ не превышает соответственно 5—40 кА.

Для формирования пучка и предотвращения его радиального расплывания используются электрическое и магнитное поля, создаваемые внешними источниками. Для удержания пучка продольным магнитным полем необходимо, чтобы сила магнитного сжатия (сила Лоренца) компенсировала силу электростатического расталкивания и центробежную силу, обусловленную вращательным моментом, приобретаемым частицами при прохождении области нарастания магнитного поля. Соответствующая величина магнитного поля определяется соотношением

$$aB \approx 0{,}1\ (\gamma\ I)^{1/2}.$$

Из этого соотношения следует, что для удержания пучка радиусом $a=5$ см, током $I=5$ кА и энергией частиц $\mathcal{E}=5$ МэВ ($\gamma=11$) необходимо магнитное поле $B \approx 0{,}15$ Тл. При использовании магнитной периодической фокусирующей системы (МПФС), состоящей из последовательности постоянных кольцевых магнитов с полюсными наконечниками, магнитное поле меняется вдоль оси системы по закону

$$B_z = B_{\text{м}} \cos\frac{2\pi}{L} z,$$

где L — период системы; $B_{\text{м}}$ — амплитудное значение поля на оси системы.

В этом случае приведенное выше условие удержания пучка определяет величину $B_{\text{м}}/\sqrt{2}$.

При передаче энергии на большие расстояния неизбежно возникает необходимость в искривлении тракта на отдельных участках. Для удержания пучка на этих участках радиус кривизны магнитных силовых линий должен быть больше шага спиральной траектории частиц вдоль силовых линий. Этому условию соответствует неравенство

$$b > \gamma\ B^{-1},$$

где b — радиус кривизны силовой линии, см.

При $B \approx 1$ Тл, $\gamma \lesssim 10$ необходимо $b \gtrsim 10$ см, что практически всегда будет выполнено. Более существенным может оказаться поперечное смещение частиц δ, обусловленное действием центробежной силы на криволинейном участке. Это смещение

$$\delta \approx 0{,}2\,\frac{l}{b}\,\frac{\gamma}{B} \ll l,$$

где l — длина криволинейного участка, δ — в см.

Например, при $B=0{,}5$ Тл, $\gamma \lesssim 10$ и $l \approx b$, $\delta \lesssim 4$ см.

Рассмотрим влияние остаточных газов на прохождение пучка в вакуумном канале транспортировки. Кулоновское взаимодействие электронов пучка с ядрами и электронами атомов газа определяет рассеяние частиц пучка и ионизацию молекул газа. В результате многократного рассеяния средний квадрат радиуса пучка воз-

растает, например, для воздуха по закону

$$\langle a^2(L)\rangle - a^2(0) \approx 0{,}1\frac{PL^3}{\gamma^2},$$

где a — радиус пучка, см; P — давление воздуха, Па; L — расстояние от плоскости инжекции, м. При давлении $P=10^{-5}$ Па и $\gamma=11$ ($\mathscr{E}=5$ МэВ) на расстоянии $L=10$ км радиус пучка увеличивается почти на 1 м. Предотвратить столь сильное расплывание пучка может фокусирующее магнитное поле.

Потери энергии электронов в канале транспортировки связаны в основном с ионизацией газа. Релятивистские электроны с энергией $\mathscr{E}\lesssim 1$ МэВ теряют свою энергию на пути, длина которого определяется соотношением

$$l_i\rho \approx 5\,\mathscr{E},$$

где l_i — длина пути, м; ρ — плотность среды, кг/м^3; $\mathscr{E}$ — энергия частиц МэВ. При давлении 10^{-5} Па плотность воздуха $\rho\approx 2\cdot 10^{-10}$ кг/м^3, и электрон с энергией 5 МэВ теряет свою энергию на пути $l_i\approx 10^8$ км. Следовательно, при рассматриваемых давлениях можно считать, что основные потери мощности в тракте обусловлены возможным попаданием частиц на стенки камеры, а не ионизацией газа. Характерное время ионизации воздуха релятивистскими электронами оценивается из соотношения

$$\tau_i \approx 0{,}04/p,$$

где τ_i — время ионизации, мкс; p — давление газа, Па.

При $p=10^{-5}$ Па на ионизацию газа затрачивается около 4 мс. В ионизацию газа вносят также вклад столкновения нейтральных частиц с ионами и вторичными электронами, которые приобретают энергию порядка глубины потенциальной ямы поля пространственного заряда пучка, которая при токе пучка несколько килоампер составляет сотни килоэлектрон-вольт. Для них сечение ионизации сравнимо или превышает соответствующее сечение для частиц пучка, поэтому они могут существенно ускорить ионизацию. При наличии в канале магнитного поля, замагничивающего пучок, вторичные электроны также будут замагничены, т. е. они не смогут покинуть пучок, двигаясь в радиальном направлении. Что касается ионов, то пока пространственный заряд пучка не скомпенсирован, электростатическое поле удерживает ионы в пучке, а при достижении квазинейтрального состояния рождающиеся ионы имеют энергию в несколько электрон-вольт и легко удерживаются магнитным полем.

Таким образом, при магнитной фокусировке вторичные электроны и ионы могут дрейфовать только вдоль оси системы. При этом основным каналом потерь является диссоциативная рекомбинация ионизованных молекул (N^+, O_2^+). Из баланса рождения и потерь ионов можно оценить устанавливающееся значение плотности ионов, которое для воздуха можно представить в виде

$$N_i \approx 3\cdot 10^{12}\,(pI/a^2)^{1/2},$$

где N_i — плотность ионов, см$^{-3}$; I — ток пучка, кА; a — радиус пучка, см; p — давление газа, Па.

При $N_i > N_e$ заряд рождающихся ионов компенсирует заряд электронов пучка и вторичных электронов. В результате образуется плазменный канал, в котором распространяется пучок.

При использовании МПФС частицы могут уходить из системы не только вдоль ее оси, но и в радиальном направлении в местах между магнитами, где $B\approx 0$. При этом медленные электроны выталкиваются полем пространственного заряда пучка, а ионы можно «откачивать» с помощью радиального электрического поля, которое может создаваться, например, электростатическими линзами, фокусирующими пучок. Если скорость откачки будет превышать скорость рождения ионов, то таким способом можно улучшать вакуум в канале (эффект «ионного насоса»). Компенсация пространственного заряда пучка ослабляет требования к величине фокусирующего магнитного поля, которое в этом случае должно компенсировать только радиальную силу давления в пучке (или центробежную силу).

Дальнодействующий характер взаимодействия заряженных частиц определяет коллективные свойства электронного пучка, проявлением которых является возможность раскачки различного рода возмущений. Следствием развития неустойчивостей может быть: образование виртуального катода, запирающего пучок; извивание, вращение или боковые смещения пучка, приводящие к его выбросу на стенки камеры; размытие энергетического распределения частиц пучка.

Виртуальный катод может возникать в результате так называемой неустойчивости Бунемана, развивающейся в условиях, когда плотность положительного заряда ионов равна плотности заряда в пучке. При этом в пучке возникают уплотнения, заряд которых нескомпенсирован зарядом ионов. Поле этих уплотнений приводит к резкому торможению пучка. Критическая длина пути, необходимая для развития этой неустойчивости релятивистского пучка радиусом a, распространяющегося в вакуумном электронопроводе, определяется соотношением

$$L_{кр} \approx 15\,\frac{a}{\sqrt{I}},$$

где $L_{кр}$ в м; a в см; ток пучка I в кА (например, если $a=5$ см, $I=10$ кА, то $L_{кр}=25$ м).

Развитие неустойчивости можно подавить, например, с помощью технологических элементов таких, как металлические диафрагмы, диэлектрические проставки и т. д., устанавливаемые с периодом, равным или меньшим $L_к$, и «закорачивающие» поля возмущений. Эти же элементы, при подаче на них соответствующих потенциалов, могут использоваться для дополнительной электростатической фокусировки пучка и «откачки» ионов. В условиях, когда пучок распространяется в плазменном канале с высокой проводимостью, взаимодействие тока пучка с магнитным полем обратного тока, индуцируемого в плазме, приводит к извиванию и боковым смещениям пучка (шланговая неустойчивость). Эта неустойчивость не раскачивается, если длина взаимодействия удовлетворяет условию

$$L < 10^2\pi\, a^2 B/I,$$

где L и a — в см (полагая $a=5$ см, $B=3$ Тл, $I=5$ кА, получим $L<50$ м).

Это условие можно выполнить с помощью тех же элементов, что и в случае бунемановской неустойчивости. Кроме того, можно использовать кратковременное (0,1—10 мкс) прерывание пучка для удаления плазмы. Аналогичными методами можно, по-видимому, предотвратить развитие «стеночной» неустойчивости, обусловленной взаимодействием тока пучка с обратным током, наводимым в стенках вакуумной камеры при высоком вакууме или низкой проводимости плазмы. Кроме того, поскольку время развития этой неустойчивости увели-

чивается с уменьшением электросопротивления, стенки вакуумной камеры следует делать из высокопроводящего материала.

Моделирование ЛЭПЭП. Для исследования возможности передачи больших мощностей потоком релятивистских электронов необходимо создать пучки с энергией и током, приближающимися к значениям, необходимым для обсуждаемой линии передач. Длительность существования такого пучка также должна быть достаточной для изучения основных физических явлений, определяющих процессы ускорения, транспортировки и рекуперации.

Для моделирования работы ЛЭПЭП в Институте высоких температур АН СССР разработаны импульсные установки с замкнутым контуром, в которых энергия внешнего источника тратится только на возмещение потерь [4]. На рис. 2 и 3 показаны электрическая схема и общий вид стенда ИВТАН, предназначенного для изучения рассматриваемых проблем. Стенд представляет собой модель ЛЭПЭП, содержащую ее основные функциональные узлы: ускоритель электронов, тракт с фокусирующими пучок элементами и рекуператор. Особенностью схемы является возврат рекуперированной энергии пучка в источник питания ускорителя с целью многократного повышения на этой основе энергетических характеристик потока электронов.

Расчетные параметры стенда: напряжение ускорения 1 МВ, ток 1—10 кА (мощность 1—10 ГВт). Для фокусировки и транспортировки пучка предусмотрен вакуумный тракт общей длиной на начальной стадии исследований около 10 метров с последующим удлинением до 75 м. Для удержания пучка может использоваться продольное магнитное поле. Коллектор рекуператора электрически соединен с катодом ускорителя обратным токо-

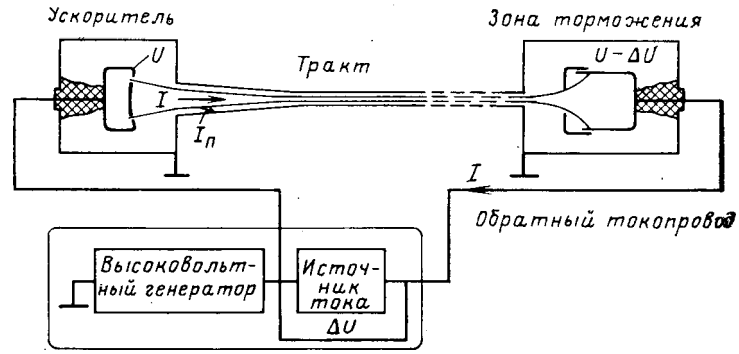


Рис. 2. Электрическая схема стенда для исследования передачи энергии электронным пучком

проводом, в котором имеется источник тока, обеспечивающий разницу между ускоряющим и тормозящим напряжениями. Напряжение на источнике может меняться в диапазоне 5—50 кВ. Высоковольтный генератор рассчитан на напряжение 1 МВ и на ток до 10 кА ускоренного пучка. Длительность импульса может меняться от 10^{-5} до 10^{-2} с. При работе с разомкнутым обратным контуром (без рекуперации) высоковольтный генератор обеспечивает ускорение до 1 МэВ пучка с током до 10 кА при длительности импульса 10^{-5} с. В настоящее время стенд находится в стадии наладки.

На действующей модели описанного стенда в течение нескольких лет ведутся эксперименты с электронным

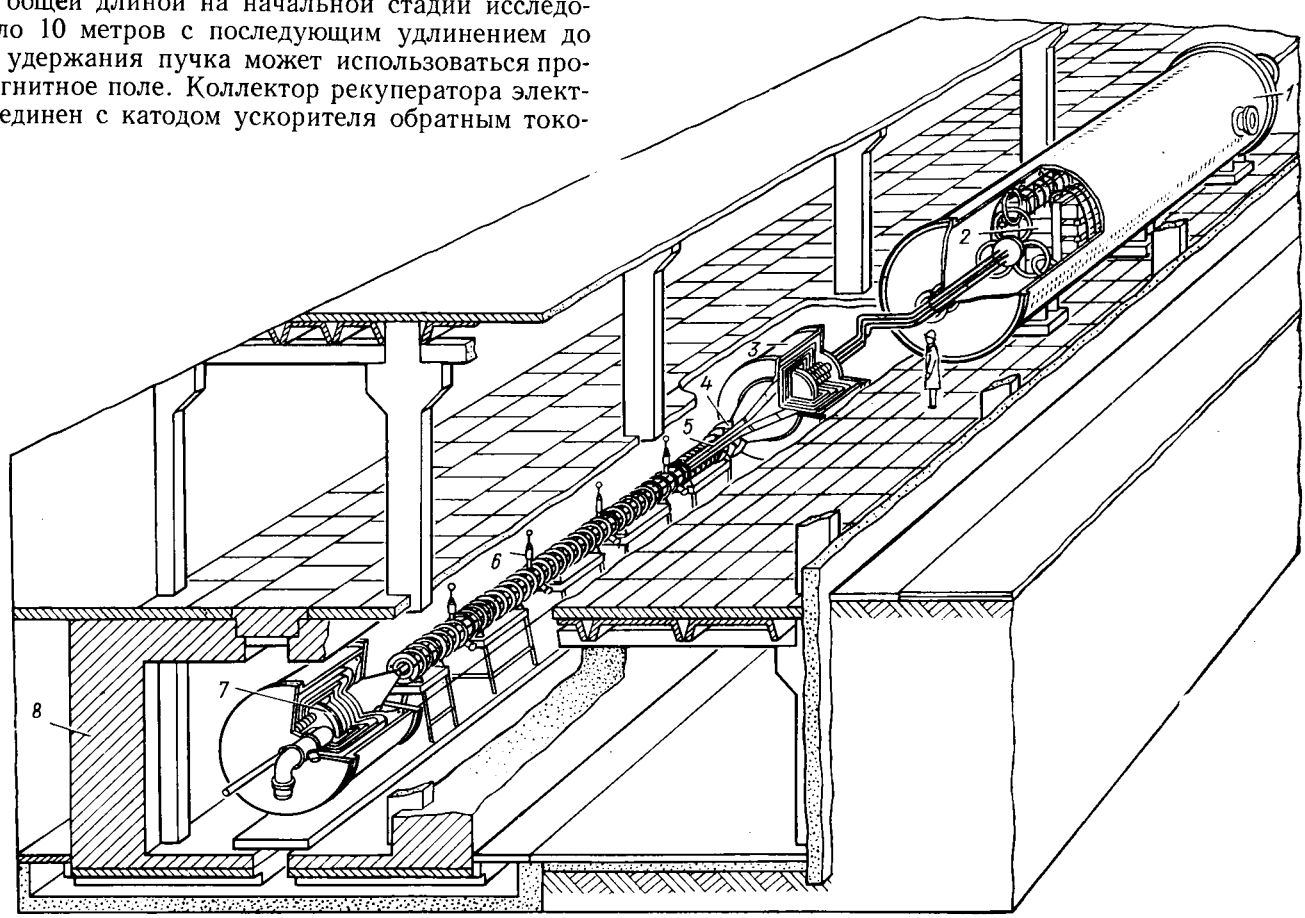


Рис. 3. Общий вид стенда *1* — генератор импульсов высокого напряжения; *2* — импульсный источник тока рекуперации; *3* — инжектор; *4* — магнитная система тракта; *5* — тракт; *6* — диагностическая аппаратура; *7* — камера рекуперации; *8* — биологическая защита

пучком со следующими параметрами: энергия 0,3—0,4 МэВ, ток 100 А, длительность импульса (без рекуперации) 10^{-4} с. В экспериментах по транспортировке пучка в камере с давлением газа 10^{-3} — 0,1 Па наблюдалась ярко выраженная газовая фокусировка пучка, обусловленная ионизацией газа и накоплением ионов в зоне прохождения пучка. В процессе нейтрализации объемного заряда поперечные размеры пучка уменьшались, а плотность тока многократно увеличивалась. Проведены также эксперименты по рекуперации энергии пучка с энергией 0,2 МэВ, током 30 А; длительность импульса при этом достигала $3 \cdot 10^{-3}$ с.

Для осуществления режима рекуперации коллектор пучка подключался к катоду ускоряющего устройства через емкостной накопитель, поддерживающий на коллекторе положительный относительно катода, но отрицательный по отношению к аноду потенциал. В этом режиме длительность импульса увеличивалась в 7—8 раз, а ток пучка и его мощность в 20 раз превысила соответствующие параметры импульсного высоковольтного источника питания ускорителя.

Таким образом, имеющиеся теоретические представления и экспериментальные результаты позволяют сделать вывод о принципиальной осуществимости линии передачи энергии электронным пучком. Решающим шагом в направлении практической реализации такой линии является разработка эффективных и экономичных систем удержания сильноточного релятивистского электронного пучка в апертуре протяженного электронопровода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **US Patent № 112 736 799.** Focusing system for ions and electrons/N. C. Christofilos, Filed March 1950, Issued Feb. 28, 1956.

2. **Symons R. S.** Electron beam power transmission. —WELC, Moscow, 1977, Section 2, p. 94.

3. **Переводчиков В. И.** Использование глубокого торможения электронного пучка для передачи энергии и создания электроннолучевой коммутирующей аппаратуры — ВЭЛК, Москва, Секция № 2, документ 96.

4. **Институт** высоких температур АН СССР. Важнейшие результаты научно-исследовательских работ. — М: Наука, 1978, с. 104—106; 1979, с. 88—89; 1980, с. 95—96.

[03.03.83]

♦♦♦♦♦♦♦♦♦♦♦♦

УДК 621.311.012.8.001.57:519.25.001.6

Оперативная статистическая идентификация объектов электроэнергетической системы

ГУСЕЙНОВ Ф. Г., доктор техн. наук, **РАХМАНОВ Н. Р.**, канд. техн. наук

Баку

Объединение электроэнергетических систем (ЭЭС), усложнение их структуры, появление мощных синхронных генераторов, узлов нагрузок, линий электропередач сверхвысокого напряжения с качественно новыми характеристиками требуют дальнейшей кибернетизации ЭЭС путем создания качественно новых систем управления режимом работы ее объектов [1 и 2].

В настоящее время решение многих режимных задач, связанных с оценкой характера электромеханических процессов в сложной ЭЭС, базируется на использовании полной или упрощенных моделей, структура и параметры которых определяются и фиксируются на основе детерминистических методов без учета их изменения в процессе функционирования. Применение такого подхода малоэффективно для оперативного управления ЭЭС, поскольку структура и режимы их изменчивы. Параметры и характеристики моделей электромеханических процессов ЭЭС на каждом временно́м этапе управления оперативно могут быть идентифицированы по измерениям текущих значения режимных параметров, наблюдаемых на «входе — выходе» функционирующего объекта. Для получения таких моделей могут быть использованы методы идентификации по данным их нормальной эксплуатации [3]. Сущность этих методов состоит в определении структуры и параметров математической модели объекта по результатам обработки характеристик случайных колебаний входных и выходных режимных параметров в условиях его нормального функционирования.

В настоящей статье рассматриваются метод и средства оперативного оценивания параметров моделей электромеханических процессов, описывающих основные объекты ЭЭС. Предлагаемая процедура основана на анализе в реальном времени корреляционно-спектральных и амплитудно-временны́х характеристик флуктуаций режимных параметров, наблюдаемых в условиях нормальной эксплуатации ЭЭС. Реализованный алгоритм идентификации позволяет оценить статические и динамические характеристики в форме передаточных функций объекта на различных временны́х этапах управления, а также получить комплекс статистических характеристик случайных изменений его режима. Приводятся алгоритмы и программы переработки на ЭВМ в реальном времени флуктуограмм режимных параметров объекта.

Флуктуации режимных параметров ЭЭС и некоторые их особенности. Работа любой реальной энергосистемы в нормальных условиях эксплуатации подвергается многочисленным случайным воздействиям из-за внеплановых изменений режима и схемы системы, влияния нелинейности ее характеристик и т. п. В установившихся режимах работы системы влияние этих факторов будет проявляться в небольших по величине случайных колебаниях режимных параметров — частоты, напряжения и мощности в узлах, мощности и углов нагрузки синхронных генераторов, перетока мощности в отдельных связях энергосистемы. Совокупность случайных колебаний всех режимных параметров характеризует случайный процесс флуктуации режима системы. Причем стохастические составляющие каждого режимного параметра ЭЭС могут быть вызваны рядом причин и имеют свои характерные особенности. Например, флуктуационные изменения обменной мощности межсистемных ВЛ определяются случайными колебаниями как суммарной нагрузки, так и суммарной генерации отправной и приемной энергосистем. Случайные процессы в мощных концентрированных узлах нагрузки вызывают флуктуации тока и напряжения во всех узлах системы.

Обычно флуктуации режимных параметров в ЭЭС имеют широкий частотный спектр. В соответствии с целями исследования из флуктуационных процессов необходимо выделить определенный спектр частот колебаний. Так, если идентифицируются модель динамического объекта ЭЭС для использования ее в задачах устойчивости электромеханических процессов, то достаточно ограничиться анализом флуктуаций режимных величин в диапазоне частот до 5 Гц, так как собственная частота колебаний роторов синхронных машин не превышает нескольких герц. В этом случае 5 Гц принимается верхней граничной частотой пропускания искомой модели объекта $f_в$=5 Гц, и согласно известной теореме Котельникова для снятия флуктуограммы режимных параметров шаг квантования по времени $\Delta t = {}^1/_2 f_в$=0,1 с.

Здесь следует отметить, что в ряде случаев [4] для повышения точности расчетов статистических характеристик значение Δt рекомендуется уменьшить в 5 раз. Анализ экспериментальных флуктуограмм напряжения, мощностей и токов, наблюдаемых в узлах реальной электрической системы, показывает на наличие в них составляющих, расположенных в диапазоне частот до 5 Гц с достаточной амплитудой, а следовательно, на практическую возможность использования их для идентификации электромеханической модели энергетического объекта.

Время наблюдения входных и выходных флуктуаций T с выбранной дискретностью, необходимое для реализации процедуры идентификации динамических характеристик линейной модели исследуемого объекта, устанавливается по значению периода гармоники самой низшей частоты $T_н$: $T=kT_н$, где k — кратность, значение которой принимается в зависимости от погрешности расчета корреляционно-спектральных характеристик. Значение $T_н$ оценивается по максимальному времени затухания корреляционной функции τ_{max} флуктуограмм входа; обычно принимается $T_н \approx \tau_{max}$. В предлагаемом алгоритме идентификации погрешность определения корреляционно-спектральных характеристик флуктуограмм составляет 5 %, и поэтому в соответствии с [5] время наблюдения флуктуограммы принято равным $(3 \div 8)\ \tau_{max}$. Предварительный статистический анализ позволяет уточнить интервал наблюдения флуктуационных процессов путем выявления периода стационарности. Проверка стационарности производится известными методами на основе инвариантности корреляционных функций и математических ожиданий при изменении времени наблюдения в выбранном для него интервале.

В процессе идентификации математической модели энергетического объекта предусматривается возможность оценивания частотного спектра и уровня внутренних шумов, обнаружения тренда флуктуаций и при необходимости их исключения. Источники внутренних шумов для различных энергетических объектов различны, и их воздействие проявляется в дополнительных флуктуациях выходных параметров. Например, при идентификации модели узла нагрузки, изображенного двухполюсником, входом принята флуктуация напряжения, а выходом — флуктуации тока, активной и реактивной мощностей потребления. Внутренние шумы в виде случайных изменений параметров отдельных элементов узла нагрузки приводят к дополнительным флуктуациям выходных величин, которые статистически не будут связаны с флуктуациями входа. В предложенном алгоритме частотный спектр и уровень внутренних шумов определяется на этапе спектрального анализа флуктуограмм режимных параметров. С этой целью в процесе анализа из каждой флуктуограммы выхода и входа помощью математической фильтрации выделяются существенные частотные составляющие, затем для области выделенных частот расчетом функции когерентности [6] устанавливается степень статистической связности между флуктуограммами выхода и входа. Принимая за степень удовлетворительной статистической связности значения функции когерентности не менее 0,8, уровень внутренних шумов объекта считается приемлемым для оценки параметров его идентифицируемой модели.

При значениях ниже принятого порога когерентности, которая вызвана повышением уровня внутренних шумов объекта и соответствующими дополнительными флуктуациями выхода, проводится повторная фильтрация выходных флуктуограмм и новый расчет функции когерентности до достижения ее значений для всей области выделенных существенных частот не менее 0,8. Величина выделенных путем фильтрации дополнительных составляющих из флуктуации выхода определяет уровень внутренних шумов объекта.

Наличие тренда флуктуаций обнаруживается как визуальным обзором флуктуограмм, так и в процессе оценки на ЭВМ их статистических характеристик. Для этой цели используется описание тренда в виде линейного или квадратичного полинома, коэффициенты которых отыскиваются методом наименьших квадратов. Устранение обнаруженного тренда производится вычитанием ее значений из исходной экспериментальной флуктуограммы.

Получение флуктуограмм режимных параметров. В лаборатории электрических систем АзНИИ энергетики разработаны два устройства преобразователя, предназначенные для получения записи в аналоговой [7] и дискретной [8] форме случайных колебаний напряжения и тока в узлах электрической системы. Эти же устройства используются и для записи флуктуаций активной и реактивной мощностей. Для этого токовые сигналы с выхода штатных датчиков, установленных в узлах реальной энергосистемы, предварительно усиливаются, а затем подаются на токовые входы устройства [7] или [8].

Форма математической модели типового объекта ЭЭС. В общем случае при математическом описании ЭЭС для решения многих режимных задач основные объекты системы — регулируемые синхронные генераторы и мощные узлы (концентрированные нагрузки) — рассматриваются как многосвязные объекты. Поэтому для изображения математических моделей малого электромеханического колебания этих объектов воспользуем

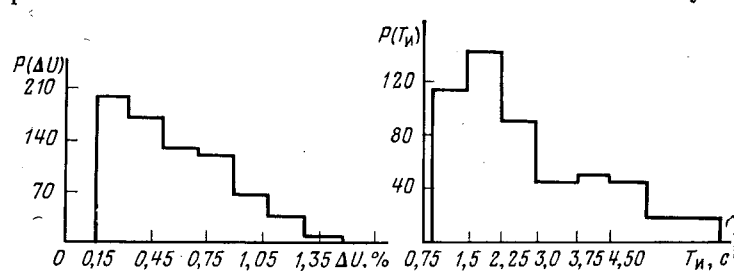


Рис. 1. Гистограмма распределения экстремумов флуктуаций напряжения на вводах подстанций 220 кВ

Рис. 2. Гистограмма распределения периодов появления экстремумов флуктуаций напряжения на вводах подстанций 220 кВ

формой описания многосвязной системы в виде переточной матрицы. Составим в виде примера передаточю матрицу для многосвязного мощного узла нагрузки. качестве такого узла нагрузки может рассматриваться агрузка целого района, города или части подсистемы, олучающей питание от разных точек системы. При ставлении передаточной матрицы многосвязной n-поосной модели нагрузки принимается, что вектором вхо- является совокупность n токовых флуктуаций, а ектором выхода— совокупность n флуктуаций напряения. В таком случае передаточная матрица узла

$$\begin{Vmatrix} W_{u_1I_1}(p) & W_{u_1I_2}(p) & \dots & W_{u_1I_n}(p) \\ W_{u_2I_1}(p) & W_{u_2I_2}(p) & \dots & W_{u_2I_n}(p) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ W_{u_nI_1}(p) & W_{u_nI_2}(p) & \dots & W_{u_nI_n}(p) \end{Vmatrix}, \qquad (1)$$

где $W_{u_iI_i}(p)$ — собственная передаточная функция i-го канаа; $W_{u_iI_j}(p)$ — взаимная передаточная функция между i-м и м каналами.

Элементы передаточной матрицы (1) определяются з системы операторных уравнений многосвязного узла агрузки, описывающих режим малых колебаний элекрической системы в обобщенных координатах Δu и I:

$$\Delta u_i = W_{ii}(p)\,\Delta I_i + \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq j}} W_{u_iI_j}(p)\,\Delta I_j, \qquad (2)$$

де Δu_i, ΔI_i — изображение вектора колебаний напряения и тока в i-м канале.

Как видно из (1), математическая модель многосвяого узла нагрузки будет характеризоваться совокупстью n^2 передаточных функций, в качестве которых в шем случае будут собственные и взаимные операторые сопротивления узлов. Задача идентификации сосит в определении $W(p)$ через их амплитудно-фазовые арактеристики $W_{u_iI_i}(f)$, $W_{u_iI_j}(f)$. Характеристики $_{uI}(f)$ определяются по вероятностным характеристиам (спектральным плотностям), отфильтрованных от енужных гармоник и внутренних помех текущих флукаций токов и напряжений в точках примыкания ъекта:

$$\left.\begin{aligned} G_{u_1I_1}(f) &= W_{11}(f)\,G_{I_1}(f) + W_{12}(f)\,G_{I_1I_2}(f) + \dots \\ &\quad \dots + W_{1n}(f)\,G_{I_1I_n}(f); \\ G_{u_1I_2}(f) &= W_{11}(f)\,G_{I_2I_1}(f) + W_{12}(f)\,G_{I_2}(f) + \\ &\quad + \dots + W_{1n}(f)\,G_{I_2I_n}(f); \\ &\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ G_{u_1I_n}(f) &= W_{11}(f)\,G_{I_nI_1}(f) + W_{12}(f)G_{I_nI_2}(f) + \\ &\quad + \dots + W_{1n}(f)\,G_{I_n}(f), \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

де $G_{u_iI_j}(f)$, $G_{I_iI_j}(f)$ — взаимные спектральные плотноти между флуктуациями напряжений и токов, изоажаемые в комплексной форме в виде вещественных мнимых частотных составляющих

$$G_{u_iI_j}(f) = q_{u_1}(f) + jb_{u_1I_j}(f); \qquad (4)$$

$_i(f)$—спектральные плотности входных флуктуаций тов. Величины $G(f)$ определяются с помощью выражений, представляющих преобразованные функции Фурье соответствующих корреляционных функций в виде:

$$G(f) = 2\int_0^\infty R(\tau)\,e^{-j2\pi f\tau}. \qquad (5)$$

Для численных оценок спектров $G_{I_i}(f)$ и составляющих взаимных спектров $g_{u_iIj}(f)$, $b_{u_iI_j}(f)$ используются дискретные аналоги [6].

Решение системы уравнений (3)

$$W_{ij}(f) = \frac{\sum_{k=1}^{n} (-1)^{k+j} G_{u_1I_k}(f)\,\Delta_{kj}}{\Delta}, \qquad (6)$$

$$j = 1, 2, \dots, n$$

где

$$\Delta = \begin{vmatrix} G_{I_1}(f) & G_{I_1I_2}(f) & \dots & G_{I_1I_n}(f) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ G_{I_nI_1}(f) & G_{I_nI_2}(f) & \dots & G_{I_n}(f) \end{vmatrix},$$

Δ_{kj}—минор определителя Δ.

Так, для двухполюсной модели электрической сети с парой входных токов и парой выходных напряжений передаточные функции относительно каждого отдельного выхода объекта в соответствии с (6) будут:

$$W_{11}(f) = \frac{G_{u_1I_1}(f)\,G_{I_2}(f) - G_{u_1I_2}(f)\,G_{I_1I_2}(f)}{G_{I_1}(f)\,G_{I_2}(f) - G_{I_1I_2}(f)\,G_{I_2I_1}(f)}; \qquad (7)$$

$$W_{12}(f) = \frac{G_{I_1}(f)\,G_{u_1I_2}(f) - G_{I_2I_1}(f)\,G_{u_1I_1}(f)}{G_{I_1}(f)\,G_{I_2}(f) - G_{I_1I_2}(f)\,G_{I_2I_1}(f)}. \qquad (8)$$

Для случая, когда флуктуации входных токов в точках примыкания не коррелированы друг с другом $(G_{I_iI_j}(f) = 0)$, а амплитудно-фазовые характеристики по каждому каналу определяются самостоятельно, как для односвязного объекта, выражение (6) приводится к виду:

$$W_{ij}(f) = \frac{G_{u_iI_j}(f)}{G_{I_j}(f)}. \qquad (9)$$

Как видно, амплитудно-фазовые характеристики операторных сопротивлений многосвязной модели узла нагрузки могут быть рассчитаны по известным функциям спектральных плотностей флуктуаций токов и напряжений, получаемых путем их синхронной регистрации и обработки. Затем характеристики $W(f)$ аппроксимируются соответствующими передаточными функциями с требуемой для решаемой задачи точностью известными методами [9].

Анализ статистических характеристик флуктуаций режимных параметров объекта электрической системы. Для исследования была выделена комплексная нагрузка системы Азглавэнерго, питаемая от мощной подстанции напряжением 220 кВ. Для синхронной регистрации флуктуаций Δu_i, ΔI_i на всех четырех зажимах примыкания нагрузки (подходящие и отходящие ВЛ данной подстанции), использовались цифровое устройство [8], преобразователи отклонений [7], а также штатные преобразователи отклонений мощности серии Е и регистрирующие приборы серии Н.

Эксперименты проводились для характерных стационарных режимов работы объекта (в часы максимумов нагрузок). Обработка флуктуограмм, снятых в течение

45 мин с шагом 0,1; 0,2; 1 с, проводилась программным комплексом применительно к ЭВМ серии ЕС, работающим в реальном масштабе времени, включающим в этап статистического оценивания одновременно амплитудно-временной и корреляционно-спектральный анализ.

При амплитудно-временном анализе определяются вероятностные характеристики экстремальных флуктуаций и периодов их появления (плотности распределения амплитуд A, времени появления амплитудных значений T, совместная плотность распределения между всеми последовательностями A и T флуктуограмм различных режимных параметров объекта). На рис. 1 и 2 построены гистограммы последовательностей A и T флуктуаций напряжения с периодами $1 \div 5$ с, снятых на вводах подстанции. Как видно из рис. 1, в общем числе появившихся экстремумов за наблюдаемый период наиболее вероятными являются экстремумы флуктуации со значениями от 0,15 до 0,75 % $u_{ном}$.

Приведенная на рис. 2 гистограмма распределения периодов появления экстремальных значений флуктуации напряжения показывает, что последовательность T имеет гармоническую составляющую, причем в ней наиболее вероятными являются межимпульсные интервалы порядка $1 \div 3$ с. Аналогично анализируются гистограммы последовательностей A и T режимных параметров на других входных и выходных зажимах объекта. Результаты проведенных расчетов спектрального состава флуктуаций для рассматриваемых режимов показывают, что в спектрах флуктуаций напряжения, мощности, токов ВЛ и нагрузки могут быть выделены следующие диапазоны частот f_1=0,0015—0,02 Гц; f_2=0,02—0,15 Гц; f_3=0,15—1,5 Гц. При этом наиболее мощными во флуктуационных колебаниях оказываются составляющие спектров частотой f_1. На рис. 3 в качестве примера приведена одна из спектрограмм флуктуаций напряжения на вводах подстанций, из которой следует существенность мощности составляющих флуктуаций с частотами f_1 по сравнению с мощностью составляющих в диапазонах частот f_2 и f_3. Из анализа функций спектральной плотности установлено, что низкочастотный характер флуктуаций напряжения на зажимах подстанции в основном обусловлены флуктуациями мощности питающих ВЛ, а более высокочастотные его составляющие — флуктуациями мощности подключенных нагрузок.

Идентификация математической модели $W(p)$ типового объекта энергосистемы. В качестве примера рассматривается задача идентификации односвязной модели участка электрической системы с мощной концентрированной промышленной нагрузкой, питаемой от одной подстанции 110 кВ. В данном случае для узла нагрузки передаточная функция определяется амплитудно-фазовыми частотными характеристиками модели (9). Подставив в (9) спектральные функции (4) и (5), получим следующие выражения для расчета ее амплитудной и фазовой частотных характеристик:

$$|W(f_i)| = \sqrt{\frac{|g_{u_i I_j}(f_i)|^2 + |b_{u_i I_j}(f_i)|^2}{G_{I_j}(f_i)}}; \qquad (10)$$

$$\varphi(f_i) = \operatorname{arctg} b_{u_i I_j}(f_i)/g_{u_i I_j}(f_i). \qquad (11)$$

Количественные значения характеристик (10) и (11) оценивались с помощью алгоритма идентификации на основе экспериментальных флуктуограмм напряжения и тока, снятых на входных зажимах узла в течение

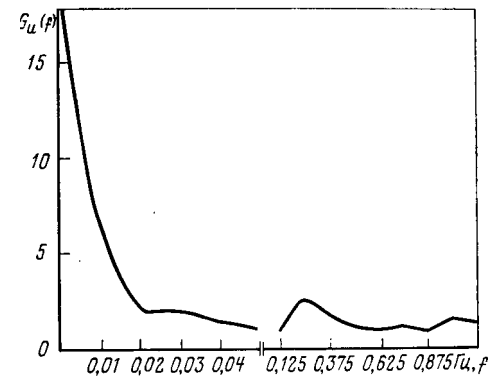


Рис. 3. Спектр флуктуаций напряжения на вводах подстанции 220 кВ

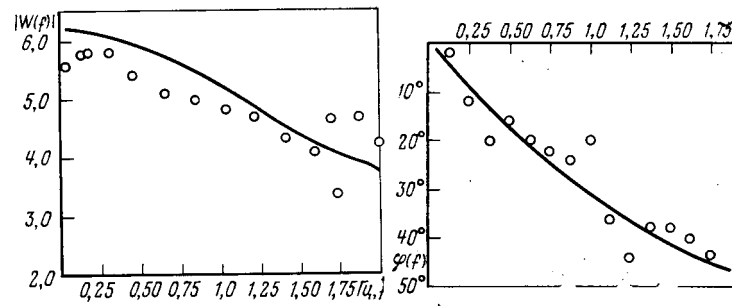


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика типового узла нагрузки энергосистемы

Рис. 5. Фазно-частотная характеристика типового узла нагрузки энергосистемы

70 мин стационарного периода утреннего максимума. Для этих данных применением предложенного алгоритма оценены как значения спектров флуктуаций, так и экспериментальных частотных характеристик (10), (11), которые приведены в виде точек на рис. 4 и 5.

С целью подтверждения результатов и оценки степени соответствия частотных характеристик, определяемых методом статистической идентификации, был проведен сравнительный анализ с частотными характеристиками «точной» модели узла нагрузки, характеристики и параметры которой получены экспериментально-расчетным путем. Учитывая, что в данном узле преобладает двигательная нагрузка, в качестве модели его был принят эквивалентный асинхронный двигатель. Передаточная функция такого эквивалента по каналу «напряжения — ток»

$$Y(p) = \frac{(x_0 + x_2)\,p + r_2/s}{[x_0 x_2 + x_1(x_0 + x_2)]\,p^2 + \left[r_1(x_0 + x_2) + \right.} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{}{\left. + \frac{r_2}{s}(x_0 + x_1)\right] p + \frac{r_1 r_2}{s}}. \qquad (12)$$

Используя статические характеристики типового узла, на основе методики [10] были определены следующие параметры эквивалентного двигателя: r_1=0,16; r_2=0,096; x_1=0,42; x_2=0,18; x_0=4,6; s=0,05. Подставив значения этих параметров в (12), получим выражение для «точной» модели исследуемого узла:

$$Y(p) = \frac{4{,}78p + 1{,}92}{2{,}83p^2 + 10{,}4p + 0{,}31}. \qquad (13)$$

Соответствующие выражению (13) амплитудная и фазовая частотные характеристики $|W(f)|$, $\varphi(f)$ показаны в виде непрерывной кривой на рис. 4 и 5. Сравне

ие характеристик расчетной модели (13) с характеристиами, полученными методом идентификации, показыает их практическое совпадение. Аналогичные результаты получены для других видов типовой нагрузки нергосистемы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Развитие** кибернетики электрических систем/ В. А. Веиков, В. И. Горушкин, Ю. М. Горский и др. — В кн.: Кибертику — на службу коммунизму. — М.: Энергия, 1967, т. 5.
2. **Веников В. А.** Методы управления процессами электронергетических систем. — Изв. АН СССР. Энергетика и транорт, 1971, № 2.
3. **Райбман Н. С., Чадеев В. М.** Адаптивные модели в сиемах управления. — М.: Советское радио, 1966.
4. **Пугачев В. С.** Статистические методы в автоматическом управлении. — Оптимальные системы. Статистические методы.— Труды II конгресса ИФАК. — М.: Наука, 1965.
5. **Домарацкий А. Н., Иванов Л. Н., Юрлов Ю. И.** Многоцелевой статистический анализ случайных сигналов. — Новосибирск: Наука, 1975.
6. **Бендат Дж., Пирсол А.** Измерение и анализ случайных процессов. — М.: Мир, 1974.
7. **Лятифов С. И., Рахманов Н. Р., Шейтман Я. Л.** Преобразователь отклонений тока и напряжения. — За технический прогресс, 1979, № 9.
8. **А. с. 599216 (СССР).** Устройство для измерения операторной проводимости/Ф. Г. Гусейнов, Н. Р. Рахманов, В. М. Зауберман. Опубл. в Б. И., 1978, № 11.
9. **Приспосабливающиеся** автоматические системы/ Под ред. Э. Мишкина и Л. Брауна. — М.: Иностр. лит-ра, 1963, с. 669.
10. **Гусейнов Ф. Г., Рахманов Н. Р.** Эквивалентирование нагрузок электрической системы при исследованиях статистической и динамической устойчивости. — Электричество, 1973, № 6.

[31.05.82]

◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆

ДК 62-83:621.311.18

Вопросы создания и применения мощных регулируемых электроприводов механизмов собственных нужд электростанций

ДОВГАНЮК И. Я., ЗАБРОВСКИЙ С. Г., КАБАНОВ П. С., ЛАЗАРЕВ Г. Б., МАМИКОНЯНЦ Л. Г., ТОЛСТОВ Ю. Г., ШАКАРЯН Ю. Г.

Москва

Растущее из года в год электропотребление приводит тому, что для покрытия пиковой части графиков лектрической нагрузки энергосистем приходится шире овлекать тепловые и атомные электростанции в режимы глубоким регулированием нагрузки в течение суток 1]. На блочных конденсационных электростанциях для окрытия переменного графика нагрузки привлекаются нергоблоки мощностью 150 и 200 МВт. Длительность х работы при неполной нагрузке доходит до 3000 ч год. Глубина регулирования достигает в среднем на ылеугольных блоках 35—40 %, на газомазутных — 0—60 % [2]. К регулированию мощности в энергосиемах (как за счет сокращения теплофикационного отора и увеличения конденсационной мощности, так и а счет разгрузки турбин) все больше привлекаются и ЭЦ [2].

Вследствие большой неравномерности суточного граика атомные электростанции, включенные в общую нергосистему, также должны допускать частичную азгрузку в ночные часы и выходные дни с целью подержания на приемлемом уровне режимов работы других электростанций [3 и 4]. При этом на атомных электростанциях при привлечении их к работе с переменным рафиком нагрузки возникает ряд проблем, связанных ак с технической возможностью работы агрегатов этих танций в таких режимах, так и с экономической целеообразностью их работы в регулировочном режиме [4].

Работа тепловых и атомных электростанций в режиах с глубокими разгрузками выдвигает новые требования к электроприводу механизмов собственных нужд. Механизмы собственных нужд должны не только обеспечивать нормальную эксплуатацию энергоблоков, но обладать высокой экономичностью в широком диапазоне нагрузок.

На существующих электростанциях мощные механизмы собственных нужд, как правило, снабжены нерегулируемыми электроприводами с короткозамкнутыми асинхронными двигателями. Регулирование их производительности обеспечивается путем дросселирования рабочей среды, либо варьирования числа работающих машин. Применяется также регулирование с помощью двухскоростных двигателей и гидромуфт [3, 5, 6].

Дросселирование, осуществляемое устройствами механического типа (регулирующие клапаны, направляющие аппараты, задвижки и т. п.), и ступенчатое изменение режимных параметров являются недостаточно экономичными способами регулирования, так как обуславливают невысокий к. п. д. и значительные потери электроэнергии, особенно ощутимые при переменном графике нагрузки. Потери из-за дросселирования имеют место и в базовых режимах, так как механизмы собственных нужд по условиям надежности работы энергоблоков выбираются для заданных условий эксплуатации с некоторым запасом. Так, расчетная подача питательного насоса обычно принимается на 20 % больше максимальной рабочей паропроизводительности котла [6]. Это приводит к потерям электроэнергии даже в номинальном режиме. Необходимость частых пусков механизмов собственных нужд при изменении нагрузки энергоблоков электростанций выдвигает также проблему обеспечения надежности как выключателей, так и приводных асинхронных двигателей, рассчитанных на весьма ограниченное число прямых пусков с (5—7)-кратными пусковыми токами. Вследствие этого в настоящее время значительные средства затрачиваются на ремонт и установку резервного оборудования.

Применение для регулирования механизмов собственных нужд гидромуфт имеет ряд существенных недостатков [3]. Гидромуфты сложны по конструкции, малонадежны, к. п. д. их сильно падает с уменьшением частоты вращения. Кроме того, использование гидромуфт не решает проблемы ограничения пусковых токов электроприводов.

Указанные обстоятельства обуславливают объектив-

ные предпосылки для рассмотрения вопроса о переходе к регулированию производительности механизмов собственных нужд изменением их частоты вращения, что наиболее эффективно обеспечивается тиристорными электроприводами.

Эффективность применения регулируемых электроприводов для механизмов собственных нужд определяется главным образом возможностью повысить их эксплуатационный к. п. д., а, значит, обеспечить экономию электроэнергии и топлива, оптимизировать тепломеханические процессы, создать необходимые предпосылки для комплексной автоматизации электростанций.

Перечисленные факторы с учетом большого значения, которое придается в последние годы экономии топливно-энергетических ресурсов, в том числе электрической энергии, сделали проблему создания и применения мощных регулируемых электроприводов переменного тока для механизмов собственных нужд электростанций особенно актуальной.

Замена системы регулирования с направляющими аппаратами и регулирующими клапанами регулируемым электроприводом требует определенных капитальных вложений. Поэтому решение вопроса о замене нерегулируемого электропривода регулируемым и выборе его системы в значительной мере лежит в области технико-экономического анализа, учитывающего целесообразность капиталовложений на регулируемый электропривод не только в зависимости от экономии электроэнергии и топлива, но и от дополнительных факторов, основные из которых:

возможность для каждого конкретного технологического процесса в различных режимах работы электростанции подобрать оптимальную частоту вращения (оптимальную производительность механизма), обеспечивающую наилучшее протекание технологического процесса;

уменьшение износа механизмов, направляющих аппаратов, трубопроводов, подшипников;

исключение тяжелого режима пуска и самозапуска двигателей, что существенно снижает затраты на частые ремонты электрооборудования;

надежность работы и долговечность;

возможность полной автоматизации энергоблока.

Полный учет всех перечисленных факторов в общем виде представляет значительные трудности и возможен лишь в каждом конкретном случае определения технико-экономической эффективности применения регулируемого электропривода для того или иного механизма. В то же время предварительную оценку эффективности регулирования механизмов собственных нужд в целом можно дать по укрупненным показателям, учитывающим, например, разницу в относительных потерях электроэнергии при регулировании частоты вращения и дроссельном регулировании, т.е. за счет экономии электроэнергии.

Как известно, общий к. п. д. при регулировании механизмов собственных нужд

$$\eta_o = \eta_м \eta_р, \qquad (1)$$

где $\eta_м$ — к. п. д. механизма (насоса, вентилятора и т. п.); $\eta_р$ — к. п. д. устройства регулирования.

Относительные значения средних потерь электроэнергии при регулировании с помощью тиристорных электроприводов и механическими устройствами:

$$\left.\begin{aligned} \Delta_{т.\,п} &= 1 - \eta_{м.\,ср}\eta_{р.\,т.\,п}; \\ \Delta_м &= 1 - \eta_{м.\,ср}\eta_{р.\,мех}, \end{aligned}\right\}$$

где $\eta_{м.ср}$ — среднее значение к. п. д. механизма; $\eta_{р.т.п}$ средний к. п. д. (верхнее значение) для тиристорно электропривода переменного тока; $\eta_{р.мех}$ — средн к. п. д. (верхнее значение) механических устройс регулирования.

Относительное значение сэкономленных потерь эле роэнергии

$$\Delta_э = \Delta_м - \Delta_{т.\,п}.$$

Обозначим

$$k = Э_{с.\,и.\,р}/Э_{с.\,и},$$

где $Э_{с.и.р}$ — годовое потребление электроэнергии м ханизмами собственных нужд при регулировании производительности тиристорными электроприводам $Э_{с.и}$ — годовое потребление электроэнергии всеми м ханизмами собственных нужд при дроссельном рег лировании.

Относительная средняя величина годовой эконом электроэнергии на собственных нуждах электростанц в долях годового потребления электроэнергии собс венными нуждами составит

$$\Delta Э^*_{с.\,н} = \Delta_э k.$$

Экономия топлива, образующаяся за счет эконом электроэнергии,

$$T_э = m\Delta Э^*_{с.\,н} Э_{с.\,н},$$

где m — принимаемый средний удельный расход усло ного топлива на 1 кВт·ч электроэнергии.

После подстановки (5) и (6) получим

$$T_э = m\Delta_э k Э_{с,\,н}.$$

Относя (7) к годовой выработке электроэнергии элек ростанции и приняв, что на собственные нужды потре ляется около 6 % вырабатываемой электроэнерги ($Э_{с.н} \approx 0{,}06\, Э_0$, где $Э_0$ — годовая выработка электр энергии), получим

$$T_э = 0{,}06\, m\, \Delta_э K.$$

На рис. 1 показаны зависимости $\Delta Э^*_{с.\,н} = f(k)$ $T_э = f(k)$.

При расчете принималось [3,6—8]: $\eta_{м.ср}=0{,}8$; $\eta_{р.мех}$ $=0{,}65$; $\eta_{р.т.п}=0{,}9$; $m=340$ г/(кВт·ч).

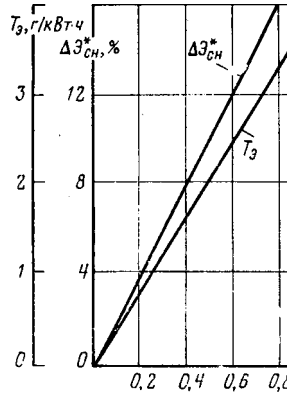


Рис. 1. Экономия электроэнергии и топлива в зависимости от относительного потребления регулируемыми механизмами собственных нужд в общем потреблении на собственные нужды электростанции

Как видно из рис. 1, эффективность тиристорных ектроприводов для регулирования производительности ханизмов собственных нужд особенно велика при их ıссовом применении и использовании для регулиро-ния наиболее мощных и ответственных механизмов ергоблока (что соответствует возрастающим значениям . К наиболее ответственным и мощным механизмам, основном обеспечивающим технологический цикл про-водства электроэнергии и непосредственно влияющим надежность и экономичность работы электростанций, жно отнести дутьевые механизмы котлов и насосы. новные параметры электроприводов таких механиз-в приведены в таблице.

Так для блочных тепловых электростанций, поскольку мощность энергоблока в среднем примерно пропорциональна производительности дутьевых вентиляторов, мососов и питательных насосов, при изменении нагрузки энергоблока необходимо в первую очередь снабдить регулируемым электроприводом именно эти механизмы. Предварительные технико-экономические расчеты, проведенные для энергоблоков 150—300 МВт тепловых электростанций, работающих 5000—6000 ч в год при 2000—3000 ч из них в режиме неполной нагрузки на блоке, показывают, что регулирование только дутьевых механизмов и питательных электронасосов тиристорными электроприводами переменного тока оказывается уже экономически оправданным: расход электроэнергии на собственные нужды уменьшается примерно на 6—10% [5].

Назначение электропривода	Основные параметры электропривода					
	Мощность, кВт	Напряжение сети, В	Синхронная частота вращения, об/мин	Диапазон регулирования частоты вращения	Точность поддержания частоты вращения, %	Характер нагрузки
тьевые вентилято-	120 1600	6000	500 600 750 1000	1—0,5	±1	Спокойный
мососы центро-кные	200 1500	6000	500 600 750 1000	1—0,5	±1	»
ососы осевые	1200 3200	6000	375 500 600	1—0,5	±1	»
ницы-вентилято-	200 2000	6000	500 1000	1—0,5	±2	Ударный
гельные насосы	3200 6000	6000	3000	1—0,5	±1	Спокойный
енсатные насосы	500 1600	6000	750 1500	1—0,65	±2	»
ые насосы	1000 3200	6000	3000 3000	1—0,65	±2	»
ные циркуляци-е насосы АЭС м числе реакто- на быстрых юнах)	1700 6200	6000	750 1000 1500 3000	1—0,15	±1	»

В зависимости от способа включения тиристорных преобразователей мощные электроприводы переменного тока делятся на две группы. К первой, содержащей преобразователи в статорных цепях двигателя, относятся системы «преобразователь частоты — асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором» (ПЧ—АД) и «преобразователь частоты — синхронный двигатель» (ПЧ—СД). Ко второй, содержащей преобразователи в роторных цепях двигателя, относятся каскадные схемы включения асинхронных двигателей с фазным ротором и преобразователей частоты — асинхронные вентильные каскады (АВК) и асинхронизированные синхронные двигатели (АСД).

Преобразователи частоты (рис. 2, *а* и *б*) для систем ПЧ—АД и ПЧ—СД рассчитываются на полную мощность двигателя и обеспечивают полное (100%) регулирование частоты вращения.

Схемы АВК и АСД (рис. 2, *в* и *г*) содержат преобразователи частоты, мощность которых пропорциональна глубине регулирования. Они обеспечивают регулирование частоты вращения механизма в ограниченных пределах и требуют установки реостатов для пуска двигателей. Оценивая в целом особенности приводов обеих групп, необходимо отметить следующие основные обстоятельства. Частотно-регулируемый электропривод позволяет применять надежный и простой в эксплуатации асинхронный короткозамкнутый двигатель; без дополнительных устройств обеспечивает плавный управляемый пуск с токами, ограниченными на уровне, близком к номинальному; обеспечивает высокий к. п. д. В то же время, поскольку тиристорный преобразователь частоты рассчитывается на полную мощность двигателя, частотно-регулируемый электропривод отличает высокая стоимость. Уменьшение расчетных затрат в 1,5—1,8 раза на электропривод ПЧ—АД (ПЧ—СД) получается, если тиристорный преобразователь выполнен бестрансформаторным, т. е. высоковольтным, рассчитанным на полное напряжение сети и двигателя.

Каскадные схемы электропривода требуют применения асинхронного двигателя с фазным ротором и пусковых реостатов. В то же время их стоимость меньше стоимости электроприводов первой группы, причем, чем меньше требуемый диапазон регулирования, тем больше разница в стоимости. При этом в схеме АСД возможно двухзонное регулирование скорости. Поскольку тиристорный преобразователь в каскадных схемах подключен к роторной цепи двигателя, он выполняется низковольтным и требует включения согласующих трансформаторов со стороны сети.

Не вдаваясь в данной статье в детальное сопоставл-е

ние систем электропривода переменного тока для нужд энергетики (это само по себе является самостоятельной задачей), необходимо отметить, что в общем случае выбор типа регулируемого электропривода для того или иного механизма (дутьевые механизмы, питательные, конденсатные, сетевые насосы и т. п.) носит альтернативный характер и должен производиться с учетом всех определяющих факторов, основными из которых являются: мощность и номинальная частота вращения механизма; диапазон регулирования; к. п. д.; плавный пуск с ограниченным на уровне, близком к номинальному, пусковым током; требования к длительности работы в регулируемых режимах и частоте пусков привода; требования к точности поддержания регулируемого параметра; сохранение работоспособности электропривода и заданной производительности механизма при длительных неглубоких снижениях напряжения сети (до 0,85—0,9 номинального значения); самозапуск электропривода до заданной частоты вращения (требуемой производительности) после глубоких посадок напряжения или перерывов питания длительностью до 2,5 с; требования к надежности работы электропривода, его конструкции, массо-габаритным показателям оборудования и стоимости.

В настоящее время в нашей стране и за рубежом имеется некоторый опыт создания и применения мощных электроприводов переменного тока для регулирования производительности механизмов собственных нужд электростанций.

Среди зарубежных разработок мощных тиристорных преобразователей для частотно-регулируемых приводов ПЧ—АД можно в качестве примера отметить преобразователь фирмы Mitsubishi (Япония) 8500 кВ·А, 3—60 Гц, 3—6 кВ. Привод такой мощности предназначен для насосных и вентиляционных установок, а также компрессоров [9].

В качестве применения системы ПЧ—СД можно указать на разработки французской фирмы Jeumont — Schneider ряда электроприводов с использованием синхронных машин мощностью 5—20 МВт напряжением 1—10 кВ для замены турбопривода питательных насосов тепловых электростанций. Диапазон скоростей вращения 3000—12000 об/мин (50—200 Гц) [10]. Представляет интерес сообщение [11] о поставке фирмой Westinghouse (США) на электростанцию четырех преобразователей частоты для синхронного привода дымососов мощностью 2576 кВт. Ожидается, что экономия электроэнергии составит до 30% электроэнергии, затрачивавшейся прежде на питание четырех вентиляторов, или около 16 млн. кВт·ч в год.

Широкое применение за рубежом находят каскадные системы электропривода. Так, фирма Siemens (ФРГ) создала привод по схеме АВК мощностью 8200 кВт, 6—10 кВ для регулирования частоты вращения питательных насосов тепловых электростанций в диапазоне 750—1490 об/мин [8]. Известны поставки этой фирмы таких приводов мощностью до 15000 кВт для насосов тепловых и атомных электростанций [10, 12]. Для обеспечения повышенных энергетических показателей АВК установлены два комплекта выпрямитель-инвертор, переключаемые с параллельного соединения в верхней части диапазона регулирования, на последовательное в нижней части диапазона. Фирма Mitsubishi разработала электропривод по схеме АВК с десятиполюсным двигателем мощностью 6700 кВт, 6 кВ [13]. Диапазон изменения частоты вращения от 288 до 576 об/мин. Мощность

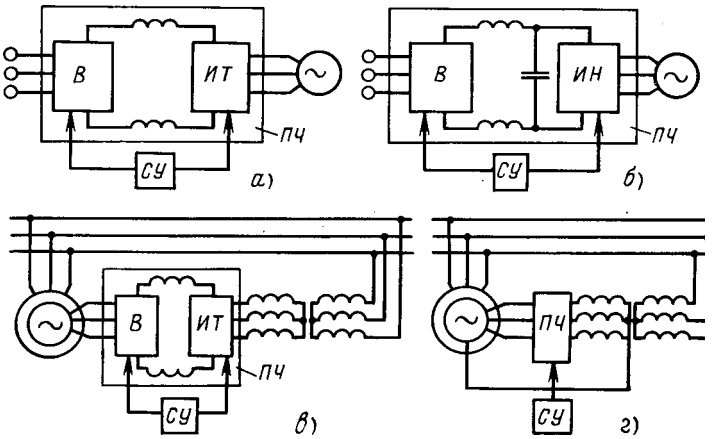


Рис. 2. Принципиальные схемы тиристорных электроприво переменного тока: *В* — выпрямитель; *ИТ* — инвертор то *ИН* — инвертор напряжения; *ПЧ* — преобразователь часто *СУ* — система управления

выпрямителя — инвертора 6 мВ·А, он выполнен по д надцатипульсной схеме. Эта же фирма освоила сер электроприводов по схеме АСД.

Среди отечественных разработок необходимо от тить электроприводы по схеме АВК для главных ц куляционных насосов мощностью 3400 и 1500 кВт ат ных электростанций [14]. Особенность этих элект приводов — глубокий диапазон регулирования част вращения, что потребовало применения регулируем автотрансформатора, включаемого в цепь статора аси ронного двигателя. Электропривод по схеме АСД мо ностью 1000 кВт применен на дутьевом вентилят ТЭЦ. Диапазон регулирования 600—900 об/мин [1

Разработаны тиристорные преобразователи часто напряжением 6 кВ мощностью 3500 кВт для плавн частотного пуска и регулирования частоты вращен асинхронных короткозамкнутых двигателей в широк диапазоне [16 и 17]. Ведутся работы по созданию тир торных преобразователей частоты для пуска и регули вания частоты вращения мощных синхронных двига лей [18—20]. Приходится, однако, признать, что несм ря на определенный опыт создания и практического п менения тиристорных электроприводов переменного т большой мощности их внедрение в энергетику к наст щему времени носит единичный характер. Существу щее электрооборудование не удовлетворяет в полной ре требованиям эксплуатации и специфике режи электростанций. Так, для регулируемого электроприв необходимо применять закрытые обдуваемые элект двигатели вместо малонадежных продуваемых. Для А и АСД отсутствуют надежные и экономичные устройс для пуска этих приводов. При разработке сис ПЧ—АД и ПЧ—СД с высоковольтными тиристорны преобразователями возникают определенные трудно при выборе тиристоров с требуемыми параметра а также реакторного и конденсаторного оборудован Создание надежных и экономичных тиристорных п образователей и электроприводов на их основе треб дальнейших разработок также и в части исследова эксплуатационных характеристик механизмов собств ных нужд при регулировании их частоты вращен электромагнитных и электромеханических процессо нормальных и аварийных режимах с учетом специфи эксплуатации. Среди задач, подлежащих решению, с дует отметить задачу создания оптимальных и вмест тем простых и надежных систем управления, регули

ания и защиты электропривода, обеспечивающих его адежную работу как при неглубоких снижениях напряжения, так и при самозапусках после глубоких посадок и перерывов напряжения питания. Применение ощных тиристорных преобразователей требует тщательной проработки вопросов электромагнитного совещения их с питающей сетью и нагрузкой, ограничения ериодических перенапряжений относительно земли и их лияния на работу релейных защит [21].

Ввиду массовости, широкой номенклатуры и ожидаемой значительной эффективности необходимо ускорить ешение указанных задач. Это позволит накопить опыт роектирования, монтажа, наладки и эксплуатации регулируемых электроприводов на электростанциях и полностью использовать резервы повышения эффективности аботы оборудования, экономии топлива и электроэнергии, которые дает регулирование производительности еханизмов собственных нужд.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Черня Г. А.** Суточные графики нагрузки объединенных ергосистем и вопросы повышения маневренности энергетического оборудования. — Теплоэнергетика, 1975, № 11.

2. **Гиршфельд В. Я., Князев А. М., Куликов В. Е.** Режимы аботы и эксплуатация ТЭС. — М.: Энергия, 1980.

3. **Робожев А. В.** Насосы для атомных электрических станий. — М.: Энергия, 1979.

4. **Рубин В. Б.** Проблемы маневренности атомных электроанций. — Электрические станции, 1978, № 11.

5. **Кузнецов Ю. П., Подаруев А. И.** Вопросы применения гулируемого электропривода механизмов собственных нужд лектрических станций. — В кн.: Автоматизированный электропривод в промышленности. — М.: Энергия, 1974.

6. **Малюшенко В. В., Михайлов А. К.** Насосное оборудование тепловых электростанций. — М.: Энергия, 1975.

7. **Гинзбург-Шик Л. Д., Бордюков А. П.** Тепловые электрические станции и их технологическое оборудование. — М.: Энергия, 1967.

8. **Онищенко Г. Б., Юньков М. Г.** Электропривод турбомеханизмов. — М.: Энергия, 1972.

9. **Mitsubishi** Denki Giho, 1977, vol. 51, № 7.

10. **Revue** general de l'electricite, 1978, Juliet.

11. **Power**, 1981, February.

12. **Technica** (Suisse), 1976, vol. 25, № 25.

13. **Mitsubishi** Elec. Adv., 1981, vol. 16.

14. **Регулируемый** электропривод циркуляционных насосов атомных электростанций/Онищенко Г. Б, Пономарев В. М., Анищев Е. Ю. и др.— ЭП. Электропривод, 1976, вып. 4.

15. **Мурзаков А. Г.** Экономичный регулируемый электропривод механизмов собственных нужд электростанций. —Энергетик, 1981, № 7.

16. **Толстов Ю. Г.** Состояние и перспективы развития вентильной преобразовательной техники. — Изв. вузов. Электромеханика, 1974, № 4.

17. **Мощные** преобразователи частоты для асинхронной машины 3500 кВт, 6 кВ/С. М. Гордюшкин, С. Г. Забровский, Г. Б. Лазарев и др. — ЭП. Преобразовательная техника, 1976, вып. 10.

18. **Состояние** и перспективы внедрения электроприводов с вентильными двигателями/Б. С. Александровский, И. И. Эпштейн, Е. Л. Эттингер и др. — В кн.: Автоматизированный электропривод. — М.: Энергия, 1980.

19. **О применении** частотнорегулируемого электропривода на магистральном транспорте газа/З. Я. Рабинович, Ю. Т. Толстов, А. В. Наталкин, А. М. Колоколкин. — Транспорт и хранение газа, 1978, № 8.

20. **Невелев Л. И., Кричевский Е. Н., Эпштейн И. И.** Ряд комплектных тиристорных электроприводов переменного тока серии ПЧВН на базе вентильного двигателя.— ЭП. Электропривод, 1981, вып. 1.

21. **Забровский С. Г., Лазарев Г. Б., Штейнберг А. Ю.** Перенапряжения в системах с тиристорными преобразователями, Кишинев: Штиинца, 1979.

[02.08.82]

◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆

ДК 621.31.004.1.001.24

Распределенные системы оперативного управления электропотреблением

ВЕНИКОВ В. А., доктор техн. наук, ЩЕРБИНА Ю. В., доктор техн. наук, ЛЕПОРСКИЙ В. Д., канд. техн. наук

Москва, Киев

Главное направление интенсификации использования пливно-энергетических ресурсов на современном этапе ключается в экономии электроэнергии при ее потребнии в промышленности, сельском хозяйстве и коммульно-бытовом секторе.

Эффективность экономии электроэнергии у потребилей существенно зависит от качества управления ектропотреблением со стороны энергоснабжающих орнизаций. Целесообразно выделить задачи: оперативго управления, которые должны решаться в темпе оцесса; планирования (определения лимитов потребния электроэнергии) на месяц, квартал, год, пятилет; нормирования электропотребления для отраслей, едприятий, цехов и т. п.

Можно назвать четыре основные задачи оперативного равления электропотреблением:

контроль текущего режима работы потребителей;

оптимальное управление находящимися в ведении требителей источниками активной и реактивной мощсти;

оптимальное управление потребителями-регулятора и накопителями электроэнергии;

оптимизация распределения ограниченного ресурса ектроэнергии и управление отдельными категориями электроприемников в аварийных ситуациях, в условиях дефицита топлива и т. п.

Информация, собираемая при оперативном управлении, должна накапливаться, подвергаться статистической обработке и использоваться для оптимального планирования и для определения норм потребления электроэнергии.

Технические средства решения задачи оперативного управления электропотреблением должны иметь распределенную по территории многоуровневую иерархическую структуру. Соответственно возникает распределенная по территории многоуровневая иерархическая структура данных, накапливаемых в памяти ЭВМ. Можно выделить территориальные уровни: систем электропотребления; районов электрических сетей (РЭС); предприятий электрических сетей (ПЭС), производственных энергетических объединений (ПЭО); ОДУ и ЦДУ.

При комплексном решении проблемы целесообразно различать управление электропотреблением и электроснабжением или управление нагрузками потребителей и источников электроэнергии (рис. 1). Иерархическая распределенная система управления нагрузками (ИРСУН), которую необходимо создать в Минэнерго УССР, является составной частью АСДУ энергообъеди-

нений, ПЭО и ПЭС. Она должна обеспечивать оптимальное использование топливно-энергетических ресурсов в нормальных условиях работы и при дефицитах мощности и энергии. Причинно-следственная связь системы электропотребления и системы электроснабжения осуществляется через график электрической нагрузки. Система электроснабжения в широкой трактовке термина включает производство, передачу и распределение электроэнергии.

Основная целевая функция ИРСУН представляет собой комбинацию четырех типов составляющих:

$$G = \mathrm{comb}\,\{G_т,\ G_п,\ G_р,\ G_у\}, \qquad (1)$$

где $G_т$ — расход топлива; $G_п$ — технологический расход (потери) на передачу электроэнергии между территориальными уровнями электрических сетей; $G_р$ — технологический расход (потери) на распределение электроэнергии внутри каждой территориальной зоны; $G_у$ — ущерб, который возникает у потребителей при ограничениях нагрузок. Например, на уровне ОДУ единственная составляющая $G_п$ выражает технологический расход в межсистемных линиях электропередач, а составляющие $G_р$ по числу ПЭО — технологический расход в их внутренних электрических сетях. Аналогично на уровне ПЭО единственная составляющая $G_п$ выражает технологический расход в линиях связи между ПЭО, а составляющие $G_р$ по числу ПЭС — во внутренних сетях ПЭС и т. д.

Наиболее выгодное в конкретных условиях значение экономической целевой функции (1) достигается путем статической или динамической оптимизации режимов электроснабжения и электропотребления. Дополнительным критерием качества управления являются надежность (отсутствие перерывов в электроснабжении) и качество электроэнергии (надлежащие напряжение и частота). Они могут быть учтены дополнительными целевыми функциями или соответствующими ограничениями.

Задачи оптимального управления электроснабжением в различных режимах и на различных уровнях иерархии разрабатываются и успешно решаются многими научно-исследовательскими коллективами. Управлению электропотреблением до последнего времени уделялось значительно меньше внимания. Организационная трудность заключается в том, что комплексное решение вопросов управления нагрузками возложено на Минэнерго СССР, но системы электропотребления включают источники электроэнергии, компенсирующие устройства, электрические сети и электроприемники, принадлежащие потребителям различных ведомств. Крупные системы электропотребления по технической базе, технологическим функциям и задачам управления приближаются к электрическим системам Минэнерго, но имеют существенные производственные особенности и поэтому требуют специального рассмотрения.

Системы управления, планирования и нормирования электропотребления со стороны Минэнерго должны иметь оперативное технологическое и информационное взаимодействие с крупными системами электропотребления. Мелкие промышленные, сельскохозяйственные и коммунальные потребители при оперативном управлении представляются случайной составляющей. Однако для планирования и нормирования необходима регулярная информация всех мелких потребителей о планируемой и выпущенной продукции. Бытовые потребители

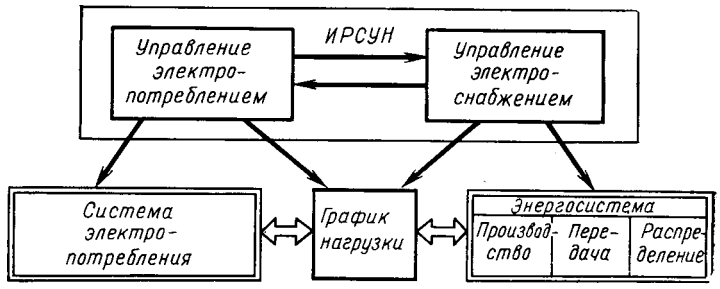


Рис. 1. Схема управления электрическими нагрузками

приходится рассматривать как неуправляемую случайную массу.

Крупные системы электропотребления должны находиться под непрерывным управлением. Мелкие потребители, кроме бытовых, самостоятельно определяют режимы расходования выделенных им лимитов потребления. Наконец, бытовые потребители учитываются только их суммарными статистическими характеристиками.

В составе ИРСУН должны быть: центры управления на уровне ЦДУ, ОДУ, ПЭО, ПЭС и РЭС, оснащенные ЭВМ различной мощности; распределенная система оперативного контроля текущего режима во всех точках учета электроэнергии, отпускаемой крупным системам электропотребления; распределенная система регулярного автоматического или автоматизированного учета электроэнергии, отпускаемой мелким потребителям; информационно-управляющая сеть, обеспечивающая автоматическую и автоматизированную передачу данных.

Существуют различные концепции взаимодействия центров управления в распределенной системе. «Принудительная» концепция предполагает, что вышестоящий центр управления подчиняет себе все нижестоящие центры, принудительно задает им условия работы и практически не оставляет свободы действий. «Поощрительно-наказательная» концепция основывается на практической полной свободе действий, при которой вышестоящий центр только поощряет и наказывает подчиненные центры за достигнутый результат. В условиях «равноправного взаимодействия» все центры одного уровня принимают решения на основе обмена информацией и стремления к единой цели, а вышестоящий центр только организовывает информационный обмен. Наконец, при соблюдении концепции «демократического централизма» нижестоящие центры участвуют в подготовке оптимальных решений и безусловно подчиняются им.

Развитие систем оперативного управления электропотреблением может пройти ряд этапов, использующих различные варианты и сочетания названных концепций. Начальный этап потребует, вероятно, использования «принудительной» концепции. В результате развития должна сформироваться система, основанная на концепции «демократического централизма».

В соответствии с современной теорией управления сложными системами в каждом центре распределенной системы должны функционировать три автоматических слоя оперативного управления (рис. 2).

Управляемая система S находится под управлением обобщенного контроллера C, включающего контроллеры регулирования C_R (регулятор), оптимизации C_o (оптимизатор) и адаптации C_a (адаптер). Закон регулирования, целевая функция и способ адаптации заданы в алгоритмах соответствующих контроллеров. Регулятор выраб

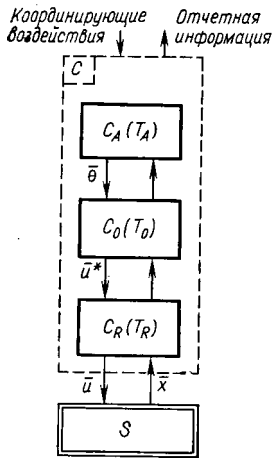


Рис. 2. Трехслойная структура оперативного управления

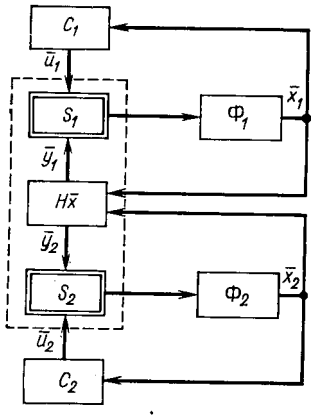


Рис. 3. Режимная декомпозиция оперативного управления

гывает построенные на интервалах времени управляющие воздействия $\bar{u}$ таким образом, чтобы поддерживать заданный в течение отрезка времени $T_0 > T_R$ оптимальный вектор управления $\vec{u}^*$. Значения составляющих $\vec{u}^*$ вычисляются оптимизатором по моделям объекта и внешней среды, заданным на интервале $T_a \gg T_0$. Адаптер получает информацию о наиболее существенных изменениях управляемой системы и внешней среды, вычисляет аддитивные и мультипликативные поправки $\bar{\theta}=(\bar{\alpha}, \bar{r})$ к параметрам моделей и вводит эти поправки при смене интервалов времени T_a. Пунктирные стрелки показывают передачу информации, в состав которой могут входить необходимые компоненты вектора состояний $\vec{x}$.

Целесообразно регулярное исполнение операций сбора, передачи, переработки и обновления информации в контроллерах с циклом повторения, находящимся в ориентировочных пределах от 1 до 5 мин для слоя регулирования от 5 до 60 мин — для слоя оптимизации от 1 до 24 ч — для слоя адаптации. Временные интервалы выдачи дискретных управляющих воздействий с целью экономии ресурса регулирующей аппаратуры и стабилизации взаимодействия звеньев распределенной системы должны быть как можно большими. С другой стороны, чем реже управляющие воздействия, тем меньше эффект оптимального управления. Целесообразность выдачи очередного воздействия одному или нескольким подчиненным центрам управления можно определить по величине «интервала прогноза»

$$\int_{t}^{t+T} (\varphi - \varphi^*)dt \geqslant \varepsilon, \qquad (2)$$

где t — время выдачи рассматриваемого управляющего воздействия; $t+T$ — прогнозируемое время выдачи следующего за ним управляющего воздействия; φ — значение целевой функции (1) при отсутствии рассматриваемого воздействия; φ^* — значение этой же функции при вводе воздействия для приближения к оптимуму; ε — обоснованное экономическим расчетом значение полезного эффекта, ради достижения которого целесообразно однократное использование ресурса средств управления.

Значения целевой функции φ и φ^* могут определяться прямым счетом при прогнозируемых условиях работы систем электроснабжения и электропотребления. Можно использовать принцип скользящего планирования. Величина ε должна определяться на основе компромисса между стоимостью регулирующей аппаратуры и эффектом оптимального управления с учетом требования устойчивости распределенной системы.

При расчете целевой функции (1) наибольшие затруднения вызывает определение народнохозяйственных ущербов, обусловленных ограничениями для различных групп потребителей. Численные значения относительных ущербов (недоотпуск продукции на единицу ограничения электропотребления) можно определить статистическими методами по ретроспективным динамическим рядам отпуска электроэнергии и выпуска продукции по каждому потребителю. Вопрос о коэффициентах компромисса между ущербами различных групп потребителей требует дальнейших исследований. В частности, можно использовать цены выпускаемой продукции, весовые коэффициенты отраслей и др. Соотношение между экономией энергоресурсов и выпуском продукции также требует специального исследования.

В оперативном управлении условия компромиссов, значение ε, ограничения по напряжению, по надежности могут задаваться в зависимости от конкретной обстановки диспетчером ЦДУ, ОДУ, ПЭО, ПЭС или ОЭС в диалоговом режиме взаимодействия с ЭВМ.

Иерархическая структура распределенной системы управления электропотреблением предполагает ее территориальную декомпозицию. Кроме того, для упрощения алгоритмов управления целесообразна режимная декомпозиция, разделяющая процессы управления электропотреблением по активным и реактивным мощностям. Схема движения информации в центре управления любого территориального уровня показана на рис. 3.

Управляемая система S подразделена на подсистемы активной S_1 и реактивной S_2 мощности, каждая из которых получает свои управляющие воздействия $\vec{u}_1$, $\vec{u}_2$ и выдает свою отчетную информацию. В отличие от рис. 2 на рис. 3 дополнительно показаны фильтры Φ_1, Φ_2, перерабатывающие данные текущего режима $\vec{z}_1$, $\vec{z}_2$ в векторы состояния подсистемы $\vec{x}_1$, $\vec{x}_2$, Трехслойные контроллеры C_1, C_2 выполняют независимые операции адаптации, оптимизации и регулирования подсистем. Технологическая связь режимов генерации, передачи, распределения и потребления активной и реактивной мощности представлена на рис. 3 элементом преобразования информации $\mathbf{H}\vec{x}$, где $\mathbf{H}$ — передаточная матрица взаимодействия подсистем. Режим по активным мощностям влияет на подсистему реактивных мощностей через вектор $\vec{y}_2$, а режим по реактивным мощностям — на подсистему активных мощностей через вектор $\vec{y}_1$.

Простейший вариант системы может учитывать только балансы активной и реактивной мощности и энергии в предположении постоянства потерь в электрической сети. Более эффективна, но одновременно и значительно более сложна система оперативного управления, взаимодействующая с системами оперативной оптимиза-

ции распределения нагрузок между электростанциями по расходу топлива и оперативной оптимизации режима работы электрической сети по качеству электроснабжения и технологическому расходу энергии. Оптимальные решения должны выбираться с учетом ограничений по располагаемым мощностям источников, возможностям регулирующей аппаратуры, значениям напряжений в узлах и токов в ветвях электрической сети, устойчивости системы, а также по частоте.

При решении задач текущего контроля, оптимизации распределения энергоресурсов и оптимального управления потребителями совместно с оптимизацией режима работы электрической сети элементами вектора текущего режима выступают результаты телеизмерений активных мощностей P, реактивных мощностей Q, напряжений V и частоты f:

$$\vec{z}=\left(\vec{P},\ \vec{Q},\ \vec{V},\ f\right). \qquad (3)$$

Значения P и Q измеряются в началах и концах ветвей электрической сети (включая связи с системами электропотребления), значения V — в ее узлах. Количество телеизмерений обычно существенно меньше величины $2n_в+n_у$, где $n_в$ — количество ветвей, $n_у$ — количество узлов, но должно быть ощутимо больше числа степеней свободы электрической сети, равного (с учетом возможности изменения частоты) $2n_у$. Избыточная информация может использоваться для повышения достоверности результатов оценки состояния электрической сети.

Телеизмерения должны быть размещены в сети таким образом, чтобы обеспечивать достаточную наблюдаемость ее режима. При отсутствии телеизмерений в некоторых элементах и невозможности дорасчета их режимов по смежной информации возможен ввод в ЭВМ псевдоизмерений с пультов взаимодействия с персоналом диспетчерских пунктов.

Кроме телеизмерений, слой оперативного управления должен получать телесигналы об изменениях положения коммутационных аппаратов. Информация о состоянии отдельных элементов электрической системы должна поступать в слой регулирования, а статистические характеристики участия каждого элемента в нормальной работе — в слой адаптации.

В качестве формируемого фильтрами вектора состояния, однозначно характеризующего режимы работы управляемой системы и не включающего в себя избыточных режимов, целесообразно принять углы ψ и модули V напряжений в узлах, а также частоту. Тогда

$$\vec{x}=\left(\vec{\psi},\ \vec{V},\ f\right)$$

причем в одном опорном узле $\psi=0$.

В состав вектора контролируемых параметров вхо дят прошедшие фильтрацию составляющие вектора т кущего режима и дополнительно рассчитываемые зна чения величин, по которому проверяются ограничения Наконец, в состав вектора управления входят величины значения которых задаются в виде ограничений нижесто ящим контроллерам.

Системы оперативного управления электропотребле нием на первом этапе могут быть независимы. Далее он должны эффективно взаимодействовать с системами оп тимизации режимов работы электростанций и электри ческих сетей.

Экономический эффект ИРСУН достигается за сче экономии топлива, снижения потерь в электрически сетях и снижения ущерба у потребителей благодаря оп тимальному распределению ограниченных ресурсов мощ ности и энергии. Соотношение этих составляющих различных зонах страны требует специального иссле дования. В зависимости от этого соотношения должны решаться вопросы участия министерств и ведомств, по требляющих электроэнергию, в создании материально базы и в эксплуатации ИРСУН.

Выводы. 1. Необходимы исследования концептуаль ных основ, методов и алгоритмов распределенных систем оперативного управления, планирования и нормирова ния электропотребления.

2. Целесообразна трехслойная (регулирование, оп тимизация, адаптация) иерархическая структура систем управления электропотреблением с территориальной и режимной декомпозицией.

3. Алгоритмические режимы должны быть выбраны таким образом, чтобы процессы сбора, передачи, хра нения, переработки и использования информации в элементах управляющей сети были организованы про стейшим образом, стандартно сопрягались между собой и обеспечивали возможность создания ИРСУН, охваты вающей произвольную территорию при произвольном количестве ступеней иерархии.

4. Первоочередной задачей является технико-эко номическое обоснование народнохозяйственной эффек тивности ИРСУН, а также разработка и осуществление организационных решений, обеспечивающих в ее созда нии министерств и ведомств, выступающих потребителя ми электроэнергии.

[04.03.82]

◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆

УКД 621.316.35-215.062.001.24

Оптимизация схем соединения экранов токопроводов с токоограничивающими реакторами

МЕЕРОВИЧ Э. А., доктор техн. наук, **ЧАЛЬЯН К. М.**, доктор техн. наук, **БУКЗДОРФ Н. В.**, инж.
Москва, Баку

В энергетике больших мощностей находят широкое применение генераторные токопроводы с непрерывными экранами, преимуществом которых является сведение до минимума электродинамических сил, воздействующих на шины и экраны при коротких замыканиях. Однако в экранах таких токопроводов в стационарном режиме теряется значительная энергия. Для уменьшения потерь в экранах токопроводов могут быть использованы схемные решения с токоограничивающими реакторами и без них в цепи экранов.

В стационарном режиме работы генератора рабочая точка реактора должна находиться ниже уровня насыщения, а в процессе короткого замыкания перейти в область насыщения; при этом сопротивление реактора

резко уменьшается, возрастающий ток в экране приближается к значению тока шины и компенсирует магнитное поле составляющей тока короткого замыкания, что достигается соответствующим выбором параметров магнитопровода реактора.

Рациональное использование реакторов в различных схемах может быть осуществлено в результате оптимизации по минимуму суммарной мощности потерь. Универсальная математическая модель для расчета электромагнитных параметров пофазно экранированных токопроводов современных сверхмощных генераторов [1 и 2] позволяет оптимизировать мощность потерь в токопроводах с различными схемами соединения экранов. В зависимости от схемы соединения экранов выбираются комплексные сопротивления в их цепях.

Оптимизация мощности потерь рассматривается в токопроводах с заданной схемой соединения экранов. Рассчитав оптимальные режимы по минимуму мощности потерь для различных схем соединения экранов, можно оптимизировать их схему соединения, исходя из технико-экономической целесообразности.

Рассматриваются следующие задачи оптимизации мощности потерь в экранах при вариации комплексных сопротивлений: определение минимальной суммарной мощности потерь в экранах; определение минимальной суммарной мощности потерь в экранах при условии равномерного распределения мощности потерь между ними; определение минимальной суммарной мощности потерь в экранах при условии обеспечения наименьшей мощности потерь в экране средней фазы.

На рис. 1—4 представлены рассматриваемые схемы соединения экранов с токоограничивающими реакторами.

Задача решается численным методом на ЭВМ типа БЭСМ—6 с использованием метода прямого поиска для минимизации функции нескольких переменных [3]. Поиск осуществляется в комплексной плоскости при вариации модуля комплексного сопротивления $|Z|$ в пределах от 0 до $2\cdot10^{-3}$, ψ— от 70 до 90°. Расчетом установлено, что зависимость минимизируемой функции от модуля комплексного сопротивления Z значительно сильнее, чем от аргумента. Это обстоятельство учитывалось при выборе шага поиска. Первоначальный шаг поиска по модулю принят равным $0{,}2\cdot10^{-3}$, по аргументу — 2° при минимально допустимом шаге по модулю — $0{,}2\cdot10^{-6}$ и аргументу — 0,02°.

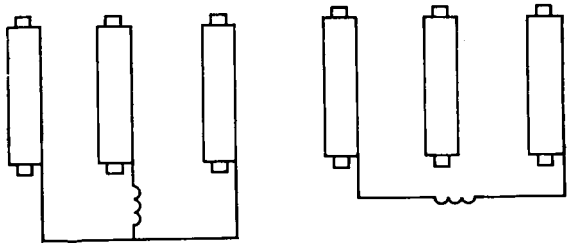


Рис. 1. Реактор в цепи экрана средней фазы

Рис. 2. Реактор в цепи экранов крайних фаз, экран средней фазы электрически изолирован

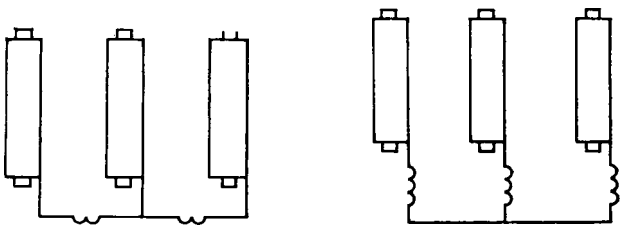


Рис. 3. Два реактора в цепи экранов крайних фаз

Рис. 4. Три реактора в цепи трех экранов

Чтобы избежать «случайного» минимума, нахождение его в каждой задаче проводится из многих начальных точек. Выбор начальных точек случаен, но их распределение задается с равномерной плотностью по исследуемой области.

Для экономии машинного времени при расчетах использовалось обнаруженное приближенное совпадение точек минимумов для некоторых вариантов. Кроме того, получив минимум искомой функции для какой-нибудь одной начальной точки, необязательно добиваться получения минимума при других начальных точках, если путь нахождения искомого минимума при других начальных точках, достаточно близко приближается к первому.

Если при достаточном времени счета (около 30 мин) минимум не достигается, поиск минимума из данной начальной точки прекращается. Расчет одного варианта (при одной начальной точке) занимает около 10 мин машинного времени. При этом для определения одного значения мощности потерь требуется около 8 с.

Определение минимальной суммарной мощности потерь при вариации Z и условии равномерного ее распределения между экранами проводится в два этапа. На первом этапе находятся точки, где выполнено приближенное равенство мощности потерь во всех экранах. На втором этапе, задавшись определенной погрешностью равенства

$$\frac{|P_A-P_B|+|P_B-P_C|+|P_A-P_C|}{P_A+P_B+P_C}\leqslant 0{,}01,$$

находим минимум $[P_A+P_B+P_C]$, используя в качестве начальной точку, где выполнено равенство мощности потерь. Очевидно, что роль второго этапа решения задачи определяется тем, как сильно меняется минимизируемая функция в окрестности этой точки. Расчеты показали, что в рассмотренных задачах второй этап решения задачи практически не дополняет первый этап, т. е. результаты решений почти совпадают.

Расчет оптимальных вариантов токопроводов проводится на примере токопровода с параметрами: расстояние между центрами фаз $D=1{,}5$ м; наружный радиус экрана $R_{э.н}=0{,}58$ м; внутренний радиус экрана $R_{э.в}=0{,}573$ м; удельное сопротивление материала экрана $\rho_э=0{,}03\cdot10^{-6}$ Ом/м; номинальный ток генератора $I_н=21{,}4$ кА.

Результаты расчета оптимальных вариантов токопроводов по минимуму суммарной мощности потерь для трех условий оптимизации и различных схем соединения экранов с токоограничивающими реакторами приведены в табл. 1—3. В табл. 4 приведены значения мощности потерь для токопроводов с непрерывными, секционированными экранами и с непрерывными экранами крайних фаз с электрически изолированным экраном средней фазы.

Рассматриваемые схемы соединения экранов имеют различные преимущества. Так, при оптимизации по минимуму суммарной мощности потерь в экранах наименьшие потери имеют место для схемы с двумя реакторами. Близкие показатели имеют схемы с одним и тремя реакторами. Наибольшие потери возникают в схеме с одним реактором в цепи экрана средней фазы.

При оптимизации по минимуму суммарной мощности потерь в экранах рациональными являются схемы с дву-

Таблица 1

Схема соединения экранов	Мощность потерь, Вт/м				Комплексное сопротивление в цепи экранов, 10^{-6} Ом/м		
	Суммарная	Фаза			Фаза		
		A	B	C	A	B	C
Рис. 1	1082	494	94	494	0	$130e^{j85,7°}$	0
Рис. 2	777	273	231	273	$70e^{j85,8°}$	∞	$70e^{j85,8°}$
Рис. 3	728	191	347	190	$112e^{j90°}$	0	$114e^{j70,2°}$
Рис. 4	779	274	231	274	$70e^{j83,7°}$	$110e^{j88,6°}$	$70e^{j87,9°}$

Таблица 2

Схема соединения экранов	Мощность потерь, Вт/м				Комплексное сопротивление в цепи экранов, 10^{-6} Ом/м		
	Суммарная	Фаза			Фаза		
		A	B	C	A	B	C
Рис. 1	1568	528	526	514	0	$2e^{j88,5°}$	0
Рис. 2	782	256	258	268	$82e^{j80,7°}$	∞	$82e^{j80,7°}$
Рис. 3	1511	509	511	492	$4e^{j70,4°}$	0	$4e^{j70,4°}$
Рис. 4	784	264	264	255	$84e^{j89,9°}$	$582e^{j70,1°}$	$86e^{j89,8°}$

Таблица 3

Схема соединения экранов	Мощность потерь, Вт/м				Комплексное сопротивление в цепи экранов, 10^{-6} Ом/м		
	Суммарная	Фаза			Фаза		
		A	B	C	A	B	C
Рис. 1	1116	524	74	518	0	$400e^{j86,6°}$	0
Рис. 2	1182	553	84	545	0	∞	0
Рис. 3	792	244	318	230	$58e^{j90°}$	0	$66e^{j70°}$
Рис. 4	1141	531	83	527	$2e^{j70°}$	$396e^{j90°}$	$2e^{j70°}$

Таблица 4

Схема соединения экранов	Мощность потерь, Вт/м				Комплексное сопротивление в цепи экранов		
	Суммарная	Фаза			Фаза		
		A	B	C	A	B	C
Непрерывная	1636	554	545	538	0	0	0
Секционированная	1272	256	760	256	∞	∞	∞
Непрерывная с изолированным экраном средней фазы	1182	553	84	545	0	∞	0

мя реакторами и с одним реактором в цепи экранов крайних фаз.

По второму условию оптимизации — минимуму суммарной мощности потерь в экранах при условии равномерного распределения потерь между ними — наименьшие потери имеют место в схеме с тремя реакторами и с одним реактором в цепи экранов крайних фаз. При

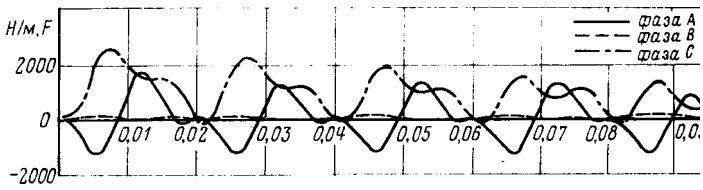


Рис. 5. Временные зависимости результирующих электр намических сил, действующих на экраны токопровода с не рывными экранами крайних фаз с электрически изолирован экраном средней фазы за время короткого замыкания на шей стороне трансформатора блока

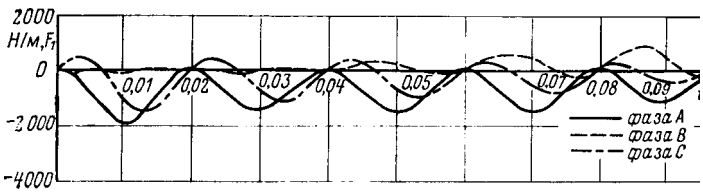


Рис. 6. Временные зависимости результирующих электр намических сил, действующих на шины токопровода с не рывными экранами крайних фаз с электрически изолирован экраном средней фазы за время короткого замыкания на шей стороне трансформатора блока

этом, однако, как в схеме с одним реактором в ц экрана средней фазы, так и в схеме с двумя реактора возникают потери, близкие по значению к потерям в копроводах с непрерывными экранами (см. табл. 4)

При оптимизации по минимуму суммарной мощно потерь в экранах при условии равномерного распреде ния мощности потерь между экранами рациональны являются схемы с тремя реакторами и с одним реакто в цепи экранов крайних фаз.

По третьему условию оптимизации — минимуму с марной мощности потерь в экранах при условии обес чения минимальных потерь в средней фазе — наиме шие суммарные потери имеют место в схеме с двумя акторами, хотя для этой схемы не обеспечивается нимум мощности потерь средней фазы. В остальных т схемах в средней фазе возникают небольшие потери, нако в этом случае суммарные мощности потерь в эк нах значительны.

При оптимизации по минимуму суммарных потер экранах и условии обеспечения наименьших потер средней фазе суммарные потери в экранах превышают нимальные по первому и второму условиям оптимиза для соответствующих схем соединения экранов.

Таким образом, по первому и второму условиям тимизации целесообразными вариантами являются с мы с двумя реакторами и с одним реактором в цепи ранов крайних фаз. Для обоих вариантов суммарн мощности потерь более чем в два раза меньше по срав нию с потерями в токопроводах с непрерывными эк нами.

Рациональными условиями оптимизации являют минимум суммарной мощности потерь в экранах и р номерное распределение потерь между экранами. Л шими вариантами исполнения по этим условиям явл ются токопроводы с непрерывными экранами, дву реакторами в цепи экранов крайних фаз, а также то проводы с одним реактором в цепи экранов крайних ф и электрически изолированным экраном средней фаз Для этих вариантов суммарные потери меньше потер

копроводах с непрерывными экранами более чем в а раза.

Схема с одним реактором в цепи экранов крайних из и электрически изолированным экраном средней азы может быть сравнена со схемой с двумя непрерывными экранами крайних фаз (см. табл. 4). Хотя в этой схеме суммарная мощность потерь превышает почти на 1 % потери в схеме с одним реактором, преимуществом является значительное ограничение мощности потерь средней фазе — почти в 3 раза.

Определив оптимальные режимы по минимуму потерь, для различных схем соединения экранов рассчитаем электродинамические силы, действующие на экраны и шины в переходном режиме трехфазного короткого замыкания на низшей стороне трансформатора тока.

В режиме короткого замыкания токопровод с двумя реакторами в цепи экранов крайних фаз при насыщении реакторов представляет собой токопровод с непрерывными экранами, а токопровод с одним реактором в цепи экранов крайних фаз и электрически изолированным экраном средней фазы — токопровод с непрерывными экранами крайних фаз и электрически изолированным экраном средней фазы.

Расчет токопровода с непрерывными экранами приведен в [1]. В данной статье рассмотрим силы, действующие на токопровод с двумя непрерывными экранами и электрически изолированным экраном средней фазы. Расчетные значения электродинамических сил отнесены к погонному метру токопровода.

Наибольшие значения результирующих сил, действующих на экраны, можно определить по рис. 5: $-F^A = -1697$ Н/м при $t=0{,}012$ с; $F^B = 1326$ Н/м при $t=0{,}027$ с; $F^C = 2573$ Н/м при $t=0{,}008$ с. По сравнению с силами, действующими на экраны токопроводов с секционированными экранами, эти силы в крайних фазах в 1,6—3,6, а в средней фазе более чем в 40 раз меньше.

По сравнению с силами, действующими на экраны токопроводов с непрерывными экранами, соотношение сил следующее: 1697 : 786; 132 : 647; 2573 : 307. Несмотря на то, что эти силы в крайних фазах в 2—8 раз больше, следует иметь в виду, что сами по себе силы, действующие на непрерывные экраны, ограничены.

Наибольшие значения результирующих электродинамических сил, действующих на шины, показаны на рис. 6: $-F_1^A = -1962$ н/м при $t=0{,}01$ с; $F_1^B = 813$ Н/м при $t=0{,}087$ с; $F_1^C = -1502$ Н/м при $t=0{,}013$ с. По сравнению с силами, действующими на шины токопроводов с секционированными экранами, эти силы в одной крайней и средней фазах в 2—6 раз меньше, а в другой крайней фазе в 5 раз больше.

Сравнение с силами, действующими на шины токопроводов с непрерывными экранами, показало следующие соотношения: 1962 : 878; 813 : 813, 1502 : 324, т. е. в крайних фазах силы в 2—4,6 раза больше, а в средней остаются без изменения.

Электродинамические силы, действующие на экраны и шины токопровода с непрерывными экранами крайних фаз и электрически изолированным экраном средней фазы, значительно меньше соответствующих сил в токопроводах с секционированными экранами. Эти силы по значению превосходят силы в токопроводах с непрерывными экранами, однако в последних они незначительны.

Таким образом, используя универсальную математическую модель, можно оптимизировать потери в стационарном режиме для различных схем соединения токоограничивающих реакторов в экранах токопровода. При этом рациональными являются конструкции токопроводов с непрерывными экранами и двумя реакторами в цепи экранов крайних фаз и с одним реактором в цепи экранов крайних фаз с электрически изолированным экраном средней фазы.

Несмотря на то, что реакторы, выбранные по минимуму потерь, являются дополнительным оборудованием, в котором теряется энергия, они могут оказаться целесообразными с технико-экономической точки зрения для применения в токопроводах сверхмощных генераторов будущего.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Меерович Э. А., Чальян К. М.** Математическая модель для расчета переходных процессов в пофазно экранированных токопроводах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1979, № 1.

2. **Чальян К. М.** Численный расчет электромагнитных режимов пофазно экранированных токопроводов в переходном процессе. Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1979, № 1.

3. **Калиткин Н. И.** Численные методы. — М.: Наука, 1978.

4. **Меерович Э. А., Чальян К. М.** Исследование вопросов оптимизации электромагнитных режимов экранированных токопроводов с учетом потерь в токоограничивающих реакторах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1974, № 5.

5. **Чальян К. М.** Методика расчета токов в экранах пофазно экранированных токопроводов с токоограничивающими дросселями. — Докл. АН АзССР, 1975, № 3.

[24.11.82]

УДК 621.314.214.332:621.316.761.2

Компенсация реактивной мощности и симметрирование нагрузок тяговых трансформаторов

ТУМАНОВ И. М., СЕВАСТЬЯНОВ В. В., РОГАЦКИЙ В. Г.

Горький

Система электрической тяги на переменном токе имеет некоторые особенности, осложняющие ее работу. Одной из них является потребление электроподвижным составом вместе с активной мощностью, необходимой для движения поезда, и значительной реактивной мощности, которая, загружая линии электропередачи и трансформаторы, вызывает дополнительные потери мощности и напряжения. Другая особенность электрической тяги на переменном токе — это несимметричная нагрузка питающей трехфазной энергосистемы в силу того, что электрический локомотив однофазного тока является чисто однофазной нагрузкой большой мощности. Несимметричная нагрузка обуславливает несимметричные потери напряжения в элементах системы энергоснабже-

ния и в результате приводит к появлению несимметрии напряжения у потребителя. При несимметричной нагрузке хуже используется установленная мощность генераторов электрической энергии и трехфазных тяговых трансформаторов, а также появляются дополнительные потери мощности в указанных выше элементах энергосистемы. Кроме того, затрудняется возможность автоматического регулирования напряжения тягового трансформатора из-за неодинакового значения напряжения в различных его фазах.

В связи с этим задача рационального использования электроэнергии электрифицированных железных дорог на переменном токе требует исключения из тока нагрузки тяговых трансформаторов его составляющей обратной последовательности и мнимой части составляющей прямой последовательности. Эту задачу можно решить искусственным путем за счет использования специальных устройств для симметрирования нагрузки и компенсации реактивной мощности (СНКРМ). На рис. 1 приведена разработанная авторами принципиальная схема тиристорного переключающего устройства (ТПУ) для СНКРМ тяговых трансформаторов электрифицированных железных дорог переменного тока [1].

Устройство включает в себя трехфазный вспомогательный трансформатор *1*, первичная обмотка *2* которого соединена по схеме треугольника. Вершины треугольника одна через реактор *3*, две другие через конденсаторные батареи разной емкости *4* и *5* подключены к фазам трехфазной обмотки тягового трансформатора напряжением 27,5 кВ. Вторичная обмотка *6* трансформатора *1* посредством шести тиристорных ключей (ТК) *7—12* соединена по схеме реверсивного треугольника. В свою очередь каждая вершина этого треугольника (a_1, b_1, c_1) с помощью ТК *13—21* может быть соединена с одним из трех зажимов разноименных фаз обмотки тягового трансформатора напряжением 27,5 кВ. Кроме того, с помощью ТК *22—24* вторичная обмотка *6* вспомогательного трансформатора (ВТ) может соединяться относительно вершин a_1, b_1, c_1 по схеме звезды. Тяговая сеть *25* питается от вторичной обмотки *26* тягового трансформатора *27*, другая вторичная обмотка *28* которого используется для электроснабжения районных потребителей.

По сравнению с известными устройствами аналогичного назначения, описанными, например, в [2 и 3], предлагаемое устройство выгодно отличается тем, что исключены малонадежные механические выключатели (переключатели), а сравнительно небольшое количество ТК позволяет получать 72 различных режима работы ТПУ. Это стало возможным благодаря отказу от переключения отводов вспомогательного трансформатора (дискретного регулирования коэффициента трансформации его). В разработанном ТПУ вместо этого использованы все возможные полнофазные и неполнофазные режимы работы вспомогательного трансформатора, что привело к резкому сокращению количества ключевых элементов при их интегрированном использовании. Применение в разработанном ТПУ бесконтактных элементов позволяет повысить долговечность и быстродействие его, а также осуществлять переключение режимов работы в строго определенные моменты времени. Это, в свою очередь, облегчает работу конденсаторов в динамических режимах. Разработанное ТПУ для СНКРМ содержит всего три реактивных элемента и один трехфазный двухобмоточный вспомогательный трансформатор. По сравнению с известными аналогичными устройствами, которые также должны быть выполнены в трехфазном исполнении, разработанное ТПУ для СНКРМ имеет лучшие массогабаритные показатели.

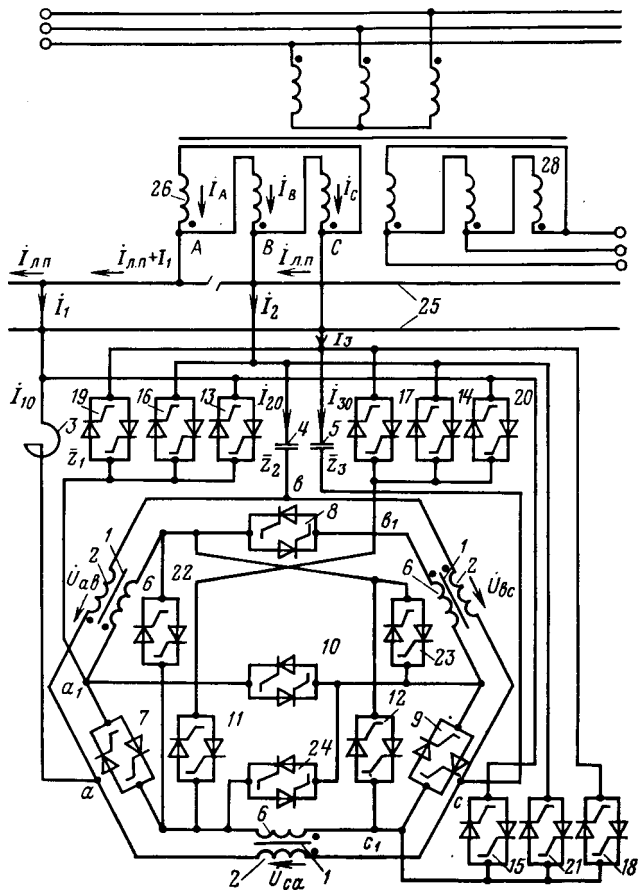


Рис. 1. Схема тиристорного переключающего устройства дл СНКРМ

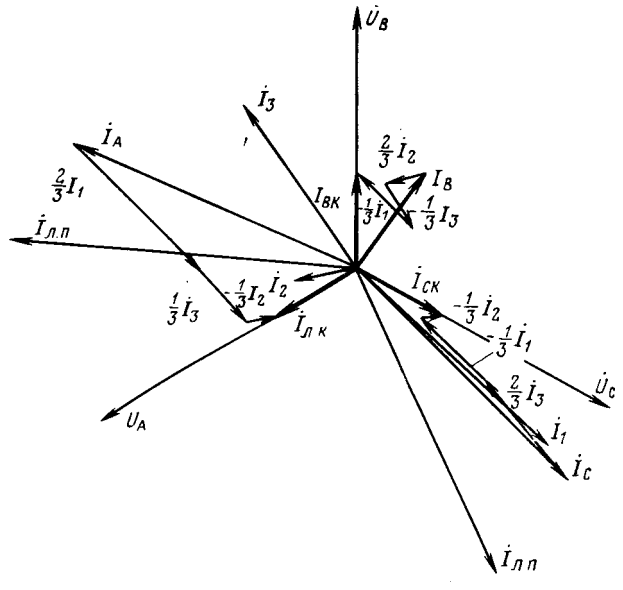


Рис. 2. Векторная диаграмма полного СНКРМ

Специально подобранные значения реактивных элементов $\bar{z}_1$, $\bar{z}_2$ и $\bar{z}_3$ позволяют получить такие комплексы токов $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$ и $\dot{I}_3$, что токи по обмоткам тягового трансформатора резко уменьшаются и образуют симметричную трехфазную систему токов $\dot{I}_{Ak}$, $\dot{I}_{Bk}$ и $\dot{I}_{Ck}$. Эти токи

овпадают по фазе с симметричной трехфазной систе-ой питающих напряжений. На рис. 2 приведена век-орная диаграмма для режима полного СНКРМ при динаковой нагрузке обоих плеч питания ($\dot{I}_{п.л}=\dot{I}_{п.л}$), cos φ тяговой нагрузки принят равным 0,8. Токи $\dot{I}_A$, в, $\dot{I}_C$ — это токи, которые протекают по соответству-ющим фазам трехфазной обмотки *26* тягового транс-орматора без использования устройства СНКРМ. спомогательный трансформатор *1* устройства при том работает в режиме трансформатора тока, так ак его вторичная обмотка *2* закорочена с помощью ключенных ТК *7—12* (нулевой режим работы ТПУ).

Для определения значений реактивных сопротивле-ий в относительных единицах получены следующие вы-ажения:

$$\left.\begin{aligned} X_1^* &= \frac{x+\sqrt{3}\,y+1{,}155z}{\sqrt{3}\,(1{,}333z^2-x^2-y^2)};\\ X_2^* &= \frac{1{,}155z-2x}{\sqrt{3}\,(1{,}333z^2-x^2-y^2)};\\ X_3^* &= \frac{x-\sqrt{3}\,y+1{,}155z}{\sqrt{3}\,(1{,}333z^2-x^2-y^2)}, \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

де x — значение действительной части составляющей братной последовательности системы токов $\dot{I}_A^*$, $\dot{I}_B^*$ и $\dot{I}_C^*$, взятой со знаком минус; y — значение мнимой ча-и составляющей обратной последовательности систе-ы токов $\dot{I}_A^*$, $\dot{I}_B^*$ и $\dot{I}_C^*$, взятой со знаком минус; z — ачение мнимой части составляющей прямой последо-ательности системы токов $\dot{I}_A^*$, $\dot{I}_B^*$ и $\dot{I}_C^*$, взятой со зна-ом минус.

В качестве базисных величин принято номинальное инейное напряжение тягового трансформатора 27,5 кВ номинальный ток нагрузки одного плеча его. Форму-ы (1) выведены при допущениях, что тиристорные клю-и являются идеальными и сопротивление обмоток Т равно нулю. Такие допущения являются вполне кор-ектными в связи с тем, что сопротивления тиристорных ючей и обмоток ВТ несоизмеримо малы по сравнению с противлениями реактивных элементов. Если в резуль-те вычисления значения сопротивления по формулам) получится отрицательное число, то это говорит о м, что реактивное сопротивление должно быть индук-вным. В противном случае реактивное сопротивление костное. При необходимости выполнять только сим-етрирование тока нагрузки тягового трансформатора ачение z в (1) принимается равным нулю и

$$X_1^*+X_2^*+X_3^*=0.$$

Для определения токов $\dot{I}_1^*$, $\dot{I}_2^*$, $\dot{I}_3^*$ получены вы-ажения:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1^* &= \frac{1}{\sqrt{3}}[e^{j30°}(x-\sqrt{3}\,y+1{,}155z)-e^{-j210°}\times\\ &\quad\times(1{,}155z-2x)];\\ \dot{I}_2^* &= \frac{1}{\sqrt{3}}[e^{-j90°}(x+\sqrt{3}\,y+1{,}155z)-e^{j30°}\times\\ &\quad\times(x-\sqrt{3}\,y+1{,}155z)];\\ \dot{I}_3^* &= \frac{1}{\sqrt{3}}[e^{-j210°}(1{,}155z-2x)-e^{-j90°}\times\\ &\quad\times(x+\sqrt{3}\,y+1{,}155z)]. \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

При выводе формул (1) и (2) для определенности направление оси действительных чисел комплексной плоскости принято совпадающим с направлением вектора напряжения фазы C тягового трансформатора $(\dot{U}_C)$.

Так как принципиально неизбежны изменения режимов работы электрифицированных железных дорог, то становится очевидным тот факт, что необходимо каким-то образом воздействовать на токи $\dot{I}_1^*$, $\dot{I}_2^*$ и $\dot{I}_3^*$. Изменение токов $\dot{I}_1^*$, $\dot{I}_2^*$ и $\dot{I}_3^*$ должно быть таким, чтобы для каждого конкретного режима работы железной дороги по возможности наиболее полно устранялась асимметрия нагрузки и наиболее полно осуществлялась компенсация реактивной мощности. Решение задачи изменения токов $\dot{I}_1^*$, $\dot{I}_2^*$, $\dot{I}_3^*$ предлагается выполнять с помощью использования различных полнофазных и неполнофазных режимов работы ВТ (см. рис. 1). Перевод ВТ путем включения определенных ТК при различных режимах работы позволяет изменять напряжения на реактивных элементах, а следовательно и токи $\dot{I}_1^*$, $\dot{I}_2^*$, $\dot{I}_3^*$]. Согласно [3 и 4] практически отсутствует корреляционная связь между токами плеч одной и той же тяговой подстанции. Не случайно в связи с этим предложено использовать различные неполнофазные режимы работы ВТ. Это должно дать ощутимые положительные результаты рационального использования электроэнергии на железных дорогах.

В приложении 1 приведены все возможные полнофазные режимы работы ТПУ и для каждого номера режима согласно рис. 1 указаны номера включенных ТК. Неполнофазным режимам работы ТПУ (см. приложение 2) соответствуют три основных неполнофазных режима загрузки по потоку магнитопровода ВТ.

Первый режим характерен тем, что два стержня магнитопровода загружены номинальным потоком, а в третьем стержне поток равен нулю, так как фаза *6* ВТ закорочена ТК. Две незакороченные фазы обмотки *6* включаются на зажимы какой-либо фазы с напряжением 27,5 кВ антипараллельно относительно одноименных зажимов. Это обеспечивает встречное направление потоков в соответствующих стержнях магнитопровода.

Второй режим отличается от первого тем, что значение потока в двух загруженных стержнях магнитопровода составляет половину его номинального значения. Это становится возможным благодаря последовательному и встречному относительно одноименных зажимов включению соответствующих фаз вторичной обмотки ВТ.

В третьем режиме один стержень магнитопровода загружен номинальным потоком, а в двух других поток равен половине его номинального значения. Это достигается путем включения какой-либо фазы вторичной обмотки ВТ на полное напряжение 27,5 кВ. Две остальные фазы соединяются между собой последовательно и встречно относительно одноименных зажимов. Отметим, что каждый из трех указанных выше неполнофазных режимов работы ВТ позволяет в свою очередь получать 18 различных режимов работы ТПУ. Таким образом, всего ТПУ для СНКРМ имеет 54 неполнофазных режима. С учетом 18 полнофазных режимов работы ТПУ для СНКРМ обеспечивает 72 различных режима работы.

Для выяснения возможностей каждого режима работы ТПУ по СНКРМ необходимо определить токи $\dot{I}_1^*$, $\dot{I}_2^*$ и $\dot{I}_3^*$. Знать величины токов, протекающих посиловым

элементам ТПУ, требуется также для определения мощности силовых элементов ТПУ. Например, зная величины токов I^*_{10}, I^*_{20} и I^*_{30} (см. рис. 1), можно определить мощности реактивных элементов X^*_1, X^*_2, X^*_3. Вывод формул тока (расчет схемы) выполнен методами теории электрических цепей с использованием метода наложения. Значения токов по элементам ТПУ определяются конфигурацией схемы каждого конкретного режима работы ТПУ и значением коэффициента трансформации k ВТ. При выводе формул токов принято, что если $k=0$, то на зажимах первичной обмотки ВТ (зажимы a, b, c на рис. 1) напряжение отсутствует. Если $k=1$, то напряжение равно номинальному напряжению тягового трансформатора 27,5 кВ, а в относительных единицах оно равно единице. Формулы токов по силовым элементам ТПУ получены без учета несимметрии питающих их напряжений в связи с тем, что разработанное устройство предназначено для симметрирования нагрузки тяговых трансформаторов, что, в свою очередь, должно резко снизить несимметрию питающих реактивные элементы напряжений.

Предварительно для сокращения математических выражений токов введем обозначения:

$$\left.\begin{aligned}
\frac{e^{j0^\circ}\bar{z}^*_{\text{I}}}{\bar{z}^*_1\bar{z}^*_2+\bar{z}^*_1\bar{z}^*_3+\bar{z}^*_2\bar{z}^*_3}&=\bar{z}^*_{\text{I}};\\
\frac{e^{-j120^\circ}\bar{z}^*_2}{\bar{z}^*_1\bar{z}^*_2+\bar{z}^*_1\bar{z}^*_3+\bar{z}^*_2\bar{z}^*_3}&=\bar{z}^*_{\text{II}};\\
\frac{e^{j120^\circ}\bar{z}^*_3}{\bar{z}^*_1\bar{z}^*_2+\bar{z}^*_1\bar{z}^*_3+\bar{z}^*_2\bar{z}^*_3}&=\bar{z}^*_{\text{III}}.
\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

С учетом введенных выше обозначений получены расчетные формулы токов для всех режимов работы ТПУ. Например, формулы для токов I^*_1, I^*_2, I^*_3 и I^*_{10}, I^*_{20}, I^*_{30} в первом — полнофазном и 19-м — неполнофазном режиме работы ТПУ будут иметь соответственно следующий вид:

$$\left.\begin{aligned}
I^*_1&=(1-k)^2(\bar{z}^*_{\text{II}}-\bar{z}^*_{\text{III}});\\
I^*_2&=(1-k)^2(\bar{z}^*_{\text{III}}-\bar{z}^*_{\text{I}});\\
I^*_3&=(1-k)^2(\bar{z}^*_{\text{I}}-\bar{z}^*_{\text{II}});\\
I^*_{10}&=(1-k)(\bar{z}^*_{\text{II}}-\bar{z}^*_{\text{III}});\\
I^*_{20}&=(1-k)(\bar{z}^*_{\text{III}}-\bar{z}^*_{\text{I}});\\
I^*_{30}&=(1-k)(\bar{z}^*_{\text{I}}-\bar{z}^*_{\text{II}});
\end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

$$\left.\begin{aligned}
I^*_1&=\bar{z}^*_{\text{II}}-(1-k)^2\bar{z}^*_{\text{III}}-k(1-ke^{-j60^\circ})\bar{z}^*_{\text{I}};\\
I^*_2&=(1-k)^2\bar{z}^*_{\text{III}}-(1-k)(1-ke^{-j60^\circ})\bar{z}^*_{\text{I}};\\
I^*_3&=(1-ke^{-j60^\circ})\bar{z}^*_{\text{I}}-\bar{z}^*_{\text{II}};\\
I^*_{10}&=\bar{z}^*_{\text{II}}-(1-k)\bar{z}^*_{\text{III}};\\
I_{20}&=(1-k)\bar{z}^*_{\text{III}}-(1-ke^{-j60^\circ})\bar{z}^*_{\text{I}};\\
I^*_{30}&=(1-ke^{-j60^\circ})\bar{z}^*_{\text{I}}-\bar{z}^*_{\text{II}}.
\end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

Представляет интерес установить, осуществляет ли каждый из 72-х выявленных режимов работы ТПУ полное СНКРМ только для одного какого-либо состояния по нагрузке тягового трансформатора или для определенного подмножества состояний. Для этого составим систему уравнений, в которой величины x, y и z выражены через параметры нагрузки тягового трансформатора

$$\left.\begin{aligned}
x&=-\frac{1}{3}\left[I^*_{\text{п.п}}\cos\varphi_{\text{п}}+I^*_{\text{л.п}}\cos(120-\varphi_{\text{л}})\right];\\
y&=\frac{1}{3}\left[I^*_{\text{п.п}}\sin\varphi_{\text{п}}-I^*_{\text{л.п}}\sin(120-\varphi_{\text{л}})\right];\\
z&=\frac{1}{3}\left[I^*_{\text{п.п}}\sin\varphi_{\text{п}}+I^*_{\text{л.п}}\sin\varphi_{\text{л}}\right],
\end{aligned}\right\}$$

где $I^*_{\text{п.п}}$ и $I^*_{\text{л.п}}$ — значения токов нагрузки правого и левого плеч тягового трансформатора в относительных единицах; $\varphi_{\text{п}}$ и $\varphi_{\text{л}}$ углы сдвига между напряжением и током правого и левого плеч нагрузки.

Введем обозначения

$$\left.\begin{aligned}
I^*_{\text{п.п}}\cos\varphi_{\text{п}}&=X^*_{\text{п}};\\
I^*_{\text{п.п}}\sin\varphi_{\text{п}}&=Y^*_{\text{п}};\\
I^*_{\text{л.п}}\cos\varphi_{\text{л}}&=X^*_{\text{л}};\\
I^*_{\text{л.п}}\sin\varphi_{\text{л}}&=Y^*_{\text{л}},
\end{aligned}\right\}$$

после подстановки которых в систему (6) и соответствующих преобразований получим новую систему уравнений:

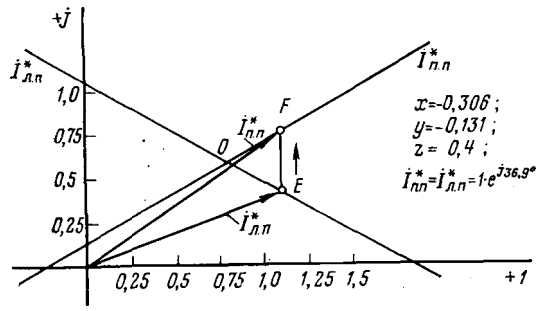
$$\left.\begin{aligned}
Y^*_{\text{п}}&=\frac{1}{\sqrt{3}}X^*_{\text{п}}+\sqrt{3}x+y+2z;\\
Y^*_{\text{л}}&=-\frac{1}{\sqrt{3}}X^*_{\text{л}}-2(y-z);\\
X^*_{\text{л}}&=X^*_{\text{п}}-[\sqrt{3}(y-z)-3x].
\end{aligned}\right\}$$

Согласно первому уравнению системы (8) подмножество концов вектора $\dot{I}^*_{\text{п.п}}$ на комплексной плоскости представляет прямую линию, направленную по углом 30 к оси действительных чисел (ось $+1$ на рис. 3). Из второго уравнения системы (8) следует, что подмножеств концов вектора $\dot{I}^*_{\text{л.п}}$ на комплексной плоскости такж определено прямой линией, которая составляет с дейс вительной осью угол 150°. Третье уравнение этой сист мы является уравнением связи, оно устанавливает взаи но однозначное соответствие между комплексами ток $\dot{I}^*_{\text{п.п}}$ и $\dot{I}^*_{\text{л.п}}$. Подмножества взаимно однозначны комплексов $\dot{I}^*_{\text{п.п}}$ и $\dot{I}^*_{\text{л.п}}$ изменяются при изменении ве личин x, y, z. Таким образом, можно сделать важны вывод о том, что каждый режим работы ТПУ имеет сво подмножество режимов работы тягового трансформат ра, в которых выполняется условие полного СНКР. его. Подмножество любого режима работы ТПУ однозна но определяется величинами x, y и z.

Для определения на комплексной плоскости подмн жества какого-либо режима работы ТПУ необходим знать координаты точки пересечения прямых, опр деленные по первому и второму уравнениям системы (8 После несложных преобразований получаем:

$$\left.\begin{aligned}
X^*&=X^*_{\text{п}}=X^*_{\text{л}}=-1{,}5(\sqrt{3}y+x);\\
Y^*&=Y^*_{\text{п}}=Y^*_{\text{л}}=\frac{\sqrt{3}}{2}x-0{,}5y+2z.
\end{aligned}\right\}$$

Координаты точки пересечения определенных вы прямых и третье уравнение системы (8) дают возможнос в полной мере задать на комплексной плоскости подмн



с. 3. Подмножество режимов работы тягового трансформатора при условии СНКРМ его

ство режимов работы тягового трансформатора из ловия полного СНКРМ его. На рис. 3 приведено постение подмножества при $x=-0{,}306$; $y=-0{,}131$; =0,4. Эти величины x, y и z выбраны из условия пол-ого СНКРМ нагрузки тягового трансформатора, когда $_{.п}=\dot{I}^*_{л.п}=1\cdot e^{j\,36,9°}$. Построение начинаем с определе-ия координат точки пересечения прямых по форму-м (9): $X^*=0{,}8$; $Y^*=0{,}6$. Через точку на комплексной лоскости с указанными координатами проводим под ределенными выше углами две прямые линии. Если роизвольно выбрать точку на одной из линий (точка E а рис. 3), то для определенного таким образом тока $\dot{I}^*_{л.п}$ ходим $\dot{I}^*_{п.п}$ путем использования уравнения связи. Если третье уравнение системы (6), переписанное в виде

$$3z=Y^*_п+Y^*_л,$$

дставить значения

$$Y^*_п=Y^*_л=\frac{\sqrt{3}}{2}\,x-0{,}5y+2z$$

гласно второму уравнению системы (3), то получим ледующее уравнение:

$$\sqrt{3}\,x=y-z. \qquad (10)$$

Равенство (10) справедливо только в том случае, гда комплексы токов нагрузки обоих плеч тягового

риложение 1.

Полнофазные режимы работы ТПУ для СНКРМ

Номера режимов	Номера включенных тиристорных ключей на рис. 1	Схема соединения вторичной обмотки трансформатора
1	*13, 14, 15, 7, 8, 9*	прямой треугольник
2	*13, 17, 21, 7, 8, 9*	
3	*14, 18, 19, 7, 8, 9*	
4	*15, 16, 20, 7, 8, 9*	
5	*19, 20, 21, 7, 8, 9*	
6	*16, 17, 18, 7, 8, 9*	
7	*13, 14, 15, 10, 11, 12*	обратный треугольник
8	*13, 17, 21, 10, 11, 12*	
9	*14, 18, 19, 10, 11, 12*	
10	*15, 16, 20, 10, 11, 12*	
11	*19, 20, 21, 10, 11, 12*	
12	*16, 17, 18, 10, 11, 12*	
13	*13, 14, 15, 22, 23, 24*	звезда
14	*13, 17, 21, 22, 23, 24*	
15	*14, 18, 19, 22, 23, 24*	
16	*15, 16, 20, 22, 23, 24*	
17	*19, 20, 21, 22, 23, 24*	
18	*16, 17, 18, 22, 23, 24*	

Приложение 2.

Неполнофазные режимы работы ТПУ для СНКРМ

Номера неполнофазных режимов работы	Номера включенных тиристорных ключей на рис. 1	Неполнофазные режимы по потоку магнитопровода ВТ	Примечание
19	*13, 14, 8, 10, 9, 24*	Первый режим	Подключены вершины a_1-b_1 обмотки 6 ВТ
20	*13, 17, 8, 10, 9, 24*		
21	*16, 20, 8, 10, 9, 24*		
22	*16, 17, 8, 10, 9, 24*		
23	*19, 20, 8, 10, 9, 24*		
24	*19, 14, 8, 10, 9, 24*		
25	*13, 15, 7, 12, 8, 23*		Подключены вершины c_1-a_1 обмотки 6 ВТ
26	*13, 21, 7, 12, 8, 23*		
27	*19, 18, 7, 12, 8, 23*		
28	*19, 21, 7, 12, 8, 23*		
29	*16, 18, 7, 12, 8, 23*		
30	*16, 15, 7, 12, 8, 23*		
31	*14, 15, 9, 11, 7, 22*	Второй режим	Подключены вершины b_1-c_1 обмотки 6 Вт
32	*14, 18, 9, 11, 7, 22*		
33	*17, 21, 9, 11, 7, 22*		
34	*17, 18, 9, 11, 7, 22*		
35	*20, 15, 9, 11, 7, 22*		
36	*20, 21, 9, 11, 7, 22*		
37	*13, 14, 23, 24, 9*		Подключены вершины a_1-b_1 обмотки 6 Вт
38	*13, 17, 23, 24, 9*		
39	*16, 20, 23, 24, 9*		
40	*16, 17, 23, 24, 9*		
41	*19, 20, 23, 24, 9*		
42	*19, 14, 23, 24, 9*		
43	*13, 15, 22, 23, 8*	Второй режим	Подключены вершины c_1-a_1 обмотки 6 Вт
44	*13, 21, 22, 23, 8*		
45	*19, 18, 22, 23, 8*		
46	*19, 21, 22, 23, 8*		
47	*16, 18, 22, 23, 8*		
48	*16, 15, 22, 23, 8*		
49	*14, 15, 24, 22, 7*		Подключены вершины b_1-c_1 обмотки 6 Вт
50	*14, 18, 24, 22, 7*		
51	*17, 21, 24, 22, 7*		
52	*17, 18, 24, 22, 7*		
53	*20, 15, 24, 22, 7*		
54	*20, 21, 24, 22, 7*		
55	*13, 14, 8, 12, 24*		Подключены вершины c_1-b_1 обмотки 6 ВТ
56	*13, 17, 8, 12, 24*		
57	*16, 20, 8, 12, 24*		
58	*16, 17, 8, 12, 24*		
59	*19, 20, 8, 12, 24*		
60	*19, 14, 8, 12, 24*		
61	*13, 15, 7, 11, 23*	Третий режим	Подключены вершины a_1-a_1 обмотки 6 ВТ
62	*13, 21, 7, 11, 23*		
63	*19, 18, 7, 11, 23*		
64	*19, 21, 7, 11, 23*		
65	*16, 18, 7, 11, 23*		
66	*16, 15, 7, 11, 23*		
67	*14, 15, 9, 10, 22*		Подключены вершины b_1-c_1 обмотки 6 ВТ
68	*14, 18, 9, 10, 22*		
69	*17, 21, 9, 10, 22*		
70	*17, 18, 9, 10, 22*		
71	*20, 15, 9, 10, 22*		
72	*10, 21, 9, 10, 22*		

трансформатора равны между собой. Так как для нашего примера равенство (10) соблюдается, то $X^*_п = X^*_л$. Далее находим точку F (на рис. 3 показана стрелкой) и таким образом получаем комплексное значение тока $I^*_{п.п}$.

Для расчета токов в силовых элементах ТПУ (реактивных сопротивлениях, обмотках вспомогательного трансформатора, тиристорных ключах), а также для определения симметрирующекомпенсирующих токов I^*_1, I^*_2 и I^*_3 для всех возможных режимов работы ТПУ составлена и отлажена рабочая программа на языке «ФОРТРАН — IV». Кроме того, результатами расчета по данной программе являются мощности реактивных элементов и ВТ и все подмножество нагрузок тягового трансформатора, для которых обеспечивается полное СНКРМ его.

Анализ полученных данных позволяет сделать следующие выводы:

множество режимов работы тягового трансформатора значительно шире, чем все установленные подмножества режимов работы его, в которых с помощью разработанного устройства выполняется условие полного СНКРМ нагрузки тягового трансформатора;

в связи с вышесказанным в большинстве режимов работы тягового трансформатора СНКРМ нагрузки его осуществляется не полностью, а с некоторым приближением;

при нагрузках тягового трансформатора, близких к номинальной, наиболее полное СНКРМ наблюдается, если коэффициент трансформации ВТ имеет небольшое значение —0,2÷0,3 а при малых нагрузках или при нагрузках, значительно больших номинальной, лучшие результаты по СНКРМ дает ТПУ, у которого ВТ имеет коэффициент трансформации 0,5—0,6;

структура реактивных элементов ТПУ, состоящая из индуктивности и двух различных емкостей (рис. 1) дает несколько лучшие результаты по степени СНКРМ, но значительно проигрывает по мощности и капитальным затратам по сравнению со структурой, состоящей из трех емкостных элементов, которые различны по величине емкости;

дальнейшие исследования ТПУ для СНКРМ необходимо проводить в плане оптимального выбора между капитальными затратами на устройство и его возможностями по наиболее полному СНКРМ нагрузки тягового трансформатора на всем множестве его режимов работы;

целесообразно исследовать использование в устройстве ВТ с двумя различными коэффициентами трансформации и структуры реактивных элементов, состоящих из трех различных по величине емкостей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **А. с. 964850 (СССР).** Устройство для симметрирования нагрузки и компенсации реактивной мощности в трехфазной сети/И. М. Туманов, А. И. Чивенков, В.Г. Рогацкий, А. Н. Левин. Опубл. в Б. И., 1982, № 37.

2. **А. с. 655022 (СССР).** Устройство для компенсации реактивной мощности/Н. Д. Зиновьев, Н. И. Молин. Опубл. в Б. И., 1979, № 12.

3. **Мамошин Р. Р.** Повышение качества электроэнергии на тяговых подстанциях дорог переменного тока. — М.: Транспорт, 1973.

4. **Марквард К. Г.** Энергоснабжение электрических железных дорог. — М.: Транспорт, 1965.

[27.09.82]

◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆

УДК 621.314.1.001.24

Области перспективного применения ортогональных функций Уолша в преобразовательной технике

ДЕНИСОВ А. И., СИГАРЕВ Н. Н.

Проектирование управляемых вентильных преобразователей (ВП) связано с решением комплекса вопросов по расчету и оптимальному согласованию энергетических и информационных характеристик в едином устройстве. Эта специфика приводит к необходимости использовать в преобразовательной технике опыт и достижения теории автоматического управления, теории цепей, цифровой обработки сигналов, импульсной техники и радиотехники.

В ряде областей преобразовательной техники значительный эффект достигается за счет применения математического аппарата дискретных ортогональных функций Уолша [1], которые находят широкое применение в связи и для цифровой фильтрации сигналов. Ниже показано, что перспективными областями применения функций Уолша в преобразовательной технике являются динамика ВП с широтно-импульсным регулированием (ШИР), а также цифровые и цифро-аналоговые системы управления ВП.

Рассмотрим первую область — динамику ВП с ШИР. Широтно-импульсное регулирование имеет место в управляемых выпрямителях (УВ), широтно-импульсных преобразователях (ШИП), в автономных инверторах напряжения (АИН). К настоящему времени динамика УВ и ШИП более исследована, чем динамика АИН. В известных работах по динамике ВП постоянного тока собственно преобразователь в зависимости от полосы пропускания системы во временно́й области представляется либо формирователем мгновенных импульсов [2 и 3], либо формирователем гладкой (постоянной) составляющей [4], т. е. рассматриваются два крайних случая. Применение функций Уолша в динамике ВП не является альтернативой представлениям, сложившимся в этой области; функции Уолша позволяют найти общее решение, которое связывает между собой известные результаты в единое целое.

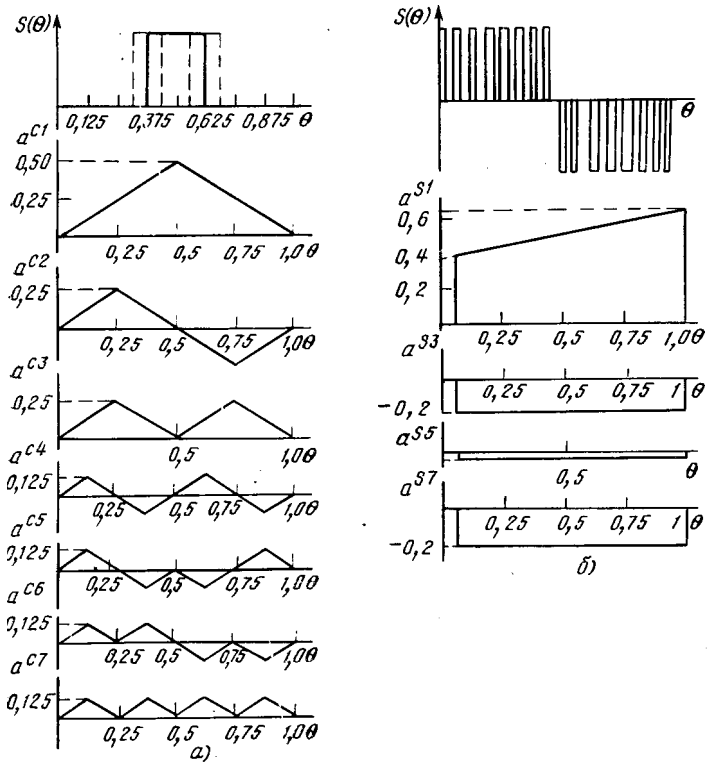
Обсудим подробно преимущества, которые дает применение функций Уолша в динамике ВП с ШИР.

1. *Малый объем вычислений, простота нахождения коэффициентов Уолша.* Рассмотрим это преимущество на конкретных примерах, для чего найдем закономерности изменения амплитуд функций Уолша на единичном интервале изменения скважности ($0 \leqslant \gamma \leqslant 1$) в процессе широтно-импульсного регулирования УВ, ШИП, АИН. Поскольку процесс ШИР предполагает изменение длительности импульса при постоянном периоде переключения, то во всех ШИР его естественно «привязывать» к периоду дискретности коммутируемой

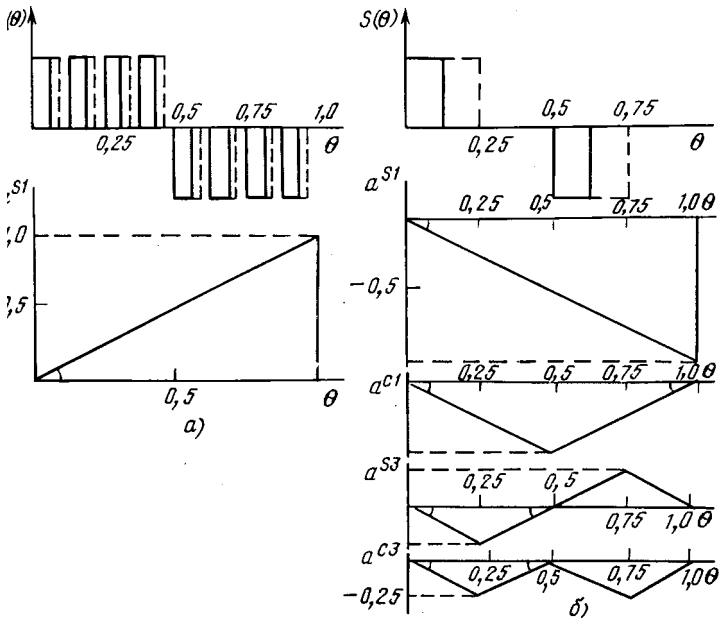
.д.с. преобразователя. Амплитуда функции Уолша -й частоты следования

$$a^{\mathrm{Wal}\,i} = \int_0^{\gamma} f(\theta)\,\mathrm{Wal}(i,\ \theta)\,d\theta, \qquad (1)$$

де $\theta = t/T$ — текущее время; T — временна́я база в альнейшем принята равной периоду дискретности ВП;



ис. 1. Закономерность изменения амплитуд функций Уолша процессе: *а* — двухстороннего широтно-импульсного регулирования ШИП; *б* — широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону в АИН



ис. 2. Закономерность изменения амплитуд функций Уолша а выходе АИН в процессе: *а* — амплитудного регулирования; *б* — регулирования по длительности.

$f(\theta) = 1\ (\theta) - 1\ (\theta - \gamma)$ — широтно-модулированная функция единичной амплитуды; $\mathrm{Wal}\,(i,\ \theta)$ — функция Уолша i-й частоты следования, которая имеет только два значения (± 1).

Из (1) следует, что при изменении скважности γ с шагом дискретности $\Delta\gamma$ в случае ШИП интегрируется произведение функции Уолша и функции единичной амплитуды соответствующей длительности. Вследствие этого можно заключить, что закономерность изменения амплитуды любой функции Уолша на выходе ШИП в процессе ШИР определится в результате ее интегрирования на единичном интервале. Если необходимо получить аналогичный результат для ШИП с модуляцией переднего фронта импульса, то в выражении (1) следует поменять местами пределы интегрирования. Таким образом, искомый результат получается сразу, так как интегрирование функций Уолша (прямоугольные импульсы) не связано с большими затратами времени. В итоге получаются кусочно-линейные зависимости.

В общем случае коэффициенты Уолша широтно-импульсного напряжения удобно находить, используя преобразование Уолша для решетчатых функций [5]

$$|a^{\mathrm{Wal}\,i}| = \frac{1}{2^N}\,|\overline{S_v}|[W], \qquad (2)$$

где $|a^{\mathrm{Wal}\,i}|$ — вектор-столбец коэффициентов Уолша; N — порядок функций Уолша; $|S_v|^N$ — вектор-столбец средних значений исследуемого сигнала по интервалам дискретности; $[W]$ — матрица Уолша, элементы которой имеют значения ± 1.

Поскольку определяется спектр Уолша при изменении скважности в пределах единичного интервала с шагом дискретности $\Delta\gamma = \frac{1}{2^N}$, то средние значения исследуемого сигнала для 2^N значений скважности сразу записываются в виде матрицы $[S_v]$ размером $2^N \times 2^N$. В результате перемножения этой матрицы с матрицей Уолша получается матрица коэффициентов Уолша. Строки этой матрицы будут отражать закономерность изменения амплитуды соответствующей функции Уолша в процессе ШИР. Из (2) видно, что эти закономерности в каждом конкретном случае определяются лишь матрицами средних значений исследуемых сигналов по интервалам дискретности.

По формуле (2) рассчитаны закономерности изменения амплитуд функций Уолша для АИН с однополярной широтно-импульсной модуляцией по синусоидальному закону, с импульсным регулированием и регулированием «по длительности», а также для ШИП с двухсторонним ШИР. Результаты представлены на рис. 1 и 2. Аналогичные результаты для УВ и ШИП с регулированием по заднему фронту приведены в [5]. Полученные зависимости представляют собой кусочно-линейные функции, которые являются статическими модуляционными характеристиками соответствующего количества параллельных контуров, в каждом из которых осуществляется амплитудно-импульсная модуляция функций Уолша [5]. В системах с ШИМ I они совпадают с динамическими модуляционными характеристиками; в системах с ШИМ II — не совпадают, если скорость изменения модулирующего сигнала превосходит скорость изменения опорного (пилообразного) напряжения, а диапазон изменения угла управления превышает максимальный предел интегрирования.

Следует отметить, что модуляционные характеристики получены с минимальными затратами времени в

основном за счет того, что под интегралом в выражении (1) операция умножения устраняется, так как функции Уолша принимают значения ± 1. По сравнению с разложением по системе тригонометрических функций затраты машинного времени при разложении по функциям Уолша снижаются в 3—4 раза. Разложение можно выполнять не только на ЦВМ, но и помощью разработанных аналогового [6] или же цифрового [7] анализатора спектра Уолша. При этом, как показано в [8], удается получить более точные значения спектральных составляющих Уолша.

Таким образом, простота нахождения коэффициентов Уолша, малые затраты времени, кусочно-линейный закон изменения амплитуд функций Уолша в процессе ШИР делают их весьма перспективными для применения в динамике ВП.

Обсудим следующее преимущество, которое дает применение функций Уолша.

2. *Передаточные функции ВП с ШИР получаются в общем виде как для отдельных диапазонов изменения скважности («в зоне»), так и «в большом».*

Полученные закономерности (см. рис. 1 и 2) можно записать в виде матриц возможных состояний (МВС) [5], элементами строк которых являются тангенсы углов наклона этих зависимостей по интервалам знакопостоянства функций Уолша. В результате вычислений имеем:

МВС ШИП с двухсторонним широтно-импульсным регулированием—

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \qquad (3)$$

МВС АИН с регулированием «по длительности» —

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \qquad (4)$$

В обоих случаях разложение выполнено по восьми функциям Уолша, упорядоченным по частотам следования. Для АИН с однополярной ШИМ и импульсным регулированием МВС вырождаются в один коэффициент $k^{\mathrm{Sal}\,1}$, так как здесь в процессе регулирования по амплитуде изменяется только одна функция — Sal1θ. Остальные функции либо отсутствуют, либо не меняют своих амплитуд. Для АИН с однополярной ШИМ $k^{\mathrm{Sal}\,1}=0{,}256$, а с регулированием «по длительности» $k^{\mathrm{Sal}\,1}=1$. Для ШИП с регулированием по заднему фронту и для УВ матрицы возможных состояний приведены в [5]. Полученные МВС позволяют перейти к достаточно простым и универсальным математическим моделям преобразователей, из которых вытекают их передаточные функции.

В [5] показано, что передаточная функция любого преобразователя с ШИМ есть произведение транспонированной МВС и вектора-столбца функций Уолша в операторной форме:

$$K_{\mathrm{ВП}}(q) = [\mathrm{МВС}]^{\mathrm{т}} L\,[\mathrm{Wal}\,(i\theta)].$$

Если в это выражение подставить соответствующие МВС, получим векторы-столбцы передаточных функций для различных преобразователей, справедливые для конечных зон изменения скважности $\Delta\gamma = \frac{1}{2^N}$:

$$K_{\mathrm{ВП}\,i}(q) = zk^{\mathrm{Wal}\,i}\,\frac{\exp\left(-\frac{i}{z}\,q\right) - \exp\left(-\frac{i+1}{z}\,q\right)}{q}, \qquad (5)$$

$\frac{i}{z} \leqslant \gamma_{\mathrm{з}} \leqslant \frac{i+1}{z}$ — при модуляции заднего фронта;

$$K_{\mathrm{ВП}\,i}(q) = zk^{\mathrm{Wal}\,i}\,\frac{\exp\left[-\left(1-\frac{i+1}{z}\right)q\right] - \exp\left(-\frac{z-i}{z}\,q\right)}{q}, \qquad (6)$$

$1-\frac{i+1}{z} \leqslant \gamma_{\mathrm{п}} \leqslant \frac{z-i}{z}$ — при модуляции переднего фронта

$$K_{\mathrm{ВП}\,i}(q) = zk^{\mathrm{Wal}\,i} \times$$

$$\times \frac{\exp\left[-\left(0{,}5-\frac{i+1}{2z}\right)q\right] - \exp\left[-\left(0{,}5-\frac{i}{2z}\right)q\right] +}{q} -$$

$$- \frac{+\exp\left[-\left(\frac{i}{2z}+0{,}5\right)q\right] - \exp\left[-\left(\frac{i+1}{2z}+0{,}5\right)q\right]}{1}, \qquad (7)$$

$0{,}5-\frac{i-1}{2z} \leqslant \gamma_{\mathrm{п}} \leqslant 0{,}5-\frac{i}{2z}$; $\frac{i}{2z}+0{,}5 \leqslant \gamma_{\mathrm{з}} \leqslant \frac{i+1}{2z}+0{,}5$ —

— для случая двухсторонней ШИМ.

В выражениях (5)—(7): $z=0, 1, 2\ldots, z-1$ — номер диапазона изменения скважности; z — количество ненулевых строк МВС. При модуляции переднего и заднего фронта $z=2^N$, т. е. равно количеству функций Уолша; $\gamma_{\mathrm{п}}$, $\gamma_{\mathrm{з}}$ — диапазон изменения скважности по переднему и заднему фронтам импульсов; коэффициент $k^{\mathrm{Wal}\,i}=1$ для всех случаев модуляции в ШИП, а в общем случае определяется тангенсами углов наклона модуляционных характеристик по интервалам дискретности. Этот коэффициент учитывает форму коммутируемых э.д.с.

Передаточные функции АИН с ШИМ и импульсным регулированием наиболее простые. Они получаются в результате перемножения $k^{\mathrm{Sal}\,1}$ и изображения по Лапласу функции Уолша Sal (1, θ):

$$K_{\mathrm{АИН}}(q) = k^{\mathrm{Sal}\,1}\,\frac{1-2e^{-0{,}5q}+e^{q}}{q}. \qquad (8)$$

Для АИН с регулированием «по длительности» передаточная функция

$$K_{\mathrm{АИН}}(q) = zk^{\mathrm{Wal}\,i}\,\frac{\exp\left(-\frac{i}{2z}\,q\right) - \exp\left(-\frac{i+1}{2z}\,q\right)}{} -$$

$$- \frac{\exp\left[-\left(\frac{i}{2z}+0{,}5\right)q\right] + \exp\left(-\frac{i+1}{2z}+0{,}5\right)q\right]}{\frac{i}{2z} \leqslant \gamma \leqslant \frac{i+1}{2z}}. \qquad (9)$$

Обсудим полученные результаты. Сразу можно обратить внимание на то, что выражения (5)—(7) отличаются простотой и универсальностью. Они содержат себе известные представления передаточных функций реобразователей.

Например, если в них подставить значения $z=1$, $=0$, то получим $K_{\text{ВПО}}(q)=k^{\text{Wal}\,0}\,\frac{1-\exp(-q)}{q}$ — пе-едаточную функцию фиксатора нулевого порядка. Это звестное представление передаточных функций ШИП УВ, когда анализ проводится по гладкой (постоянной) оставляющей [4]. Если рассмотреть случай $z\to\infty$, о в пределе выражения (5) и (6) дадут дельта-функции аждое, а выражение (7) — две дельта-функции: одна о переднему, вторая по заднему фронтам. Это другой звестный подход, когда УВ в динамике представляется юрмирователем мгновенных импульсов [2]. Таким обра-ом, полученные передаточные функции ВП являются бщими, они естественно связывают между собой два райних случая, которые соответствуют значениям $z=1$ $z=\infty$.

В общем случае, когда $1<z<\infty$, УВ и ШИП представляются формирователями амплитудно-модулированных мпульсов с коэффициентом усиления $zk^{\text{Wal}\,i}$ и дли-ельности $1/z$. Переход от импульса бесконечной ампли-уды и нулевой длительности ($z\to\infty$) к импульсу еди-ичной амплитуды и длительности ($z=1$), как видно з полученных передаточных функций, связан со сни-ением амплитуды и увеличением длительности импуль-а с амплитудной модуляцией, которая эквивалентна ШИР в зоне конечной длительности $\Delta\gamma$. Для этой зоны еакция нагрузки на сигнал сложной формы, регули-уемой по длительности, находится как сумма реакций а спектральные составляющие Уолша, регулируемые о амплитуде. Следовательно, такой подход не связан составлением уравнений отдельно для коммутацион-ых и межкоммутационных интервалов, режимов пре-ывистого тока. Эти режимы учитываются в относитель-ых изменениях амплитуд функций Уолша, которые за-исаны в строках МВС. Полученные передаточные функ-ии, в первую очередь, справедливы для ВП, у которых нформация по управлению формируется с постоянной актовой частотой (ШИМ1), что характерно для цифро-ых и цифро-аналоговых систем управления. Специфи-у управления ВП с ШИМП приближенно можно учесть замкнутой системе при составлении уравнения замы-ания. Его необходимо составлять для соответствующей оны срабатывания импульсного элемента.

Полученные передаточные функции позволяют ши-око использовать хорошо разработанную теорию им-ульсных систем для расчета динамики преобразователей ри возмущениях в конечной зоне. Применение метода татической линеаризации позволяет анализировать ВП ШИМ1 во временно́й области без ограничений на диа-азон возмущения. Подробно этот случай рассмотрен в 9]. Можно считать динамические характеристики ВП при недетерминированных возмущениях [10].

3. *Точность расчета динамических характеристик ВП с ШИП повышается.* Ряд Фурье по тригоно-етрическим функциям вследствие явления Гиббса рас-одится там, где его сходимость наиболее необходима — момент срабатывания импульсного элемента, когда ормируется управляющее воздействие. Ряд Уолша того недостатка не имеет, что показано в [11].

Погрешность расчета динамики ВП с ШИР зависит от порядка системы аппроксимирующих функций Уолша

$$N\geqslant\log_2\left[-\frac{T}{T_{\text{н}}\ln\frac{1-\Delta}{1+\Delta}}\right], \qquad (10)$$

где Δ — наибольшее значение функции Уолша единичной амплитуды, которого она может достичь за время $T/2^N$, проходя через линейную цепь с постоянной времени T, величина Δ определяет погрешность аппроксимации.

Формула (10) справедлива, когда среди аппроксимирующих функций Уолша порядка N функция Уолша максимальной частоты следования имеет постоянную единичную амплитуду, однако амплитуды функции Уолша в процессе ШИР не остаются постоянными. В этой связи результат расчета погрешности Δ по (10) следует умножить на фактические максимальные значения относительной амплитуды отброшенной функции Уолша порядка $N+1$ по интервалам изменения скважности. Такая оценка проводится по отношению к максимальной амплитуде среди учтенных функций Уолша с использованием модуляционных характеристик (см. рис. 1 и 2). В [12] показано, что если пренебречь группой членов ряда Уолша одного и того же порядка, то погрешности будут взаимозависимыми и не будут накапливаться. Погрешность, вызванная отбрасыванием группы членов порядка $N+1$ не будет превосходить погрешности, определяемой максимальным коэффициентом среди отброшенных членов ряда порядка $N+1$.

С учетом этого в каждой зоне длительности $\Delta\gamma=1/2^N$ погрешность будет иметь свои максимумы. Для ШИП с регулированием заднего фронта их значения снижаются по мере увеличения скважности, а в каждом конкретном случае эта закономерность определяется модуляционными характеристиками. На рис. 3 представлены результаты расчета максимальных погрешностей для двух зон изменения скважности и угла управления УВ $\bar{\alpha}$. Количество аппроксимирующих функций Уолша равно четырем. Кривая *1* ($0{,}5\leqslant\gamma\leqslant 0{,}75$) и кривая *2* ($0{,}75\leqslant\gamma\leqslant 1$) соответствуют ШИП с регулированием по заднему фронту импульса, а кривая *7* ($0{,}5\leqslant\gamma\leqslant 0{,}75$) и кривая *8* ($0{,}75\leqslant\gamma\leqslant 1$) — для ШИП с двухсторонним регулированием. Кривые *3* ($0{,}5\leqslant\bar{\alpha}\leqslant 0{,}75$) и *4* ($0{,}75\leqslant\bar{\alpha}\leqslant 1$) соответствуют УВ с количеством фаз $m=2$; кривые *5* ($0{,}5\leqslant\bar{\alpha}\leqslant 0{,}75$) и *6* ($0{,}75\leqslant\bar{\alpha}\leqslant 1$) — для УВ, $m=3$. Кривая *10* соответствует АИН с однополярной ШИМ по синусоидальному закону, диапазон изменения скважности равен единице. Коммутируемая э.д.с. АИН аппроксимирована четырьмя функциями Уолша Sal1 θ; Sal3θ; Sal5θ; Sal7θ.

Для сравнения на рис. 3 представлена кривая *9*, рассчитанная по формуле [2], которая оценивает погрешность представления ВП формирователем мгновенных импульсов. Расчеты по этой формуле проведены для тех же диапазонов изменения угла управления, что и остальные кривые, рис. 3. Кривые, представленные на рис. 3, показывают, что применение функций Уолша в отличие от метода мгновенных импульсов позволяет учесть вид ВП (УВ, ШИП, АИН), способ ШИР (одностороннее, двустороннее), расположение диапазона изменения угла управления (скважности) на периоде дискретности ВП, форму коммутируемой э.д.с.

Из рис. 3 видно, что кривая *9* характеризует максимальную погрешность; для различных ВП она одна и та же, так как формула [2], по которой рассчитана эта

кривая, учитывает лишь постоянную нагрузку и величину диапазона изменения угла управления $\Delta\alpha$. Если увеличить постоянную нагрузки, то разница между кривой *9* и остальными кривыми рис. 3, уменьшается; при больших значениях $T_н$ эти кривые сливаются. Таким образом, применение функций Уолша целесообразно для расчета динамики ВП с широкой полосой пропускания.

4. *Функции Уолша являются естественными для дискретной и цифровой техники управления.* Это особенность функций Уолша определяет перспективность их применения в цифровых и цифроаналоговых системах управления, способных эффективно решать задачи адаптивного управления преобразователями. Такие системы управления должны включать в себя генераторы функций Уолша для аппроксимации необходимых законов управления и цифровые анализаторы спектра Уолша для оперативного анализа и контроля спектрального состава выходного напряжения с целью стабилизации его формы и величины.

Авторами разработаны генераторы дискретных функций Уолша [13], которые можно использовать в системах управления ВП. В тех случаях, когда необходимо аппроксимировать некоторую функцию управления в ее локальной области, лучше применять генераторы функций Хаара [14].

Если необходимо реализовать некоторую функцию управления $S_y(\theta)$, то вначале ее разлагают по системе дискретных ортогональных функций Уолша (или Хаара). Обратное преобразование $S_y^W(\theta) = |a^{\mathrm{Wal}\,i}|\,[W]$ реализуется в системе управления ВП при наличии генератора функций Уолша (Хаара) и блока суммирующих усилителей с регулировкой усиления. Эта идея лежит в основе универсального устройства для управления вентильными преобразователями [15], которое можно использовать для получения квазисинусоидального напряжения с минимальным коэффициентом гармоник или в качестве ведущего генератора непосредственных преобразователей частоты. Разработанное устройство позволяет также осуществить все теоретически возможные режимы работы шаговых двигателей: обычная коммутация, режимы деления шага в целое и дробное число раз. В частности, это устройство использовано в системе прецизионного электропривода блока вращающихся головок (БВГ) аппарата точной магнитной записи для управления АИН с однополярной ШИМ по синусоидальному закону.

Структурная схема разработанного электропривода, реализующая моментный способ управления, представлена на рис. 4. Здесь *В* — выпрямитель, *СН* — стабилизатор постоянного напряжения на входе автономного инвертора напряжения АИН; *М* — синхронный гистерезисный двигатель СГС-2 (мощность 40 Вт, частота питающего напряжения 250 Гц). С датчика одного оборота *ДО* напряжение частотой 250 Гц поступает на вход фазового дискриминатора *ФД*. На второй вход *ФД* подается напряжение с делителя частоты *ДЧ*, синхронизированного частотой 8 МГц задающего кварцевого генератора *ЗГ*. Ошибка по фазовому рассогласованию поступает на вход цифрового ПИД-регулятора *Р*.

Сигнал с выхода *Р* управляет системой управления *СУ АИН*. Она включает в себя генератор функций Уолша *ГФУ*, синхронизированный частотой 8 кГц с соответствующего выхода *ДЧ*. Функции Уолша поступают на вход блока суммирующих коэффициентов *БСК*, где осуществляется их амплитудная модуляция в соответствии с дискретными значениями сигнала *Р*. На выходе *БСК* формируется аппроксимированная функциями Уолша синусоидальная функция. Разложение полуволны синусоидальной функции (закон ШИМ) выполнено по восьми функциям Уолша, упорядоченным по частотам следования. Для упрощения аппаратурной реализации при незначительном повышении погрешности на вход *БСК* поданы не все восемь функций Уолша, а только те из них, которые имеют наибольшие веса. Учет только четырех наибольших коэффициентов Уолша обеспечил задание синусоидального закона ШИМ с погрешностью не выше 0,3%.

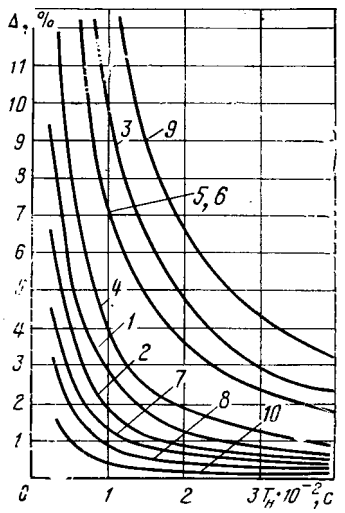


Рис. 3. Зависимость погрешности аппроксимации от постоянной времени нагрузки.

Синусоидальная функция, аппроксимированная функциями Уолша, поступает на вход схем сравнения (их три, по числу фаз *АИН*), где сравнивается с напряжением генератора пилы ГПН, синхронизированного частотой 8 кГц с выхода *ДЧ*. С выхода *СС* снимается широтно-модулированный по синусоидальному закону импульсный сигнал. Широтно-модулированный сигнал поступает на вход комбинационно-логического устройства *КЛУ*, которое через усилитель мощности *УМ* управляет работой транзисторов *АИН*. Проведенные производственные испытания показали, что в разработанном электроприводе нестабильность мгновенной частоты вращения БВГ составила $2{,}6 \cdot 10^{-6}$, а ошибка по фазовому положению БВГ не превысила $\pm 0{,}25$ мкс. Универсальное устройство управления [15] можно использовать и в замкнутых вентильных системах для стабилизации ряда параметров выходного напряжения преобразователя: величины, формы, характера переходного процесса.

В заключение можно отметить, что рассмотренные области перспективного применения функции Уолша в преобразовательной технике (динамика ВП с ШИР и схемотехника систем управления) не являются един-

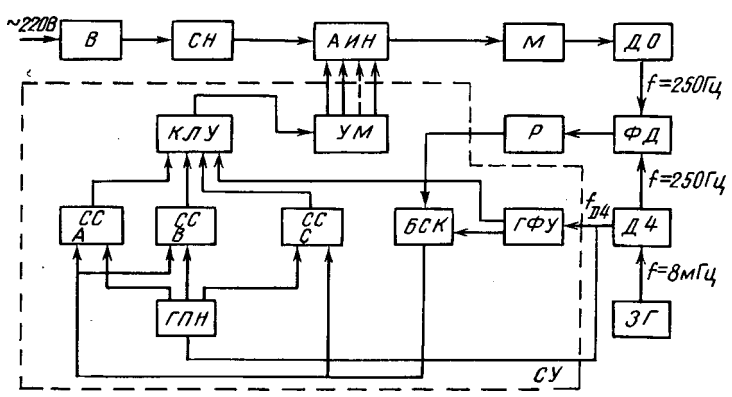


Рис. 4. Структурная схема прецизионного электропривода переменного тока

твенными. Помимо этого, функции Уолша могут найти ффективное применение и в решении вопросов фильтра- ии выходного напряжений преобразователей за счет еализации адаптивных законов управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Walsh J. L.** A closed set of normal ortogonal functins. — Amer. Journ. of Math., 1923, vol. 45.

2. **Шипилло В. И.** Исследование процессов в замкнутых ентильных системах методом z-преобразования. — Электричество, 1969, № 11.

3. **Динамика** вентильного электропривода постоянного тока/ Iод ред. А. Д. Поздеева, — М.: Энергия, 1975.

4. **Булгаков А. А.** Новая теория управляемых выпрямителей. — М.: Наука, 1970.

5. **Денисов А. И., Димаров С. А.** Импульсные преобразователи в системах электропитания. — Киев: Техника, 1978.

6. **Бебих Н. В., Денисов А. И.** Анализатор спектра Уолша. — Радиоэлектроника, 1978, № 7.

7. **А. с. № 900210 (СССР).** Цифровой анализатор спектра/ . И. Денисов, Н. Н. Сигарев, Н. А. Балабохина. Опубл. в Б. И. 982, № 3.

8. **Денисов А. И., Бебих Н. В.** Применение анализатора— интезатора Уолша для исследования спектра коммутируемых э. д. с. вентильных преобразователей. — Электронное моделирование, 1981, № 1.

9. **Денисов А. И.** Применение функции Уолша к приближенному аналитическому расчету систем электропитания с глубокой широтно-импульсной модуляцией. — Электричество, 1980, № 2.

10. **Яровой И. Ф., Денисов А. И.** Расчет характеристик случайных процессов систем электропитания с управляемыми выпрямителями. — В кн.: Оптимизация устройств энергетической электроники. — Киев: Наукова думка, 1981.

11. **Хармут Х.** Теория секвентного анализа. — М.: Мир, 1980.

12 **Juen C. K.** Approximation errors o Walsh series. Basser Computing Department. Techn. Report № 66. — University of Sydney, 1971, Sept.

13. **А. с. № 661538 (СССР).** Устройство для получения дискретных ортогональных функций/А. И. Денисов, Н. Н. Сигарев. Опубл. в Б. И., № 17, с. 1979.

14. **А. с. № 822163 (СССР).** Генератор функций Хаара/ /А И. Денисов, Н. Н. Сигарев. Опубл. в Б. И., № 14, 1981.

15. **А. с. № 752746 (СССР).** Универсальное устройство для управления полупроводниковыми преобразователями/А. И. Денисов, Н. Н. Сигарев. Опубл. в БИ, 1980, № 28.

[09.07.82].

УДК 621.314.2.014.2.001.33

Способы и устройства выключения тиристоров

БУЛАТОВ О. Г., ЛАБУНЦОВ В. А., ОДЫНЬ С. В.

Москва

В силовой преобразовательной технике наряду с днооперационными тиристорами (ОТ) все большее аспространение получают двухоперационные (ДТ) и омбинированно выключаемые тиристоры (КВТ) [1]. Мощные ДТ и КВТ имеют своеобразные характеристии, что обуславливает специфику их применения. Так, ильная зависимость предельно запираемого анодного ока ДТ от анодного напряжения на приборе в момент ыключения заставляет практически всегда применять преобразователях с ДТ вспомогательные устройства, блегчающие выключение этих тиристоров. А резкое еличение времени выключения КВТ со слабым влиянием тока управления при его шунтировании обратным иодом вынуждает отдавать предпочтение тем устройгвам выключения, которые обеспечивают значительные мплитуды обратного анодного напряжения на запираем КВТ.

Специфика выключения ДТ и КВТ, с одной стороны, растущее разнообразие устройств, предназначенных ля выключения этих тиристоров, с другой стороны, ребуют:

определения места способов выключения ДТ и КВТ реди других известных способов выключения тиристоов;

систематизации устройств выключения ДТ и КВТ аковая отсутствует в настоящее время) по классификационным признакам, учитывающим наиболее существенные особенности и общие свойства этих устройств.

Отметим также, что непрерывное структурное и ункциональное усложнение преобразовательных устройств, необходимость сокращения сроков разработки повышение эффективности труда разработчиков неизежно приводят к интенсивному внедрению в практику истемы автоматизированного проектирования (САПР) реобразовательных устройств. А так как все многообразие тиристорных преобразовательных устройств в ачительной степени обусловлено разнообразием способов выключения тиристоров и устройств, реализующих эти способы [2], то систематизация этих способов и устройств оказывается первым необходимым этапом разработки САПР тиристорных преобразователей.

В настоящее время создано большое число классификаций способов и устройств выключения ОТ, представленных в наиболее законченном виде в [2—4].

Предлагаемая в настоящей статье классификация способов и устройств выключения тиристоров представляет дальнейшее развитие упомянутых выше классификаций для ОТ, и, кроме того, отражает своеобразие выключения ДТ и КВТ. Достоинствами данной классификации являются:

четкое выделение классификационных признаков и расположение их в строгой очередности, в том числе разделение между собой способов и устройств выключения; при этом классификация устройств выключения логически вытекает из классификации способов, строится на ее основе и является продолжением последней, что вполне закономерно, так как любое устройство выключения тиристоров реализует определенный способ его выключения;

гибкость, под которой понимается возможность дальнейшего улучшения классификации; это свойство появляется благодаря тому, что структура классификации организована таким образом, чтобы без затруднений могли быть видоизменены описания отдельных классификационных признаков, а также введены новые признаки.

Классификацию способов и устройств выключения тиристоров предлагается проводить раздельно, поскольку классификация способов должна выявлять прежде всего своеобразие физических процессов в тиристоре при выключении, а классификация устройств выключения должна учитывать в основном специфику схемного построения и технико-экономические показатели данных устройств, протекающие в них электромаг-

нитные процессы. Отсутствие четкого разделения классификаций способов и устройств выключения приводит, например, к тому, что в классификацию способов выключения тиристоров часто включают описание запирающего источника энергии и тип его структурной связи с выключаемым тиристором (параллельная или последовательная). Однако при использовании устройств с параллельным и последовательным типами коммутации физические процессы в выключаемом тиристоре в ряде случаев протекают идентично, т. е. способ выключения, реализуемый этими двумя типами устройств, может быть одним и тем же, тогда как технико-экономические показатели данных устройств (особенно значения накапливаемой в коммутирующем конденсаторе энергии и энергии, поступающей в нагрузку на интервале коммутации) существенно различаются.

На рис. 1 и 2 представлена классификация способов и устройств выключения тиристоров, где классификационные признаки (КП) способов (КПС) и устройств (КПУ), а также их конкретизирующие описания заключены в прямоугольники, причем более крупные из них расположены выше, чем те, которые носят более частный характер. Отдельные КП логически связаны между собой, и эти логические взаимосвязи обозначены на рисунках линиями. Все прямоугольники на рис. 1 и 2 снабжены символами (буквами или цифрами), которые обозначают:

I, *II*, *III* — разделение электрических способов выключения по наиболее общему признаку — месту возникновения выключающего тиристор воздействия;

A, *B*, *C* — КПС, имеющие более частный характер;

X, *Y*, *Z* — конкретизирующие описания КПС;

1, *2* — разделение устройств выключения тиристоров по наиболее общему признаку — месту формирования выключающего воздействия;

a, *b*, *c*,... — КПУ, характеризующие схемотехническое построение устройства выключения;

α, β, γ,... — КПУ, характеризующие электромагнит

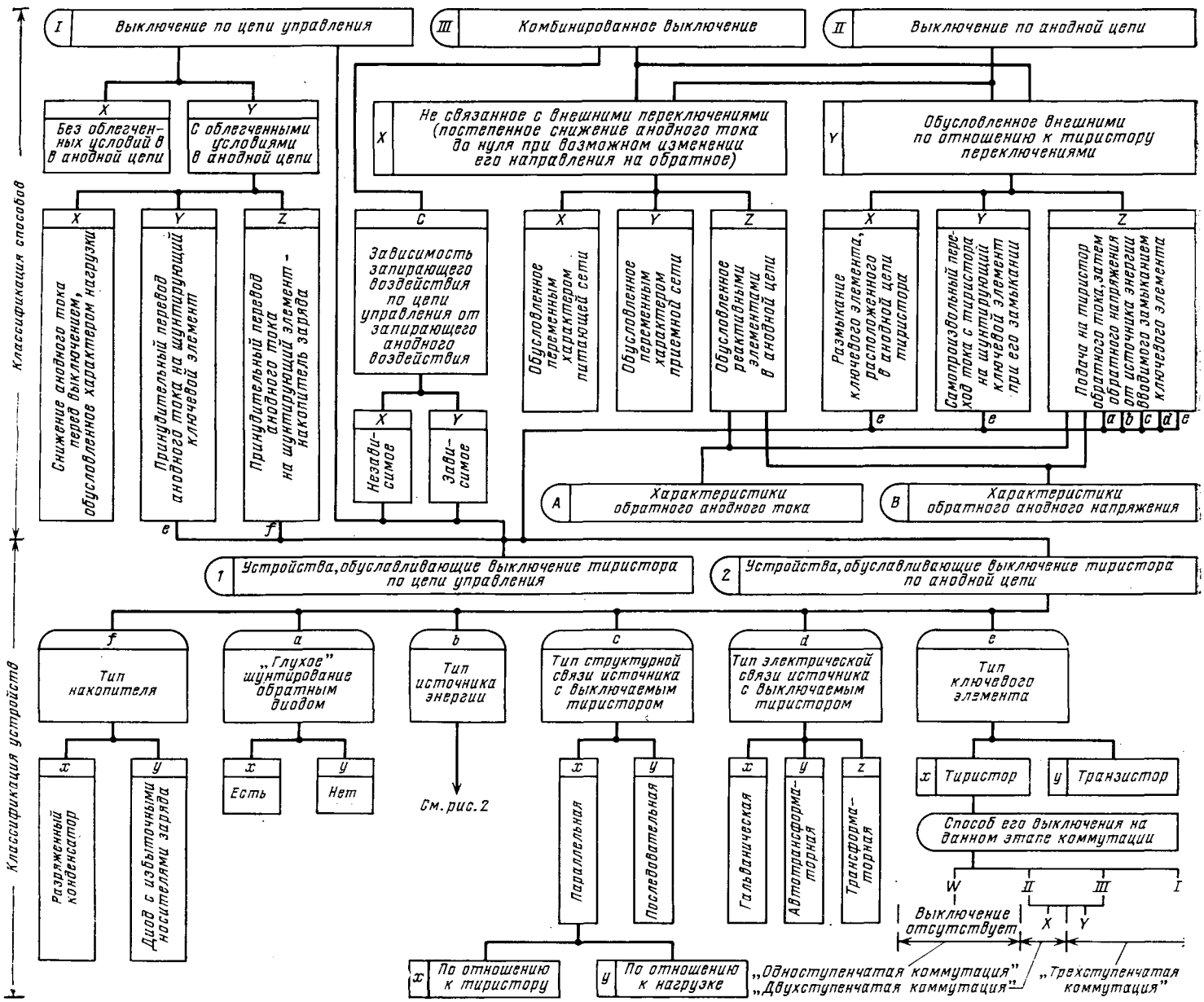


Рис. 1. Классификация способов и устройств выключения тиристоров

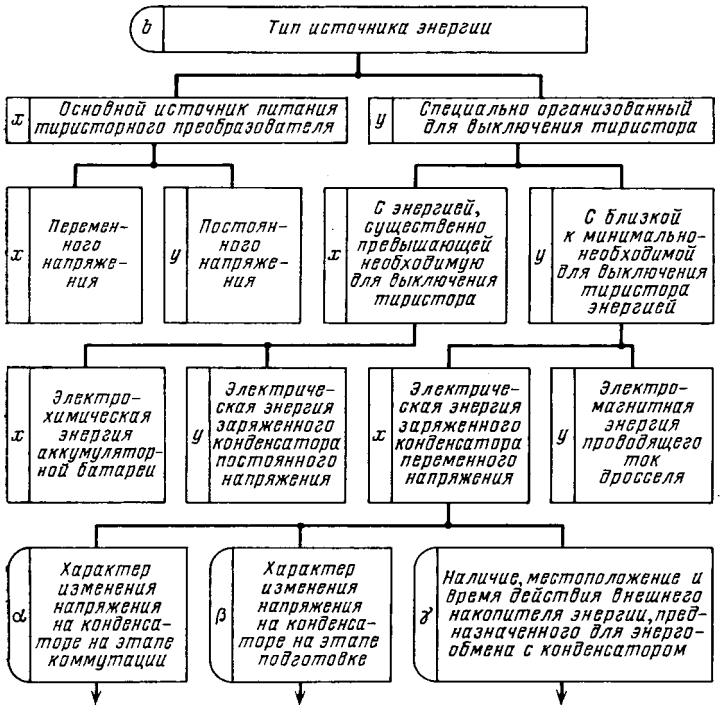


Рис. 2. Классификация источников энергии, применяемых для выключения тиристоров

ные процессы в устройстве выключения и его энергетические характеристики;

x, y, z, w — конкретизирующие описания КПУ.

Записывая последовательно друг за другом указанные символы, начиная с разделения по наиболее общему КПС (одна из цифр *I*, *II* и *III*) и продолжая запись символами, обозначающими КПС, а затем переходя к записи символов КПУ, следуя при этом сверху вниз на рис. 1 и 2 по логическим связям, можно в итоге составить классификационную формулу (КФ) — сжатое формализованное описание определенного способа выключения и конкретного устройства, которое реализует данный способ.

Введение КФ дает возможность:

многократно сократить словесное описание способов и устройств выключения без искажения и потери информации, как это случается при использовании терминов;

сопоставлять разнообразные схемы тиристорных преобразователей между собой по ряду важных признаков лаконичным формальным методом (путем сравнения их КФ), что полезно, в частности, при проведении патентной экспертизы, поскольку анализ способов и устройств выключения существенно облегчается, так как закономерности отчетливее всего, как правило, выявляются в математическом описании, а КФ по существу является математическим способом выражения в одной строке той информации, которая потребовала бы нескольких страниц словесного описания;

ускорить предварительный выбор схемы для того или иного конкретного применения, из предварительно составленного на языке КФ альбома разнообразных устройств.

Упорядоченная форма записи КФ, облегчающая ее составление, прочтение и анализ, задается правилами приоритета, которые приведем после нескольких примеров КФ способов (КФС) и устройств (КФУ) выключения тиристоров.

Классификационная формула вида $I\{X\}I\{...\}$ означает, что выключение тиристора происходит по цепи управления (это обозначает символ *I*) без облегченных условий в его анодной цепи (символ *X*). В дальнейшем подробные расшифровки каждого из символов, входящих в состав КФ, будем опускать, поскольку такую информацию можно получить из рис. 1 и 2, где определения символов приведены, как уже отмечалось, в соответствующих прямоугольниках. Внутри скобок данной КФ и других формул содержатся описания признаков (КПС или КПУ), причем ранг скобок для наглядности соответствует рангу признака, символ (цифра или буква) которого находится слева от этих скобок.

В данном примере цифры *I* и *1* обозначают наиболее общие признаки способа и устройства. Поэтому их описания заключены в наиболее высоких по рангу фигурных скобках (хотя в принципе во всех случаях можно ограничиться использованием скобок одного ранга, например, круглых). Скобки после цифры *1* остаются незаполненными, так как классификация устройств, формирующих выключающий (отрицательный) импульс по цепи управления, не входит в рамки настоящей статьи. В ее основу может быть положена классификация, предложенная в [1]. Как видно, отсутствие какой-либо информации не искажает общее построение и смысл КФ. Более того, часто нужно акцентировать внимание лишь на отдельных КП. В таком случае целесообразно приводить не полную классификационную формулу (ПКФ), которая в упорядоченной форме описывает все присущие данному случаю признаки, а только частную КФ (ЧКФ), которая является записью лишь отдельных избранных признаков, следующих друг за другом (как и в ПКФ) в определенной последовательности.

По существу ЧКФ является указателем акцента исследования, т. е. одного признака или нескольких признаков (если нужно подчеркнуть их совокупность или взаимосвязь), которые подвергаются анализу, при одновременном отвлечении от остальных несущественных при данном анализе КП. Так, рассматривая только способы выключения, можно опустить КФУ. Для указанного выше примера получим ЧКФ вида $I\{X\}$. Таким образом, классификационная формула способа (КФС) выключения по существу является одним из многих вариантов ЧКФ. Вариантом ЧКФ является и КФ устройства (КФУ).

Отметим, что для выключения мощных ДТ, имеющих большую площадь полупроводниковой пластины, способ $I\{X\}$ применяется редко из-за сильного проявления эффекта шунтирования анодного тока, который приводит к узколокализованному выделению тепла в тиристоре и ограничивает переключаемый им предельный ток $I_{а.пр}$ [1]. Гораздо чаще используют способ $I\{Y\}$, при котором выключение ДТ проводят с облегченными условиями в его анодной цепи, благодаря чему снижается локальное тепловыделение в приборе и, следовательно, значительно возрастает ток $I_{а.пр}$. Данный способ имеет три разновидности: $I\{YX\}$, $I\{YY\}$ и $I\{YZ\}$.

Способ $I\{YX\}$ не требует специальных устройств и и реализуется, когда перед подачей отрицательного импульса управления происходит снижение анодного тока, обусловленное характером нагрузки. Один из примеров показан на рис. 3, *а*.

Способ $I\{YY\}$, как это можно проследить по нап-

равлению соответствующей линии логической связи, может быть реализован двумя типами устройств: $2\{e[x]\}$ и $2\{e[y]\}$, второе из которых представлено на рис. 3, *б*. Суть способа заключается в кратковременном переводе анодного тока с основного ДТ V_c при его выключении на вспомогательный управляемый ключевой элемент $V_к$ (транзистор или тиристор), причем этот перевод происходит за единицу или даже доли микросекунды, поскольку подача импульса отрицательного тока управления $I_у^-$, осуществляемая одновременно с включением элемента $V_к$, обусловливает быстрое возрастание сопротивления анодной цепи выключаемого ДТ. В результате формирование токового шнура в нем происходит при незначительном анодном токе, что приводит к существенному снижению локального тепловыделения в ДТ. Выключение элемента $V_к$ осуществляют после восстановления непроводящих свойств основным тиристором V_c.

Известен мощный прибор, у которого шунтирующий транзистор выполнен в одной с основным ДТ полупроводниковой структуре [1]. Шунтирование основного ДТ вспомогательным тиристором представляет практический интерес, если выключение последнего осуществляется более простым способом и более эффективно, чем выключение основного ДТ. В [1] указано, что в качестве вспомогательного тиристора можно использовать ДТ, который отличается от основного ДТ гораздо более высоким коэффициентом запирания $K_{зап}=I_{а.пр}/I_у^-$ благодаря импульсному режиму его работы при большой скважности и снятию ограничений по прямому падению напряжения. Если выключение вспомогательного ДТ $V_к$ осуществляется по способу $I\{X\}$, то ПКФ для рассматриваемого устройства выглядит следующим образом: $V_c\, I\{YX\}1\{...\}2\{e[x,\ V_к I\{X\}1\{...\}]\}$. В этой формуле охарактеризовано выключение не только основного тиристора V_c, но и вспомогательного $V_к$, что полезно с точки зрения полноты описания всего устройства в целом.

Способ $I\{YZ\}$ с облегченным выключением ДТ заключается (как способ $I\{YY\}$) в переводе анодного тока с ДТ при подаче тока $I_у^-$ на шунтирующий элемент, но его роль в данном способе выполняет не управляемый ключ, а более простой элемент — накопитель заряда, в качестве которого можно использовать либо предварительно разряженный конденсатор $C_{нак}$, либо низкочастотный диод $V_{нак}$ с предварительно накопленными избыточными носителями заряда. Соответственно, способ $I\{YZ\}$ реализуется устройствами двух типов: $2\{f[x]\}$ и $2\{f[y]\}$, простейшие варианты которых представлены на рис. 3, *в* и *г*. В устройстве $2\{f[x]\}$ уже после выключения основного ДТ V_c в нагрузку через конденсатор $C_{нак}$ продолжает поступать энергия от источника питания преобразователя до тех пор, пока конденсатор не зарядится до напряжения источника питания. Длительность этого интервала Δt^* может существенно изменяться при изменении тока нагрузки, что приводит к нелинейности регулировочной и выходной характеристик преобразователя, а также ограничивает верхний предел его рабочих частот, особенно в режимах, близких к холостому ходу. Поэтому при изменении тока нагрузки в широком диапазоне целесообразно применять более сложное устройство выключения ДТ $2\{f[y]\}$, в котором вывод избыточных носителей заряда из диода $V_{нак}$ осуществляется не только током нагрузки, но и за счет процесса рекомбинации.

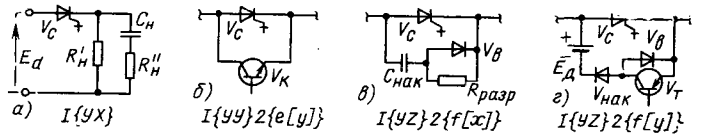


Рис. 3. Способы и устройства облегченного выключения двухоперационных тиристоров

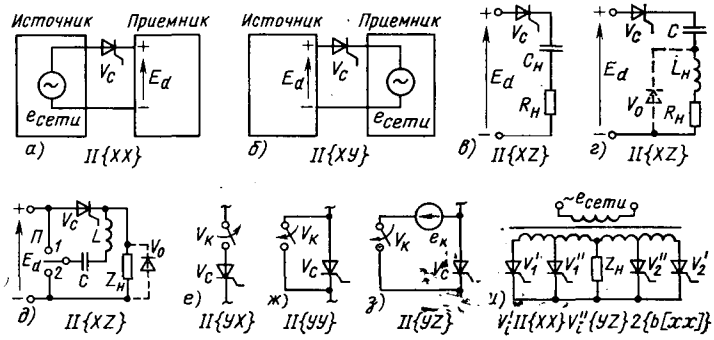


Рис. 4. Способы выключения тиристоров по анодной цепи

Слабая зависимость скорости рекомбинации от значения тока в диоде $V_{нак}$ является фактором, стабилизирующим вышеупомянутый интервал Δt^* и, следовательно, улучшающим качество характеристик преобразователя. Отметим, что транзистор $V_т$, функция которого как и низковольтного источника $E_д$ состоит в накоплении в диоде $V_{нак}$ заряда избыточных носителей перед началом выключения ДТ, имеет параметры $U_{к.э.доп}<10$ В и $I_{к.м}\approx I_н/2$. Таким образом, транзистор $V_т$ переключает мощность, на два порядка меньшую, чем ключевой элемент $V_к$ на рис. 3, *б*, имеющий одинаковую с основным ДТ переключаемую мощность в импульсном режиме.

Вышесказанное позволяет сделать вывод, что для преобразователей с основными ДТ, значение тока нагрузки которых изменяется незначительно, целесообразно применять наиболее простое устройство $2\{f[x]\}$. Если же диапазон изменения тока нагрузки широк, то предпочтительнее оказываются устройства выключения ДТ $2\{e[x]\}$, $2\{e[y]\}$ и $2\{f[y]\}$, порядок следования которых соответствует возрастанию мощности преобразователя. Способы выключения тиристоров по анодной цепи хорошо изучены для ОТ. Описания и КФ для этих способов, как было показано, можно получить следуя по логическим связям в классификационной таблице на рис. 1, начав с наиболее крупного признака, обозначенного цифрой *II*. Каждый из указанных способов вместе с соответствующей КФ приведен на рис. 4.

При использовании способов $II\{XZ\}$ и $II\{YZ\}$ после быстрого спада анодного тока к нулю через тиристор кратковременно протекает значительный обратный ток $i_{обр}$, который обусловливает обратное перенапряжение на выключаемом тиристоре и дополнительное тепловыделение в нем. Надежность запирания тиристора также в большой степени определяется и характеристиками обратного анодного напряжения $u_{обр}$, приложенного к выключаемому тиристору. Следовательно, при использовании данных способов целесообразно дополнить КФ характеристиками тока $i_{обр}$ и напряжения $u_{обр}$ на выключаемом тиристоре, что предусматривается предложенной классификацией (см. рис. 1). Например, для способа $II\{XZ\}$ расширенная КФ принимает вид:

$II\{XZA[...]B[...]\}$, где в квадратных скобках заключены описания характеристик тока $i_{обр}$ и напряжения $u_{обр}$ на выключаемом тиристоре, влияние которых на запирание тиристора рассмотрено, в частности, в [2 и 3].

В том случае, когда характеристики тока $i_{обр}$ и напряжения $u_{обр}$ влияют на надежность выключения тиристора, КФ полезно дополнить также информацией о шунтировании выключаемого тиристора обратным (встречно-параллельным) диодом, поскольку введение такого диода коренным образом изменяет как описания $A[...]$ и $B[...]$, так и расчет всех элементов устройства, обуславливающего выключение тиристора по анодной цепи, а также структуру принципиальной схемы устройства выключения. Данное обстоятельство заставляет считать обратный диод одним из основных элементов устройства выключения и при составлении КФУ указывать его наличие или отсутствие.

При использовании способа $II\{XZ\}$ специальное устройство для выключения тиристора отсутствует, но формально обратный диод (если он имеется) можно считать единственным элементом данного устройства. Тогда ПКФ для этого случая записывается в виде $II\{XZA[...]B[...]\}2\{a[x]\}$. Полная классификационная формула, обозначающая наиболее сложный способ $II\{YZ\}$ и реализующее его устройство, в обобщенном виде может быть представлена следующим образом: $II\{YZA[...]B[...]\}2\{a[...]b[...\alpha(...)\beta(...)\gamma(...)]c[...]\times$ $\times d[...]e[...$ {описание способа выключения $V_к$}...{ описание устройства выключения $V_к$}. В этой формуле за расширенным описанием способа: $II\{YZA[...]B[...]\}$ в фигурных скобках после символа 2 следует формализованное описание устройства, представляющее последовательное описание внутренних схемотехнических признаков $a \div e$. Классификационный признак a характеризует наличие обратного диода. Описания, заключенные в квадратные скобки, стоящие после символов b, c и d, характеризуют, соответственно, тип запирающего тиристора источника энергии, тип его структурной и электрической связи с выключаемым тиристором. В свою очередь, описание типа источника содержит более частные описания (они заключены в круглые скобки) электромагнитных процессов, протекающих в указанном источнике. После трех КП, характеризующих источник выключающего тиристор воздействия, за символом e следует название типа ключевого элемента $V_к$, подключающего источник энергии к выключаемому тиристору, и описание способа и устройства его выключения.

Из рассмотренной формулы видно, что если описание вводимого КП не удается описать предложенной системой символических обозначений, т. е. конечными буквами латинского алфавита, то вполне допустимо его словесное или иное описание, которое также заключается в скобки и помещается в соответствующее его рангу место КФ, а перед скобками проставляется символ — указатель (метка) данного КП. Такой пример приведен при рассмотрении ПКФ, составленной для способа $II\{YZ\}$.

Рассмотренные выше примеры позволяют сформулировать правила приоритета кратко, без дополнительных разъяснений:

1) КФ начинается описанием способа выключения, за которым следует описание устройства, реализующего данный способ;

2) каждое описание заключается в отдельные скобки, слева от которых символ обозначается КП, соответствующий данному описанию;

3) описания сравнительно крупных КП могут включать описания более частых (мелких) КП, которые также заключены в свои внутренние скобки, причем для наглядности этим скобкам можно присвоить низший ранг по отношению к рангу внешних скобок, выделяющих более крупный КП;

4) описания одинаковых по рангу КП следуют в КФ друг за другом в том порядке, в каком расположены в алфавите или числовом ряду символы, которыми обозначены данные КП;

5) к описанию следующего по порядку КП (как менее, так и более крупного) следует переходить лишь после того, как заканчивается описание предыдущего КП.

На основе этих правил может быть представлена в обобщенном виде ПКФ, обозначающая способ и устройство выключения КВТ: $III\{...A[...]B[...]C[...]\} \times$ $\times 1\{...\}2\{a[...]b[...\alpha(...)\beta(...)\gamma(...)]c[...]d[...]e[...$ {описание способа выключения ключевого элемента $V_к$}... {описание устройства выключения элемента $V_к$}}.

Как видно, ПКФ, характеризующая выключение КВТ, несколько усложняется по сравнению с ПКФ, характеризующей выключение ОТ по способу $II\{YZ\}$, так как из-за наличия при запирании КВТ отрицательного тока управления часто необходимо указать зависимость запирающего воздействия по цепи управления от запирающего анодного воздействия (см. символ C с последующим описанием в формуле), поскольку при выключении КВТ зависимым или независимым способом по-разному строятся не только устройства, формирующие отрицательный импульс по цепи управления, но и силовые схемы тиристорных преобразователей [1]. Полная классификационная формула для КВТ дополнена также обозначением $1\{...\}$, которое является описанием устройства, формирующего импульс тока $i_у^-$.

Для КВТ из шести рассмотренных выше способов выключения по анодной цепи практически целесообразными оказываются только два — $III\{XZ\}$ и $III\{YZ\}$, так как остальные способы осуществляют перевод тиристора в непроводящее состояние довольно медленно, и использовать их для выключения быстродействующих КВТ малоэффективно. Для способа $III\{YZ\}$ обобщенная ПКФ сохраняет вид, приведенный выше, а для способа $III\{XZ\}$ полная формула существенно упрощается ввиду отсутствия многих КП: $III\{XZA[...]\times$ $\times B[...]C[...]\}1\{...\}2[a[...]]$.

В заключение рассмотрим несколько конкретных КФ для распространенных тиристорных схем импульсных преобразователей постоянного напряжения, представленных на рис. 5. Для схемы на рис. 5, а КФ, характеризующая выключение основного тиристора $V_с$, имеет вид $V_с II\{YZ\}2\{a[y]b[yyx\alpha(...)\beta(...)\gamma(...)]c[xx]d[x]\times$ $e[x]\}$ или без учета ранга скобок $V_с II(YZ)2(a(y)b(yyx\alpha\times$ $\times(...)\beta(...)\gamma(...))c(xx)d(x)e(x))$, причем эта КФ может быть дополнена описанием признаков A и B в любой желаемой (от словесной до математической) форме записи, а также указанием способа выключения коммутирующих тиристоров $V_{к1}$—$V_{к4}$. В последнем случае расширяется описание признака e: $e(x\,V_{к1}II(XZ))$.

Схема на рис. 5, *б* имеет иную КФ: $V_с\ II(YZ)2(a(y)b\times$ $\times(yyx\alpha(...)\beta(...)\gamma(...))c(xy)d(x)e(xV_кII(XZ)))$. Обе схемы существенно различаются условиями перезаряда коммутирующего конденсатора $C_к$, т. е. описаниями признаков α, β и γ. Данные описания разработаны авторами. Однако они не включены в классификационную табли-

цу на рис. 2, поскольку связаны с проблемой энергообмена коммутирующего конденсатора, заслуживающей отдельного рассмотрения. В связи с этим признаки α, β и γ с их описаниями не будем включать в КФ для остальных преобразователей.

Запишем КФ, характеризующую выключение тиристоров $V_с$ и $V_к$ в схеме на рис. 5, *в*: $V_с II(YZ)2(a(x)b\times$ $\times(yyx)c(xx)d(x)e(xV_кII(XZ)))$. Для схемы на рис. 5, *г* запишем последовательность только тех признаков с их описаниями, которые отличаются (в рамках представленной на рис. 1 и 2 классификации) данную схему от предыдущей: $2(a(y)b(yy(x+y))$, что часто требуется при сопоставительном анализе схем. Запись $b(yy(x+y))$ означает, что дроссель $L_к$, внесенный в цепь протекания тока нагрузки $I_н$, перед началом коммутации запасает электромагнитную энергию $I_н^2L_к/2$, которая усиливает действие основного запирающего источника — конденсатора $C_к$ с предварительно накопленной энергией $U_{со}^2C_к/2$. Благодаря этому обстоятельству улучшается коммутационная устойчивость устройства при возрастания тока нагрузки.

Для схемы на рис. 5, *д* КФ имеет вид: $V_сIII(YZ)C(Y))\quad 2(a(y)b(yy(x+y)c(y)d(x)e(xV_кII(XZ)))$, а для схемы на рис. 5, *е* — $V_сII(YZ)2(a(y)b(yx)c(xx)\times$ $\times d(z)e(xV_{к1}I(X)+xV_{к2}I(YZ)2(f(x)))$. Если перевести переключатель $П$ в схеме на рис. 5, *е* в верхнее положение, то в последней КФ изменяется описание двух признаков: $b(xy)$ и $d(y)$.

Таким образом, при описании способов и устройств выключения тиристоров в той или иной схеме преобразователя (в том числе и в схемах многовентильных преобразователей, например многофазных инверторов) раскрывается вся специфика преобразователя, за исключением тех особенностей, которые определяются требованиями и характером конкретной нагрузки (например, алгоритм

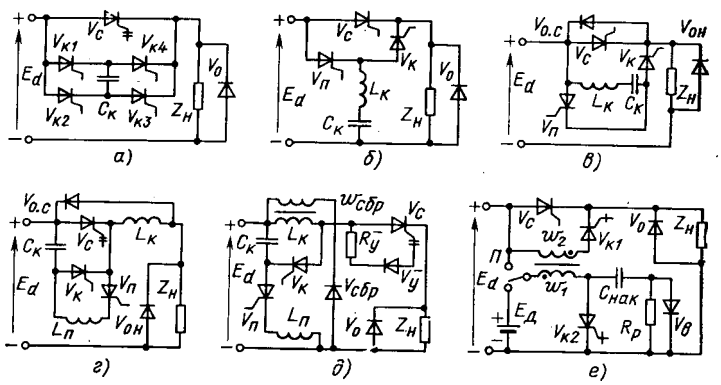


Рис. 5. Тиристорные схемы импульсных преобразователей постоянного напряжения

переключения основных вентилей в тиристорных преобразователях). Из рассмотренных примеров ясно также, что предложенная упорядоченная форма записи способов и устройств выключения тиристоров с помощью КФ позволяет существенно сократить описание схем, упростить и формализовать их анализ, более эффективно использовать с этой целью ЦВМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Булатов О. Г., Одынь С. В.** Вентильные преобразователи на базе полностью управляемых тиристоров. — Итоги науки и техники. Сер. Силовая преобразовательная техника. — М: ВИНИТИ АН СССР, 1979—112 с.

2. **Лабунцов В. А.** Анализ и синтез тиристорных автономных инверторов напряжения. — Дис. на степень д-ра техн. наук.— М.: М-во высш. и средн. спец. образования СССР, Мос. энергетич. ин-т, 1973. — 322 л.

3. **Глазенко Т. А.** Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. — Л.: Энергия, 1973. — 304 с.

4. **Справочник** по преобразовательной технике /Под ред. И. М. Чиженко. — Киев: Техника, 1978.—447 с.

[22.06.82]

УДК 621.396.671.011.5

Эффективные параметры упорядоченных гетерогенных сред

ТОЛМАЧЕВ С. Т.

Криворожский горнорудный институт

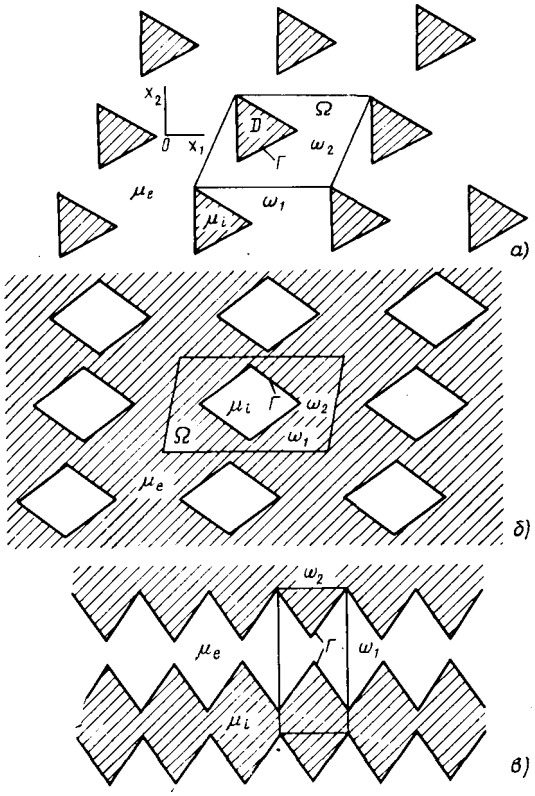
Достаточно полное представление о современном состоянии теории гетерогенных сред (ГС) дает обзорная статья [1], где также указаны некоторые нерешенные вопросы этой теории. Важную группу ГС составляют упорядоченные структуры, характеризующиеся периодичностью по плоской или пространственной координате. Именно для таких сред с включениями простейшей формы (цилиндры и сферы) получены классические результаты Максвелла, Лоренца, Рэлея и других ученых прошлого века.

Актуальной задачей теории ГС является развитие ее в направлении учета произвольной концентрации и сложной геометрии элементов фаз, естественной и геометрической анизотропии, а также нелинейности и насыщения среды. Эффективное решение указанных задач невозможно без более строгого, чем это делалось ранее, учета локальных особенностей поля ГС. Изложение такого подхода применительно к линейной задаче приведения является основной целью данной статьи.

Будем рассматривать двухфазные среды с относительной магнитной проницаемостью фаз μ и 1 (переход к произвольным значениям μ_i и μ_e тривиален). Некоторые примеры упорядоченных ГС показаны на рисунке (штриховкой отмечена магнитная среда). Основные периоды решетки в двух- и трехмерном случаях обозначим соответственно через ω_1, ω_2 и ω_1, ω_2, ω_3. В двухмерном случае наряду с векторами будем также использовать комплексное представление чисел.

Нетрудно видеть, что вследствие периодичности исходных данных эффективные параметры ГС полностью определяются намагниченностью $\vec{J}$ области D, соответствующей основному параллелограмму (параллелепипеду) периодов Ω (см. рисунок).

Точные формулы для эффективной проницаемости. Пусть $J(\vec{y})$, $\vec{y}=(y_1, y_2, \ldots, y_m)$, $m=2, 3$ — распределение вектора $\vec{J}$ в основной области D, соответствующее внешнему однородному полю $\vec{H}_0$. Будем считать, что $H_0=$



Примеры упорядоченных гетерогенных сред

$=H_{0j}$, т. е. вектор $\vec{H}_0$ направлен по одной из координатных осей. Тогда для компонентов тензора эффективной проницаемости ГС можно записать

$$\mu_{эij}=\mu_{эji}=\delta_{ij}+\frac{\int_Д J_i(\vec{y})\,d\tau}{Д(\Omega)\,H^0_j}=\delta_{ij}+\frac{\int_Д J_j(\vec{y})\,d\tau}{Д(\Omega)\,H_{0i}}, \quad (1)$$

где $Д(\Omega)$ — площадь (объем) Ω.

В линейном случае дипольный момент $\vec{\mathcal{P}}=\int_Д \vec{J}(\vec{y})\,d\tau$ можно выразить через поверхностные заряды σ или токи $\vec{\tau}$. Пусть Γ — граница области $Д$, а $\vec{n}$ — единичный вектор внешней нормали к Γ. Тогда $\sigma=\vec{J}\cdot n$, $\vec{\tau}=\vec{J}\times\vec{n}$. Выражая дипольный момент $\vec{\mathcal{P}}$ через σ и $\vec{\tau}$ (см. приложение):

$$\vec{\mathcal{P}}=\int_\Gamma \sigma(\vec{y})\,\vec{y}\,ds=\frac{1}{1-m}\int_\Gamma[\vec{\tau}(\vec{y})\times\vec{y}]\,ds, \quad (2)$$

с учетом (1) получаем

$$\mu_{эij}=\delta_{ij}+\frac{\int_\Gamma \sigma(\vec{y})\,y_i ds}{Д(\Omega)\,H_{0j}}=\delta_{ij}+\frac{1}{1-m}\,\frac{\int_\Gamma[\vec{\tau}(\vec{y})\times\vec{y}]_i}{Д(\Omega)\,H_{0j}}. \quad (3)$$

Соотношения (1) и (3) справедливы при любых геометрии и концентрации фаз упорядоченной ГС, причем формула (1) справедлива и в нелинейном случае. Поэтому в общем виде задача вычисления эффективных параметров упорядоченной ГС связана с нахождением распределения вторичных источников ($\vec{J}$, σ или $\vec{\tau}$).

Явные формулы для эффективной проницаемости. В некоторых частных случаях, рассмотренных ниже, можно получить явные приближенные формулы для $\mu_э$, используя разложения потенциалов по мультиполям.

К р у г о в ы е ц и л и н д р ы. Рассмотрим два типа решеток: прямоугольную ($\tau=\omega_2/\omega_1=j\beta$) и шахматную ($\tau=1/2+j\beta$, $\beta>0$). Для прямоугольной решетки Рэлей получил формулу [2]:

$$\mu_э=1+\frac{2\pi B_1}{\omega_1 \operatorname{Im}\omega_2 H_{01}}. \quad (4)$$

Используя соотношение (3), легко установить, что эта формула остается справедливой и для шахматной структуры цилиндров.

В случае произвольной решетки моменты мультиполей B_k определяются из линейной системы уравнений[1]:

$$-\delta_{1k}\overline{H}_0+k!a^{-2k}\lambda^{-1}\overline{B}_k=\sum_p B_p\frac{(k+p-1)!}{(p-1)!},$$

$$\lambda=\frac{\mu_i-\mu_e}{\mu_i+\mu_e}, \quad (5)$$

где бесконечные ряды

$$\sum_{k+p}=\sum_{2l}=\omega_1^{-2l}\sum_{m^2+n^2\neq 0}(m+n\bar{\tau})^{-2l}=\omega_1^{-2l}S_{2l}(\tau),$$

$$l=1,\ 2,... \quad (6)$$

учитывают влияние мультиполей и зависят от параметров решетки; a — радиус цилиндров; черта над комплексным числом означает операцию его сопряжения.

Необходимо отметить, что ряды S_{2l} при $l>1$ сходятся абсолютно. Ряд S_2, учитывающий дипольное взаимодействие, зависит от порядка суммирования. Эта особенность рядов S_2 отражает анизотропные свойства решетки. Для рядов S_2' и S_2'', соответствующих направлениям поля $\vec{H}_0$ вдоль осей x_1 и x_2, можно установить тождество

$$S_2'\tau-S_2''\tau^{-1}=2\pi j, \quad (7)$$

аналогичное известному соотношению Лежандра из теории эллиптических функций.

С л е д с т в и е. Гетерогенные среды с квадратной ($\tau=j$) и гексагональной ($\tau=e^{j60°}$) решетками изотропны.

Действительно, при $\tau=j$ $S_2'=\pi$, а при $\tau=e^{j60°}$ и $S_2'=2\pi/\sqrt{3}$. Из (7) непосредственно следует, что $S_2''=\pi$ и $S_2''=2\pi/\sqrt{3}$ соответственно.

Э л л и п т и ч е с к и е ц и л и н д р ы. Предположим, что полуоси цилиндров a и b совпадают с координатными осями x_1 и x_2. В этом случае, используя разложения для потенциалов U_e и U_i [3] и определяя через них поверхностный заряд σ, получаем по аналогии с (4):

$$\mu_э=1+\frac{\pi c B_1}{\omega_1 \operatorname{Im}\omega_2 H_0}, \quad (8)$$

где $c=(a^2-b^2)^{1/2}$, $a>b$.

Как и в случае круговых цилиндров, эффективные параметры ГС определяются только первым членом разложения для потенциала U_e, хотя значение B_1 и зависит от всех остальных членов этого разложения. Коэффициенты B_k можно определить из системы уравнений [3]:

$$-\delta_{1k}H_0-k!\sum_m A_{k+m}\delta^m_{k+m}=\sum_p B_p\times$$

$$\times\sum_n\frac{(k+p+n-1)!}{(p+n-1)!}\gamma_p^n\sum_{k+p+1},\quad k,p=1,\ 3,\ 5,...;$$

[1] Для прямоугольной решетки система (5) впервые получена Рэлеем [2]. В этом случае коэффициенты B_k являются вещественными.

$$m,\ n=0,\ 2,\ 4,\ldots, \tag{9}$$

где $A_l=f_lB_l$; коэффициент f_l определяется из граничных условий; в частности, если поле H_0 направлено вдоль большой полуоси a

$$f_l=\frac{t_l^2\nu-t_l(\nu-1)-1}{t_l(\nu-1)},\quad \nu=\frac{\mu_i}{\mu_e},\quad t_l=\operatorname{th} ln_0,$$

$$\eta_0=\operatorname{Arth}\frac{a}{b}; \tag{10}$$

$$\delta_k^{2j}=2^{k-1}c^{-k+2j}\frac{(-1)^i\,k\,(k-1)\,(k-2)\ldots(k-2j+1)}{4^j j!\,(k-1)\,(k-2)\ldots(k-j)}; \tag{11}$$

$$\gamma_k^{2j}=2^{-k}c^{k+2j}\frac{k\,(k+1)\,(k+2)\ldots(k+2j-1)}{4^j j!\,(k+1)\,(k+2)\ldots(k+j)}. \tag{12}$$

Аналогичные выражения получаются и для второго случая, когда напряженность поля $\vec{H}_0$ направлена вдоль малой полуоси b, только теперь

$$f_l=\frac{t_l^2-\nu+t_l(\nu-1)}{t_l(\nu-1)},\quad \sum\nolimits_2=\sum\nolimits_2'. \tag{13}$$

сферические элементы. В случае прямоугольной решетки приходим к известной формуле Рэлея [2]:

$$\mu_э=1+\frac{4\pi B_1^0}{\omega_1\omega_2\omega_3H_0}. \tag{14}$$

Отношение B_1^0/H_0 можно найти из системы уравнений [4] (аналогичная система для $m=0$ получена в [2]):

$$-\delta_{1k}H_0-n!\,(k-n)!\sum_{m=0}^{n}A_k^m a_j(k,\ m)=$$

$$=\sum_p\sum_m B_p^m\frac{(p+k-m-n)!}{(p-m)!}\sum\nolimits_{(p+k-m-n),\,m}',$$

$$n,\ m=0,\ 2,\ 4,\ldots;\ k,\ p=1,\ 3,\ 5\ldots;\ j=\frac{1}{2}(n-m), \tag{15}$$

где

$$A_k^m=B_k^m\frac{1+\nu+k^{-1}}{1-\nu}a^{-(2k+1)}; \tag{16}$$

$$a_0(k,\ m)=\frac{(k+m)!}{2^m m!\,(k-m)!}; \tag{17}$$

$$a_j(k,\ m)=\frac{(-1)^j(k-m)\,(k-m-1)\ldots(k-m-2j+1)}{4^j j!\,(m+1)\,(m+2)\ldots(m+j)}. \tag{18}$$

Числовые ряды $\sum_{k,\ m}^{n}$, аналогичные суммам $\sum_{2l}$, также определяют взаимодействие мультиполей различных порядков [4]:

$$\sum_{k,\ m}^{n}=\lim_{x\to 0}\sum{}'\frac{\partial^n}{\partial x^n}r^{-k-1}\mathcal{P}_k^m(\cos\theta_\omega)\cos m\varphi_\omega, \tag{19}$$

где суммирование распространено на все периоды $\vec{\omega}=p\vec{\omega}_1+q\vec{\omega}_2+r\vec{\omega}_3$, $p^2+q^2+r^2\neq 0$. Конкретные значения для $\sum_{k,\ m}^{n}$ и выражения для $\mu_э$ приведены в таблице.

Вытянутые сфероиды. Условимся, что ось вращения и напряженность внешнего поля $\vec{H}_0$ направлены вдоль оси x_3. В этом случае [5]:

$$\left.\begin{aligned}U_e&=\sum_{m,\ n}\left[A_n^mP_n^m(\operatorname{ch}\eta)+B_n^mQ_n^m(\operatorname{ch}\eta)\right]P_n^m(\cos\theta)\cos m\varphi;\\ U_i&=\sum_{m,\ n}C_n^mP_n^m(\operatorname{ch}\eta)\,P_n^m(\cos\theta)\cos m\varphi,\\ n&=1,\ 3,\ 5\ldots;\ m=0,\ 2,\ 4,\ldots;\ m<n.\end{aligned}\right\} \tag{20}$$

Пусть η_0 соответствует основному сфероиду с полуосями a и b $(a>b)$. Тогда, учитывая, что $Q_1(\operatorname{ch}\eta)=\frac{1}{2}\operatorname{ch}\eta\ln\frac{\operatorname{ch}\eta+1}{\operatorname{ch}\eta-1}-1$,

$$y_3=c\operatorname{ch}\eta_0\cos\theta,\quad dn=\Delta d\eta,\quad ds=2\pi\operatorname{sh}\eta_0\sin\theta\Delta d\theta,$$

$$\sigma=\frac{B_1\cos\theta}{\Delta\operatorname{sh}\eta_0\operatorname{ch}\eta_0},$$

где $\Delta=c\sqrt{\operatorname{sh}^2\eta_0+\sin^2\theta}$, $c=\sqrt{a^2-b^2}$, получаем после интегрирования:

$$\mu_{эзз}=1+\frac{4\pi c^2B_1^0}{3\omega_1\omega_2\omega_3H_0}. \tag{21}$$

Выражая эллипсоидальные функции через сферические гармоники и рассматривая для последних систему уравнений (15), получаем новую систему относительно коэффициентов B_n^m:

$$-\delta_{1k}H_0-n!\,(k-n)!\sum_{i=0}^{n}a_j(k,\ i)\sum_{i=0}^{\infty}A_{k+2l}\delta_{k+2l,\ 2l}^m=$$

$$=\sum_{p,\ m}\frac{(p+k-m-n)!}{(p-m)!}\left(\sum\nolimits_{p+k-n,\,m}^{n}\right)\sum_{l=0}^{\left[\frac{p-m}{2}\right]}\times$$

$$\times B_{p-2l}^m\gamma_{p-2l,\,2l}^m, \tag{22}$$

где

$$A_n^m=B_n^m\frac{S-\nu R}{\nu-1};\quad R=\frac{Q_n^m(\operatorname{ch}\eta_0)}{P_n^m(\operatorname{ch}\eta_0)};\quad S=\frac{Q_n^{m'}(\operatorname{ch}\eta_0)}{P_n^{m'}(\operatorname{ch}\eta_0)}; \tag{23}$$

$$\delta_{n,\ 2j}^m=\frac{(-1)^j\,(n+m)!\,(2n-1)!!\,c^{2j-n}}{2^j j!\,(2n-1)\,(2n-2)\ldots(2n-2j+1)\,(n+m-2j)!(n-m)!}; \tag{24}$$

$$\gamma_{n,\ 2j}^m=\frac{(n-m+2)!\,(n+m)!\,c^{n+2j+1}}{2^j j!\,(2n+3)\,(2n+5)\ldots(2n+2k+1)\,(n-m)!\,(2n+1)!!}. \tag{25}$$

Сжатые сфероиды. В этом случае [5]:

$$\left.\begin{aligned}U_e&=\sum_{n,\ m}\Big[A_n^me^{-j\frac{n\pi}{2}}P_n^m(j\operatorname{sh}\eta)+jB_n^me^{j\frac{n\pi}{2}}\times\\ &\quad\times Q_n^m(j\operatorname{sh}\eta)\Big]P_n^m(\cos\theta)\cos m\varphi;\\ U_i&=\sum_{n,\ m}C_n^me^{-j\frac{n\pi}{2}}P_n^m(j\operatorname{sh}\eta)P_n^m(\cos\theta)\cos m\varphi;\\ n&=1,\ 3,\ 5\ldots;\ m=0,\ 2,\ 4,\ldots;\ m<n,\end{aligned}\right\} \tag{26}$$

причем

$$Q(j\operatorname{sh}\eta)=\frac{j\operatorname{sh}\eta}{2}\ln\frac{1+j\operatorname{sh}\eta}{1-j\operatorname{sh}\eta}-1;\ y_3=c\operatorname{sh}\eta_0\cos\theta;\ dn=\Delta d\eta;$$

$$ds=2\pi c\operatorname{ch}\eta_0\sin\theta\Delta d\theta,\ \sigma=\frac{B_1^0\cos\theta}{\Delta\operatorname{sh}\eta_0\operatorname{ch}\eta_0}+\ldots;$$

Эффективные параметры некоторых типов гетерогенных сред

Тип среды	Расчетные выражения	Номер формулы
Цилиндры радиуса a в прямоугольной или шахматной матрице	$\mu_э = \mu_e - \frac{2\pi\mu_e}{\omega_1 \operatorname{Im}\omega_2} \frac{1}{\Sigma_2 - a^{-2}\lambda^{-1} - 3\Sigma_4^2/\left(10\Sigma_6 - a^{-6}\lambda^{-1}\right) + 5\lambda\Sigma_6^2 a^{10}}$, $\lambda = \frac{\mu_i - \mu_e}{\mu_i + \mu_e}$, для $\mu_{э11}\Sigma_2 = \Sigma_2'$; для $\mu_{э22}\Sigma_2 = \Sigma_2''$	1
Цилиндры радиуса a в квадратной матрице ($\tau = j$) — формула Рэлея	$\mu = \mu_e\left(1 - \frac{2p}{p - \lambda^{-1} + 0{,}03058\lambda p^{-1}}\right)$, $p = \frac{\pi a^2}{\omega^2}$; $\Sigma_2 = \pi\omega^{-2}$; $\Sigma_4 = 3{,}1512\omega^{-4}$; $\Sigma_6 = 0$	2
Цилиндры радиуса a (гексагональная решетка, $\tau = e^{j60°}$)	$\mu = \mu_e\left(1 - \frac{2p}{p - \lambda^{-1} + 0{,}0754\lambda p^6}\right)$, $p = \frac{\pi a^2}{\sqrt{3}\omega^2}$; $\Sigma_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{3}}\omega^{-2}$; $\Sigma_4 = 0$; $\Sigma_6 = 5862\omega^{-6}$	3
Эллиптические цилиндры с полуосями a и b ($a > b$) в прямоугольной или шахматной матрице	$\mu = \mu_e 1 - \frac{\pi c^2 20 c^6 \Sigma_6 + 64 f_3}{\omega_1 \operatorname{Im}\omega_2 \left[10c^8\Sigma_2\Sigma_6 + 20c^6\Sigma_6\left(f_1 + 3f_3\right) + 48c^4 f\Sigma_4 - 3c^8\Sigma_4^2 + 32c^2 f_3\Sigma_2 + 64 f_1 f_3\right]}$, $f_k = \frac{t_k^2 \cdot \nu + t_k\left(\nu - 1\right) - 1}{t_k\left(\nu - 1\right)}$; если $\vec{H}_0$ направлено вдоль полуоси a	4
То же при учете только дипольного взаимодействия, поле направлено вдоль полуоси a	$\mu_{э11} = \mu_e - \frac{2\pi\mu_e}{\omega_1 \operatorname{Im}\omega_2} \frac{1}{\Sigma_2' - 2\frac{b\nu + a}{ab\,(a+b)\,(\nu-1)}}$, $f_k = \frac{t_k^2 - \nu + t_k\,(\nu - 1)}{t_k\,(\nu - 1)}$; если $\vec{H}_0$ направлено вдоль полуоси b	5
То же, поле направлено вдоль полуоси b	$\mu_{э22} = \mu_e - \frac{2\pi\mu_e}{\omega_1 \operatorname{Im}\omega_2} \frac{1}{\Sigma_2'' - 2\frac{a\nu + b}{ab(a+b)\,(\nu-1)}}$	6
Сферические элементы радиуса a в прямоугольной матрице	$\mu_э = \mu_e\left(1 - \frac{4\pi}{\omega_1\omega_2\omega_3} \frac{20\Sigma_6 + f_3}{40\Sigma_2\Sigma_6 + f_1 f_3 + 2\Sigma_2 f_3 + 20\Sigma_6 f_1 - 16\Sigma_4^2}\right)$, $f_k = \frac{1 + \nu + k^{-1}}{1 - \nu} a^{-2k+1}$; $\nu = \mu_i/\mu_e$	7
Сферические элементы в кубической матрице (формула Рэлея)	$\mu_э = \mu_e\left(1 + \frac{3p}{\frac{\nu+2}{\nu-1} - p - 1{,}3082\frac{\nu-1}{\nu+4/3}p^{10/3}}\right)$, $\Sigma_4 = 3{,}106\omega^{-5}$; $\Sigma_2 = \frac{2\pi}{3}\omega^{-3}$; $p = \frac{4\pi a^3}{3\omega^3}$	8
Вытянутые и сжатые сфероиды в прямоугольной матрице	$\mu_э = \mu_e - \frac{4\pi c^3\mu_e}{\omega_1\omega_2\omega_3} \frac{24c^7\Sigma_6 + 52{,}5 f_3}{16c^{10}\Sigma_2\Sigma_6 + 52{,}5 f_1 f_3 + 24c^7\Sigma_6 f_1 + 35c^3\Sigma_2 f_3 + 84c^5\Sigma_4 f_3 - 6{,}4c^{10}\Sigma_4 + 126c^7\Sigma_6 f_3}$. Вытянутые сфероиды $f_k = \frac{S - \nu R}{\nu - 1}$, $\eta_0 = \operatorname{Arth}\frac{b}{a}$; $S = \frac{Q_k'(\operatorname{ch}\eta_0)}{P_k'(\operatorname{ch}\eta_0)}$; $R = \frac{Q_k\operatorname{ch}(\eta_0)}{P_k(\operatorname{ch}\eta_0)}$	9
То же при учете дипольного взаимодействия	$\mu_э = \mu_e\left(1 - \frac{4\pi}{\omega_1\omega_2\omega_3} \frac{1}{\frac{2}{3}\Sigma_2 + c^{-3} f_1}\right)$. Сжатые сфероиды $f_k = -j\frac{S - \nu R}{\nu - 1}$, $\eta_0 = \operatorname{Arth}\frac{a}{b}$; $S = \frac{Q_k'(j\operatorname{sh}\eta_0)}{P_k'(j\operatorname{sh}\eta_0)}$; $R = \frac{Q_k(j\operatorname{sh}\eta_0)}{P_k(j\operatorname{sh}\eta_0)}$	10

$$c=\sqrt{b^2-a^2}\ (b>a);\ \eta_0=\operatorname{Arth}\frac{a}{b},$$

$$\mu_{э33}=1+\frac{4\pi B_1^0 c^2}{3\omega_1\omega_2\omega_3 H_0}. \qquad (27)$$

Для вычисления B_1^0 можно использовать систему (22), только в данном случае

$$A_n^m=jB_n^m\frac{\nu R-S}{\nu-1};\ R=\frac{Q_n^m(j\operatorname{sh}\eta_0)}{P_n^m(j\operatorname{sh}\eta_0)};$$

$$S=\frac{Q_n^{m'}(j\operatorname{sh}\eta_0)}{P_n^{m'}(j\operatorname{sh}\eta_0)}; \qquad (28)$$

$$\delta_{n,\,2j}^m=\frac{(n+m)!\,(2n-1)!!}{c^{n-2j}2^j j!\,(n+m-2j)!\,(n-m)!\,(2n-1)\times\ldots\times(2n-3)\ldots(2n-2j+1)}; \qquad (29)$$

$$\gamma_{n,\,2j}^m=\frac{(-1)^j c^{n+2j+1}\,(n-m+2j)!\,(n+m)!}{2^j j!\,(n-m)!\,(2n+1)!!\,(2n+3)\times\ldots\times(2n+5)\ldots(2n+2j+1)}. \qquad (30)$$

Приведенные выше соотношения позволяют установить явные формулы для эффективной проницаемости с различной степенью учета взаимодействия отдельных элементов. Наиболее характерные из рассмотренных случаев сведены в таблицу.

Примеры. 1. Плотно уложенные по типу квадратной решетки идеальные цилиндры ($\mu=\infty$, $\lambda=1$). По формуле 2 таблицы для концентрации цилиндров $p=\pi/4$ магнитная проницаемость $\mu_э=8{,}7392\mu_e$. При плотной упаковке по типу гексагональной решетки (формула 3) $p=0{,}9069$ и $\mu_э=36{,}46\ \mu_e$. При учете только дипольного взаимодействия соответственно $\mu_э=8{,}3196\ \mu_e$ и $\mu_э=20{,}482\ \mu_e$. Точное значение $\mu_э=\infty$.

2. Квадратная решетка, $\lambda=1$, $p=0{,}5$. Для круговых цилиндров $\mu_э=3\mu_e$. Для эллиптических цилиндров с той же концентрацией при $a=0{,}5$, $b=0{,}3183$ (формулы 5 и 6 таблицы), $\mu_{э11}=4{,}597\mu_e$ и $\mu_{э22}=2{,}385\mu_e$. Для $\lambda=-1$ имеем соответственно $\mu_э=0{,}33248\mu_e$ и $\mu_{э11}=0{,}4208\mu_e$, $\mu_{э22}=0{,}2175\mu_e$.

По уточненной формуле 4 $\mu_{э11}=0{,}018\mu_e$, $\mu_{э22}=2{,}438\mu_e$.

3. Кубическая решетка, $\lambda=1$, $p=0{,}3$. Для сферических элементов по формуле 8 $\mu_э=2{,}331\mu_e$. Для сфероидальных элементов той же концентрации при $a=0{,}5$, $b=0{,}3785$ $\mu_{э33}=6{,}56\mu_e$ при учете только дипольного взаимодействия.

Как видно из приведенных примеров, при высоких значениях магнитной проницаемости μ и концентрации включений ($p>0{,}5$) явные формулы не всегда обеспечивают достаточную точность вычислений, а учет взаимодействия высокого порядка делает их громоздкими. Поэтому более универсальный путь, к тому же свободный от ограничений на форму элементов, связан с применением формулы (3).

В этом случае задача сводится к расчету распределения зарядов или токов на границе раздела фаз.

В двумерном случае для поверхностной плотности зарядов σ можно получить уравнение:

$$\sigma(z)=\lambda\left\{2H_{0n}(z)+\frac{1}{\pi}\int_\Gamma\sigma(\xi)\left[\overline{K}(z,\xi)+\frac{2\pi}{\omega_1\operatorname{Im}\omega_2}\times(j\nu)_n\right]ds\right\} \qquad (31)$$

где $z=x+jy$, $\xi=u+jv$ — комплексные координаты точек, расположенных на границе Γ, индекс n соответствует проекции на внешнюю к границе Γ нормаль в точке z;

$$K(z,\xi)=\left[\zeta(z-\xi)-\sum\nolimits_2'(z-\xi)\right]_n;$$

$\zeta(z-\xi)$ — дзета-функция Вейерштрасса.

При практических вычислениях для ядра $K(z,\xi)$ целесообразно использовать быстро сходящееся разложение

$$\zeta(z-\xi)-\frac{\eta_1}{\omega_1}(z-\xi)=\frac{\pi j}{\omega_1}\left[\frac{h+h^{-1}}{h-h^{-1}}+2\sum_{r=1}^{\infty}\frac{q^{2r}h^{-2}}{1-q^{2r}h^{-2}}-\frac{q^{2r}h^2}{1-q^{2r}h^2}\right],\ h=\exp(j\pi\nu),\ \nu=\frac{z-\xi}{\omega_1},\ q=\exp(j\pi\tau). \qquad (32)$$

Ряд (32) абсолютно и равномерно сходится в любой конечной области, не содержащей точку $h=0$.

Отметим, что при ω_1, $\omega_2=\infty$ ядро $\overline{K}(z,\xi)$ вырождается в $\frac{\cos(z-\xi,\ n)}{|z-\xi|}$, а уравнение (31) — в классическое уравнение Фредгольма.

Аналогичное по структуре уравнение можно получить и для троякопериодической задачи. Приведем его в окончательном виде:

$$\sigma(\vec{x})=\lambda\left\{2H_{0n}+\frac{1}{2\pi}\int_\Gamma\sigma(\vec{y})\left[\vec{\zeta}(\vec{x}-\vec{y})+\hat{A}\cdot\vec{y}\right]\times\vec{n}_x ds\right\}, \qquad (33)$$

где $\vec{x}$ и $\vec{y}$ — векторные координаты точек границы Γ; $\vec{\zeta}(\vec{x}-\vec{y})=\vec{\zeta}(\vec{r})$ — векторный аналог функции Вейерштрасса;

$$\vec{\zeta}(\vec{r})=\frac{\vec{r}}{r^3}+\sum_{m,\,n,\,p}{}'\left(\frac{\vec{r}_\omega}{r_\omega^3}+\frac{\vec{\omega}}{\omega^3}+\hat{R}_\omega\cdot\vec{r}\right);$$

$$\vec{r}_\omega=\vec{r}-\vec{\omega}=\vec{x}-\vec{y}-\vec{\omega},\ \vec{\omega}=\vec{i}_1 m\omega_1+\vec{i}_2 n\omega_2+\vec{i}_3 p\omega_3;$$

$\hat{R}_\omega=\{R_{\omega ij}\}$ — симметричный тензор с компонентами $R_{ij}=(3\omega_i\omega_j-\delta_{ij}\omega^2)\,\omega^{-5}$.

Тензор $\hat{A}$, входящий в (33), определяется суммированием по всем периодам $\vec{\omega}$, кроме $\vec{\omega}=0$: $\vec{A}=\sum\limits_{m,\,n,\,p}{}'\hat{R}_\omega$. Нетрудно видеть, что компоненты тензора $A_{ij}=0$ при $i\neq j$, а A_{ij} с точностью до множителя 2 совпадают с введенными ранее суммами Σ_2, соответствующими различным направлениям поля $\vec{H}_0$ относительно координатных осей. В случае кубической решетки $A_{11}=A_{22}=A_{33}=\frac{4\pi}{3\omega^3}$. В более общем случае $A_{11}+A_{22}+A_{33}=\operatorname{Tr}\hat{A}=\frac{4\pi}{\omega_1\omega_2\omega_3}$. Таким образом, тензор $\hat{A}$ отражает анизотропные свойства решетки, что в конечном счете наряду с анизотропией формы включений определяет анизотропию магнитных свойств эквивалентной среды.

Примеры. 4. Равносторонние треугольные элементы в гексагональной решетке (см. рисунок, *а*), $\tau=\exp\left(j\frac{\pi}{3}\right)$, $p=0{,}426$, $\lambda=1$. Расчет поверхностных зарядов по (31) с последующим использованием (3) дал следующий ре-

зультат: $\mu_{э11}=\mu_{э22}=5{,}12\mu_e$. Для круговых цилиндров той же концентрации $\mu_{э11}=\mu_{э22}=2{,}48\mu_e$.

5. Кубические элементы $\lambda=1$ со стороной $\Delta=0{,}67$ ($p=0{,}3$) в кубической решетке $\omega_i=1$. Использование соотношений (33) и (3) дало следующий результат: $\mu_э=2{,}565\mu_e$ (см. пример, *в*). При $\Delta=0{,}9$ ($p=0{,}729$) $\mu_э=9{,}23\mu_e$.

В заключение отметим, что вместо интегральных уравнений (31), (33) можно построить интегральные уравнения по области D относительно вектора намагниченности $\vec{J}$. В этом случае применение формулы (1) позволяет строго учесть и нелинейные свойства ГС. Однако вывод соответствующих уравнений, их обоснование и особенности практической реализации выходят за рамки данной статьи.

Приложение. Обозначим для краткости [2]

$$\vec{a}\vec{b}=-\vec{a}\cdot\vec{b}+\vec{a}\times\vec{b},$$

тогда

$$\nabla\vec{a}=-\nabla\cdot\vec{a}+\nabla\times\vec{a}.$$

Аналогично

$$\nabla(\vec{a}\vec{b})=-\nabla(\vec{a}\cdot\vec{b})-\nabla\cdot(\vec{a}\times\vec{b})+\nabla\times(\vec{a}\times\vec{b}). \quad (П\text{-}1)$$

Используя формулы векторной алгебры, можно представить (П-1) в эквивалентной форме:

$$\nabla(\vec{a}\vec{b})=(\nabla\vec{a})\vec{b}-\vec{a}(\nabla\vec{b})-2(\vec{a}\cdot\nabla)\vec{b}. \quad (П\text{-}2)$$

С учетом (П-1) запишем теоремы о градиенте, дивергенции и роторе в виде единого выражения

$$\int_Д(\vec{a}\vec{b})=\int_Г\vec{ds}\,\vec{a}\vec{b}, \quad (П\text{-}3$$

где $\vec{ds}=\vec{n}ds$.

Так как при $\mu=\text{const}$ $\nabla\vec{J}\equiv 0$, то из (П-2) и (П-3) следует

$$(m-2)\vec{\mathcal{P}}=(m-2)\int_Д\vec{J}(\vec{y})\,d\tau=\int_Д\nabla(\vec{J}\vec{y})\,d\tau=\int_Г\vec{ds}\,\vec{J}\vec{y}. \quad (П\text{-}4)$$

Точно так же получаем

$$\int_Д\nabla(\vec{y}\vec{J})d\tau=-m\vec{\mathcal{P}}-2\int_Д(\vec{y}\cdot\nabla)\vec{J}d\tau. \quad (П\text{-}5)$$

Для вычисления последнего интеграла применим формулу Грина

$$\int_Д\nabla\Psi\cdot\nabla\Phi d\tau+\int_Д\Psi\nabla^2\Phi d\tau=\int_Г\vec{ds}\,(\Psi\nabla\Phi),$$

полагая $\Psi=J_i$, $\Phi=\frac{1}{2}y^2\left(\nabla\Phi=\vec{y},\ \nabla^2\Phi=m\right)$. Тогда

$$\int_Д(\vec{y}\cdot\nabla)\vec{J}d\tau=\int_Г\vec{J}(\vec{ds}\cdot\vec{y})-m\vec{\mathcal{P}}.$$

[2] Приведенные здесь преобразования приобретают строгий математический смысл, если рассматривать векторы как кватернионы [6].

Принимая во внимание (П-5), а также очевидное тождество

$$\vec{y}ds\vec{J}+\vec{ds}\vec{y}\vec{J}=-2\vec{J}(\vec{ds}\cdot\vec{y}),$$

получаем

$$m\vec{\mathcal{P}}=\int_Г\vec{y}ds\vec{J}+2\int_Г\vec{J}(\vec{ds}\cdot\vec{y})=-\int_Г\vec{J}ds\vec{y}=\int_Г\vec{y}ds\vec{J}. \quad (П\text{-}6)$$

Решая совместно (П-4) и (П-6), находим искомые выражения

$$\vec{\mathcal{P}}=-\frac{1}{2}\int_Г(\vec{J}ds+\vec{ds}J)\vec{y}=\int_Г\sigma(\vec{y})\vec{y}ds=$$

$$=\frac{1}{2m-2}\int_Г(\vec{ds}\vec{J}-\vec{J}ds)\vec{y}=\frac{1}{1-m}\int_Г\vec{\tau}(\vec{y})\vec{y}ds.$$

Выводы. 1. Строгое решение задачи определения эффективной проницаемости ГС в линейном случае сводится к определению вторичных зарядов или токов, распределенных на границе раздела фаз. При этом могут быть сняты традиционные ограничения на форму и концентрацию включений, а также на соотношение проницаемостей отдельных фаз.

2. В случае простейших включений (цилиндры, сферы, сфероиды) и учете взаимодействия низкого порядка метод вторичных источников приводит к известным классическим результатам, а также позволяет установить с единых позиций ряд новых формул для определения эффективной проницаемости ГС.

3. Неоднородные нелинейные и анизотропные свойства ГС могут быть учтены при дальнейшем обобщении метода путем решения соответствующих уравнений относительно вектора намагниченности $\vec{J}$ и использования общей формулы (1).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Нетушил А. В.** Модели электрических полей в гетерогенных средах нерегулярных структур. — Электричество, 1975, № 10, с. 1—8.

5. **Толмачев С. Т.** Однородное поле, возмущенное периодической системой эллиптических цилиндров. — В кн.: Теоретическая электротехника, вып. 24. Львов: Изд. Львовск. гос. ун-та, 1978. с. 96—105.

6. **Толмачев С. Т.** Расчет потенциала в прямоугольной пространственной системе сферических элементов, помещенных в однородное поле. — Электричество, 1974, № 10. с. 30—33.

7. **Толмачев С. Т.** Потенциальное поле в периодической системе взаимодействующих сфероидов.—Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1975, № 1, с. 52—61.

9. **Кантор И. Л., Солодовников А. С.** Гиперкомплексные числа. — М.: Наука, 1973. — 144 с.

[22.04.82]

УДК 621.3.015.532

Высокочастотный коронный разряд и его влияние на электрическую прочность воздушных промежутков

ЛАРИОНОВ В. П., доктор техн. наук, ТАРАСОВА Т. Н., инж.
Московский энергетический институт

Появление коронного разряда приводит к снижению пробивных напряжений разрядных промежутков радиопередатчиков и антенно-фидерных устройств, причем с ростом частоты наблюдается большее снижение пробивных напряжений. Кроме того, высокочастотный коронный разряд приводит к сильному нагреву и повреждению оборудования. Поэтому разработка изоляционных конструкций и выбор допустимых напряжений установок, работающих при высоких частотах, должны производиться таким образом, чтобы исключить возникновение коронного разряда.

В настоящей статье изложены результаты исследований основных характеристик коронного разряда в диапазоне частот 10—1500 кГц. Были проведены исследования начального напряжения возникновения коронного разряда и напряжения угасания, определены области существования различных форм коронного разряда, измерены характеристики зажигания как в установившемся, так и в нестационарном режимах.

Коронный разряд исследовался на гладких медных проводах диаметром 0,048—0,8 см. Провода помещались коаксиально в заземленные цилиндры с внутренними диаметрами 13 и 21,3 см или над плоскостью на расстоянии 20—60 см. Часть измерений производилась при изменении давления от 10 до 100 кПа. Осциллографировались напряжение между электродами и ток в промежутке. Форма коронного разряда — лавинная, стримерная, кистевая — определялась по характеру осциллограмм тока и внешнему виду чехла короны [1].

Начальное напряжение. Измерения показали, что для проводов диаметром 0,048—0,6 см начальные напряжения остаются постоянными при изменении частоты от 10 до 400 кГц и могут быть рассчитаны по формулам, используемым для расчета начального напряжения короны переменного тока промышленной частоты [2 и 3].

На проводе диаметром 0,8 см при 400 кГц начальное напряжение возникновения коронного разряда на 8—10 % ниже, чем при напряжении промышленной частоты. При частоте 1500 кГц на проводах диаметром 0,2—0,8 см в промежутке «провод—плоскость» начальное напряжение на 20—25 % ниже, чем при 50 Гц. Причиной, вызывающей снижение начального напряжения в воздушных промежутках с резконеоднородным электрическим полем так же, как в промежутках с однородным и слабонеоднородным электрическим полем, является накопление объемных зарядов положительных ионов [1 и 4].

Форма коронного разряда. Фактором, управляющим формой высокочастотного коронного разряда, является частота напряжения. На одном и том же проводе при неизменных напряжении и плотности воздуха при увеличении частоты коронный разряд преобразуется из лавинного в стримерный, а из стримерного — в кистевой коронный разряд [1]. Форма коронного разряда в диапазоне частот 10—1500 кГц исследовалась при неизменном напряжении. Влияние частоты и перенапряжения, т. е. превышения значения амплитуды приложенного напряжения над начальным, на форму высокочастотного коронного разряда в диапазоне частот 50 Гц — 70 кГц, рассмотрено в [1].

На основании обобщения результатов проведенных экспериментов на рис. 1 построены области существования коронного разряда различной формы при напряжении, равном начальному и изменении значения pd от 4 до 50 кПа·см при изменении частоты от 10 до 1500 кГц. Различаются три области: I — лавинной короны, II — стримерной короны, III — кистевой короны. Для проводов диаметром 0,048—0,8 см диапазон частот, в котором происходит изменение формы коронного разряда, составляет 10—120 кГц. При частотах свыше 120 кГц коронный разряд имеет кистевую форму. В этом случае при перенапряжении форма коронного разряда не изменяется, увеличиваются лишь размеры кисти короны.

Значение пробивного напряжения воздушного промежутка с резконеоднородным электрическим полем зависит от того, какую форму принимает коронный разряд. В случае образования на проводе стримерной короны пробивное напряжение воздушного промежутка будет меньше, чем при лавинной короне

В [5] показано, что направленным изменением формы коронного разряда при положительной полярности постоянного напряжения или в положительный полупериод переменного напряжения промышленной частоты можно изменять пробивное напряжение воздушного промежутка. Способом управления формой коронного разряда являлось изменение геометрии конструкции коронирующего электрода, облучение газоразрядного промежутка отрицательными ионами, изменение атмосферных условий. Электрическая прочность промежутков значительно увеличивалась в том случае, если пробою промежутка предшествовала лавинная корона. При исследовании влияния формы коронного разряда на значение 50 %-ного импульсного разрядного напряжения воздушного промежутка было получено, что значение разрядного напряжения тем ниже, чем при меньшем напряжении начинается развитие стримеров [6].

Влияние частоты напряжения на значение пробивного напряжения промежутков с резконеоднородным полем исследовалось в коаксиальной системе электродов с диаметром провода 0,125 см и диаметром внешнего цилиндра 13 см. Были проведены измерения пробивного напряжения промежутка в зависимости от частоты. Результаты измерений для такой геометрии представлены на рис. 2, из которого следует, что с увеличением частоты пробивное напряжение промежутка уменьшается и становится равным начальному. Пробой промежутков при начальном напряжении происходил в коаксиальной системе с диаметром внешнего цилиндра 13 см при частоте приложенного напряжения выше 100 кГц, а в цилиндре диаметром 21,3 см — при частоте 400 кГц (см. рис. 1).

Для промежутков «провод — плоскость» при нормальных атмосферных условиях, диаметре проводов 0,3—0,8 см и частотах 150 и 18,4 кГц были определены граничные значения расстояний от провода до плоскости, при которых длина стримера или кисти короны становится такой, что пробой происходит при напряжении, равном начальному. На рис. 3 построены зависимости граничных размеров промежутков от диаметра провода. Эти зависимости представляют собой практически прямые линии: $S_г/d_0 \approx 50$ при частоте 150 кГц и $S_г/d_0 \approx 18$ при частоте 18,4 кГц. Если $S/d_0 < S_г/d_0$, то пробой происходит при начальном напряжении, если $S/d_0 > S_г/d_0$, то для пробоя промежутка амплитуду напряжения необходимо увеличить сверх начального.

В таблице приведены для сравнения амплитудные значения напряжения, соответствующие пробою промежутков «провод — плоскость» при частотах 50 Гц и 18,4 кГц. Межэлектродные расстояния соответствуют граничным значениям, полученным

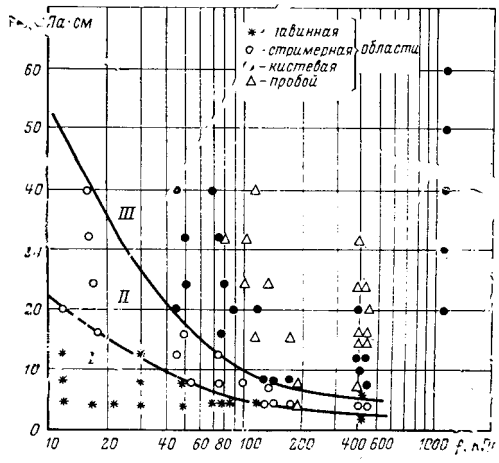
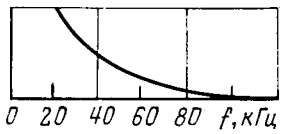
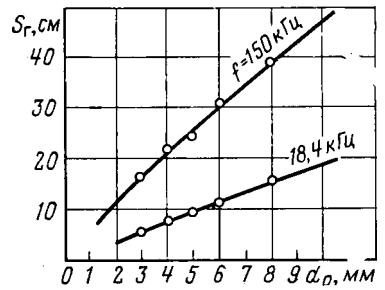


Рис. 1. Области существования различных форм коронного разряда





с. 2. Кратность пробивного напряжения по отношению к чальному напряжению короны в зависимости от частоты

с. 3. Зависимость граничного расстояния между электродами диаметра провода для системы электродов «провод — плос-кость»

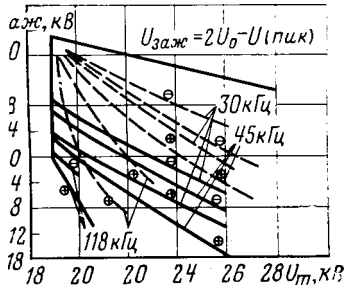
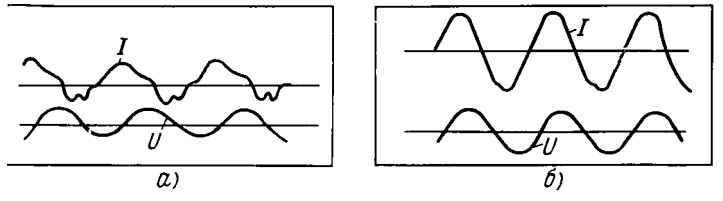


Рис. 4. Характеристики зажигания стримерной короны



ис. 5. Осциллограммы тока и напряжения коронного разряда: *а* — f=18,4 кГц, d_0=0,2 см; *б* — f=150 кГц, d_0=0,5 см

ля частоты 18,4 кГц. Рост частоты напряжения приводит к нижению электрической прочности промежутка в 2—3 раза, ричем при большей частоте при начальном напряжении пробиаются промежутки больших размеров.

Свойство высокочастотного коронного разряда с ростом часоты изменять форму и оказывать влияние на значение пробивого напряжения особенно опасно для радиоустановок, работаюих в широком диапазоне частот. Возникший в лавинной или римерной форме на элементах изоляционных конструкций и нижних частотах рабочего диапазона коронный разряд еобразуется в полный пробой изоляционного промежутка и верхних частотах диапазона. Используя данные рис. 1, жно определить форму коронного разряда и, следовательно, енить опасность, которую он собой представляет. Минимальое пробивное напряжение промежутков с резконеоднородным лектрическим полем равняется начальному напряжению возникновения коронного разряда, соответствующему данной часте.

Характеристики зажигания. На рис. 4 приведены характеистики зажигания стримерной короны для различных частот, змеренные в стационарном и нестационарном режимах (провод аметром 0,125 см помещен в цилиндр диаметром 13 см). В стационарном режиме амплитуда напряжения оставалась неизменой. Нестационарный режим осуществлялся включением генератора высокой частоты на заданное напряжение. Закон изменения напряжения выражался формулой

$$U_м(t) = U_{м.стац}\left(1 - e^{-\frac{\pi f}{Q}t}\right),$$

де $U_{м.стац}$ — амплитуда стационарного напряжения; Q — добротность колебательного контура высокочастотного генератора; f — частота.

Параметры		$U_{пр}$, кВ		$U_{пр,\ 50\ Гц}/U_{пр,\ 18{,}4\ кГц}$
d_0, см	S, см	18,4 кГц	50 Гц	
0,3	5,4	34	93	2,74
0,5	9,1	52	127	2,44
0,6	11,3	60	138	2,30

Анализ характеристик зажигания, измеренных в стационарном и нестационарном режимах, показал, что скачок в начальной части характеристики зажигания стримерной короны вызван нагревом воздуха в зоне коронирования и соответствующим нагреву уменьшением плотности воздуха, окружающего провод [7]. Уменьшение относительной плотности воздуха δ в зоне коронирования приводит к тому, что коронный разряд зажигается при напряжении меньше начального U_0, и ему соответствует новое начальное напряжение $U_{0\delta}$ и соответствующее напряжение угасания $U_{у\delta}$.

По характеристикам зажигания можно оценить температуру вблизи поверхности коронирующего электрода малой кривизны для лавинной, стримерной и кистевой корон. Для лавинной короны (область I) T=300—400 К, для стримерной короны (область II) T=400—600 К, для кистевой короны (область III) T=600—1000 К. Ниже приведены значения температуры воздуха вблизи коронирующего провода при напряжении, близком к начальному, определенные по характеристикам зажигания стримерной короны для различных частот:

f, кГц	30	45	70	118
T, К	430	450	470	550

Образование положительных стримеров приводит к изменению взаимного расположения характеристик зажигания: характеристика положительного полупериода стримерной короны располагается ниже характеристики отрицательного полупериода (рис. 4), что может быть объяснено следующими причинами. В течение каждого положительного полупериода стримером выносится на периферию определенный объемный заряд. Напротив, в отрицательный полупериод заряд локализуется в области сильного поля около провода. Вследствие этого характеристика положительного полупериода (на напряжение зажигания оказывает влияние отрицательный заряд, расположенный вблизи провода) проходит ниже характеристики отрицательного полупериода (на напряжение зажигания влияет положительный заряд, вынесенный стримером вглубь промежутка).

Повышение частоты приводит к тому, что уменьшается диапазон изменения амплитуды напряжения, в котором существует характеристика зажигания высокочастотного коронного разряда. Наклон характеристики зажигания к оси абсцисс увеличивается и приближается к 90°. При этом небольшое превышение начального напряжения вызывает резкое падение напряжения зажигания, и оно становится отрицательным, т. е. коронный разряд последующего полупериода зажигается в предшествующий полупериод. Бестоковая пауза сокращается.

При дальнейшем повышении частоты происходит непрерывный переход тока коронного разряда одного полупериода в ток коронного разряда другого полупериода. Такое явление было обнаружено на проводах диаметром 0,2—0,8 см при частоте 150 кГц. На рис. 5 представлены осциллограммы компенсированного с помощью мостовой схемы тока короны для частот 18,4 и 150 кГц на проводах диаметрами 0,2 и 0,5 см. При 18,4 кГц на осциллограммах можно видеть небольшие участки, соответствующие нулевому значению тока. На частоте 150 кГц имеет место высокочастотный разряд, внешний вид которого соответствует кистевому коронному разряду, а осциллограмма тока представляет собой непрерывную периодически изменяющуюся кривую.

Используя граничные значения межэлектродного расстояния, определенные при 150 кГц (рис. 3), для которых кисть короны перекрывает весь разрядный промежуток при начальном напряжении, можно оценить средний градиент кистевой короны. Для проводов диаметром 0,3—0,8 см средний градиент равен 2,6—2,4 кВ/см. Вероятно, в стволе и у основания кисти градиенты несколько ниже, чем на периферийных участках. Снижение пробивных напряжений в коронирующих воздушных промежутках с ростом частоты вплоть до начального происходит как

в результате изменения формы короны, так и в результате видоизменения кисти короны: увеличения ее размеров и преобразования в длительно существующий высокотемпературный канал.

Напряжение угасания. Особенностью высокочастотного коронного разряда является также низкое напряжение угасания. В [1] показано, что снижение напряжения угасания по сравнению с начальным напряжением на проводах диаметром 0,3—1 см и частотах 10—70 кГц может достигать 30 %. При 1500 кГц снижение напряжения угасания составляет 60 %.

Основной причиной снижения напряжения угасания стримерной и кистевой короны в диапазоне частот 10—120 кГц является нагрев воздуха вблизи поверхности коронирующего провода. При более высоких частотах низкое напряжение угасания определяется высокой температурой канала разряда (около 3000 К [1]), гашение которого потребует значительного уменьшения тока. Низкое напряжение угасания высокочастотного коронного разряда приводит к тому, что образовавшийся в результате локального усиления электрического поля на электроде, например, из-за капель воды или других случайных причин, коронный разряд может существовать длительное время и привести к сильному нагреву и повреждению оборудования.

Выбор допустимого напряжения изоляционной конструкции должен производиться таким образом, чтобы оно было ниже напряжения возникновения коронного разряда, определенного для максимальной частоты рабочего диапазона.

Выводы. 1. При увеличении частоты напряжение начала коронного разряда на проводах при частоте 1500 кГц на 20—25 % ниже, чем при 50 Гц.

2. Рост частоты приводит к снижению пробивного напряжения промежутков с резконеоднородным электрическим полем. Минимальное значение пробивного напряжения равно напряжению начала коронного разряда.

3. Низкое напряжение угасания высокочастотного коронного разряда может привести к возникновению коронного разряда в результате случайного локального усиления электрического поля около электродов.

4. Разработка изоляционных конструкций, работающих широком диапазоне частот, должна производиться таким образом, чтобы исключить возникновение коронного разряда.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Электрические** разряды в воздухе при напряжении высокой частоты/М. А. Аронов, Е. С. Колечицкий, В. П. Ларионов и др. — М.: Энергия, 1969.

2. **Александров Г. Н.** Коронный разряд на линиях электропередачи. — М.—Л.: Энергия, 1964.

3. **Левитов В. И.** Корона переменного тока. — М.: Энергия, 1975.

4. **Тарасова Т. Н.** Условия накопления положительного объемного заряда при напряжении высокой частоты в воздушных промежутках различной конфигурации. — Электричество, 1974, № 5.

5. **Богданова Н. Б., Попков В. И.** Форма коронного разряда и пробой воздушных промежутков. — Электричество, 1973, №

6. **Ларионов В. П.** Исследование электрической прочности длинных воздушных промежутков. — В кн.: Сб. докладов Межвузовской конференции по пробою диэлектриков и полупроводников (Томск) — М. — Л.: Энергия, 1964.

7. **Ларионов В. П., Тарасова Т. Н.** Нестационарные характеристики зажигания коронного разряда в диапазоне частот 10—400 кГц — Тр. Московск. энергетич ин-та, 1975, вып. 224.

[17.08]

УДК 621.928.7

Применение коронного разряда для измерения концентрации частиц в дымовых газах

РЕШИДОВ И. К., ЗЕЛИКСОН Д. Л., кандидаты техн. наук, **КУЗЬМИНСКИЙ А. С.,** инж.
НИИОГАЗ

Электрический коронный разряд в задымленном газе характеризуется эффектом запирания тока объемным зарядом взвешенных частиц, обладающих малой подвижностью в сравнении со скоростью ионов газа. Данное явление исследовано в литературе[1], где, в частности, в системе электродов «коаксиальные цилиндры» Г. З. Мирзабекяном приведено аппроксимированное с погрешностью 10 % уравнение связи безразмерных величин токов и концентраций:

$$I^* = (1 - S^*)(1 - 0{,}75S^*), \qquad (1)$$

в котором

$$I^* = I/I_0;\ S^* = \xi K_\varepsilon RS/(\xi K_\varepsilon RS)_3, \qquad (2)$$

где I, I_0 — токи — сигнальный (в задымленном газе) и опорный (в чистом).

Параметр запирания зависит от перенапряжения между электродами:

$$\left.\begin{aligned}(\xi K_\varepsilon RS)_3 &= 4\,(U^* - 1)/U^*;\\ U^* &= U/U_3,\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

где U, U_3 — рабочее и зажигающее разряд напряжения;

$$\left.\begin{aligned}K_\varepsilon &= 1 + 2\,(\varepsilon - 1)/(\varepsilon + 2);\\ \xi &= t/(t + \tau);\ \tau = 4\varepsilon_0/\sigma,\end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

— для частиц с концентрацией, много меньше запирающей;

$$\left.\begin{aligned}\sigma &= j/E;\ j = I_0/2\pi RL;\\ E &= U/[R \ln (R/r)]\end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

— для обездымленного газа; R, r, L — радиусы и общая длина коллекторного (внешнего) и коронирующего электродов; ε — диэлектрическая проницаемость материала частиц; t — время их пребывания в области разряда; S — площадь поверхности частиц в единице объема газа, которая очевидным образом связана с концентрацией по массе:

$$Z = \rho\, dS/6$$

— для сферических частиц плотностью ρ и средним размером d.

Система уравнений (1)—(5) позволяет для частиц известного материала определить концентрацию измерением электрических параметров разряда в задымленном и чистом газах и служит основанием для создания нового класса приборов коронного разряда для измерения концентрации потока аэрозоля. Основное уравнение системы в форме (1) можно представить со среднеквадратической погрешностью 0,7 % в виде

$$I^* = (1 - 0{,}875S^*)^2$$

для получения номинальной статической характеристики преобразования так называемого уравнения шкалы прибора

$$S^* = 1{,}143\,(1 - I^{*0{,}5}).$$

Чтобы идентифицировать шкалу прибора (8), необходимо оценить коэффициенты уравнения — опорный ток и параметр запирания — в соответствии с формулами (2). Параметр запирания определен перенапряжением (3) и, если известна степень заряда частиц ξ, можно найти численное значение концентрации, запирающей коронный ток. Постоянная времени заряда τ, определяющая степень заряда (4), находится по результатам измерения электрических характеристик разряда в обездымленном газе и в дальнейшем в пределах динамического диапазона измерения концентрации остается неизменной при фиксированном

[1] **Основы** электрогазодинамики дисперсных систем/ И. П. Верещагин, В. И. Левитов, Г. М. Мирзабекян, М. М. Пашин. — М.: Энергия, 1974.

пряжении. Текущее время (4) зависит от скорости потока розоля

$$t = L/v, \tag{9}$$

торая обычно неизвестна, поэтому целесообразно использовать а предельных условия

$$t/\tau \geqslant 1, \tag{10}$$

я которых границей разделения служит заряд частиц, равный % предельного. Подстановка (5) в (4) и (9) в (10) дает

$$Uv/I_0 \geqslant [\ln (R/r)]/(8\pi\varepsilon_0), \tag{11}$$

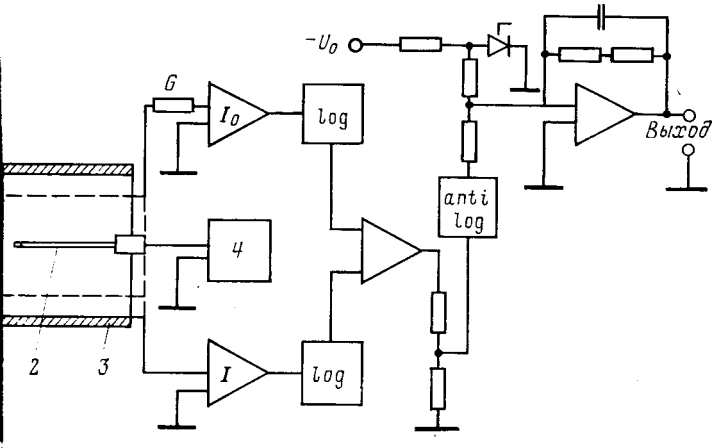
е правая часть неравенства является константой для конкрет- х электродов и равна $(2\div3)\cdot10^{10}$ (Ом·м)/с при обычных отно- ниях радиусов электродов коронного разряда $100 \leqslant R/r \leqslant 1000$.

Предельный заряд частиц ($\xi=1$), соответствующий усилен- му на порядок второму неравенству ((11), упрощает оценку нцентрации запирания. Практическим критерием предель- го заряда служит независимость сигнального тока от скорости тока. Далее необходимо найти опорный ток. Обычно условия сплуатации средств измерения аэрозоля на технологическом орудовании и аппаратах исключают возможность прямого мерения тока в потоке чистого газа — дисперсионной среде.

В то же время для работы прибора необходим поток аэрозо- , движущийся через зону коронного разряда со скоростью, еспечивающей заданную степень заряда частиц, но значитель- превосходящей скорость дрейфа этих частиц к электродам, к как дрейф частиц снижает концентрацию в объеме чувстви- ьного элемента прибора и ведет к возникновению погрешности мерения. Конструктивно это требование можно удовлетворить, зместив электродную систему внутри пробоотборного устройст- , соединенного с побудителем заданного расхода, или непо- едственно в исследуемом потоке, обеспечив свободное перете- ние аэрозоля через зону коронного разряда.

Следует отметить, что опорный ток при длительных изме- ниях может значительно измениться в связи с изменениями зико-химических свойств газа или эмиттирующей способности ронирующей поверхности под агрессивным воздействием за и частиц, поэтому необходима периодическая поверка опор- го тока. В одном из разработанных вариантов прибора в мо- нт измерения опорного тока система электродов ограждается льтрующей перегородкой. При измерении концентрации пе- городка удаляется. Недостаточная эффективность очистки ерегородкой компенсирована очисткой газа непосредственно в стеме электродов установлением малой скорости перетекания, пример, за счет значительного гидравлического сопротивле- я перегородки, расположенной непосредственно на входе газа систему электродов. Такой метод определения опорного тока зан с периодическим демонтажем прибора на объекте иссле- вания или конструктивным усложнением при построении ав- матически устанавливаемой перегородки.

Опорный ток может быть измерен в потоке аэрозоля косвен- м способом, если существует возможность периодического по- шения скорости потока до значений, удовлетворяющих перво- неравенству (11). Тогда вычисленные по (4) степени заряда стиц ξ_1 и ξ_2, соответствующие двум измеренным значениям ско- сти потока до и после ускорения, при подстановке в уравне- е шкалы (8) дважды совместно с соответствующими сигналь- ми токами I_1 и I_2, измеренными при постоянной концентрации стиц, с последующим делением одного уравнения на другое,



с. 1. Схема прибора коронного разряда для измерения кон- нтрации взвешенных частиц: *1* — экранирующая сетка; *2*— ронирующий электрод; *3* — коллекторный электрод; *4* — источник питания

позволяют определить опорный ток:

$$I_0 = \left[\left(\xi_1 I_2^{0,5} - \xi_2 I_1^{0,5}\right)/\left(\xi_1 - \xi_2\right)\right]^2. \tag{12}$$

Точность вычисления обусловлена разностью степеней заряда и максимальна при $\xi_1 = 1$, $\xi_2 \to 0$ и $I_0 = I_2$.

Данный способ определения опорного тока пригоден при установке системы электродов в пробоотборном устройстве, но встречает затруднения при реализации наиболее предпочтительного варианта расположения системы электродов непосредственно в исследуемом потоке, ускорить который не представляется возможным.

В связи с этим разработан способ непрерывного измерения опорного тока с помощью дополнительного электрода в виде экранной сетки, схематически представленного на рис. 1. Экран *1* в виде нескольких проводов или сетки с большой проницаемостью окружает коронирующий электрод *2* в виде провода или иглы и расположен коаксиально коллектору *3*. Аэрозоль поступает внутрь коллектора *3* и экрана *1*. Коронирующий электрод *2* соединен с отрицательным полюсом источника питания, коллектор и экран — с заземленными измерителями токов электронного блока, причем на экран подано через резистор утечки G напряжение смещения относительно коллектора.

Экспериментально показано, что опорный ток пропорционален току экрана в обездымленном газе:

$$I_0 = I_{0.э}/k, \tag{13}$$

тогда, воспользовавшись уравнением (8) для экрана, определив из него $I_{0.э}$ по измеренному току $I_э$ в задымленном газе и подставив это значение в качестве опорного тока в (8) для коллектора, получим

$$S/S_к = 1{,}143\left(1 - \sqrt{Ik/I_э}\right)\alpha, \tag{14}$$

где погрешность измерения опорного тока

$$\alpha = \frac{S_э}{S_э - S_к\sqrt{Ik/I_э}} = \frac{1}{1-\beta} \approx 1 + \beta, \tag{15}$$

а $S_к$, $S_э$ определяют концентрацию запирания тока на коллектор и экран соответственно. Найдем концентрации запирания по перенапряжениям для коллектора и экрана U^*, $U_э^*$ с учетом их радиусов R, $R_э$ и введем малый параметр:

$$\beta = \frac{U_э^*\left(U^* - 1\right)R_э}{U^*\left(U_э^* - 1\right)R}\sqrt{\frac{Ik}{I_э}}. \tag{16}$$

Сомножители (16), определяемые отношением токов и радиусов, меньше единицы. Для того чтобы соотношение перенапряжений также оставалось меньше единицы, необходимо, чтобы потенциал коллектора, обеспечивающий зажигание короны, превосходил потенциал экрана зажигания короны, так как потенциал экрана всегда ниже коллекторного:

$$U_э = U - I_{0.э}G\left(1 - 1{,}5S_э^*\right), \tag{17}$$

где второе слагаемое правой части получено линеаризацией (8) для малых $S_э^*$ в связи с повышенной концентрацией запирания экранного тока. Обычно это условие выполняется, так как $R_э < R$, но, чтобы $\beta \to 0$, необходимо повысить потенциал коллектора, соответствующий зажиганию короны, выбором проницаемости экрана и напряжением смещения (17). Погрешность в реализованном приборе $\beta = 0{,}1\div0{,}3$ верхнего предела достигает при малых концентрациях. Эта систематическая погрешность компенсируется поправкой, найденной из (16) и (17) по измеренным потенциалам зажигания и токам.

Начальная напряженность коронного разряда для иглы совпадает с таковой для провода в коаксиальной системе электродов с точностью до эквивалентного радиуса кривизны иглы, поэтому приведенные выкладки справедливы в случае игольчатого коронирующего электрода, что подтверждено измерением тока в обеих системах при одинаковой концентрации аэрозоля.

Реализованный преобразователь с коронирующей иглой, экраном радиусом 6 мм и коллектором 12 мм испытан в режиме рабочего напряжения до 12 кВ с перенапряжением на экране $1{,}25\div4$ при токе на экран до 100 мкА и на коллектор — от 3 мкА и выше.

Электронный блок регистрирующего устройства (рис. 1) производит алгебраическое вычисление по формуле (8) с целью линеаризации уравнения шкалы прибора. Сигнальный *1* и опорный I_0 токи поступают на усилители для балансировки (до

установки в газоходе) и преобразования в сигналы напряжения, которые логарифмируются и поступают на сумматор. Разность логарифмов с сумматора после потенциометрического деления пополам (извлечения корня) потенциируется и в виде напряжения, пропорционального корню из отношения токов, вычитается из единицы на последнем сумматоре с коэффициентом передачи 1,143. Выходной сигнал электронного блока в виде напряжения до 10,168 В, равного концентрации полного запирания коронного разряда, регистрируется цифровым вольтметром В7-18 или самописцем. Величина наибольшего напряжения зависит от номинала стабилитрона, определяющего масштаб единицы в 8,897 В.

Элементы блока выполнены на интегральных микросхемах К140УД8 и К1НТ591В и вместе с источником высокого напряжения размещены в корпусе размером 200×300×400 мм и массой 15 кг.

Алгебраический преобразователь (рис. 1) с коаксиальным коронным преобразователем позволяет измерить отношение токов 0,25—0,995 с погрешностью 0,2 %, что соответствует диапазону безразмерных концентраций (8) от 0,003 до 0,57 при уровне собственных шумов, приведенных к концентрации 0.0015. Концентрация запирания тока (3) составляет 40÷100 1/м; для электропроводных частиц (K_ε=3), а динамический диапазон в многопредельном режиме равен 0,13÷0,57 1/м. Изменение пределов производится уставкой перенапряжения. Изменение диэлектрических свойств частиц незначительно влияет на показания прибора и может изменить результат в пределе вдвое, поэтому диэлектрическую проницаемость частиц необходимо учитывать ориентировочно. Диапазон концентраций по массе для сферических частиц размером 1 мкм и единичной плотности материала в соответствии с (6) составляет 0,02÷10 г/м³. После введения поправки основная погрешность прибора — 5 % со случайной составляющей 1,6 % и дополнительной погрешностью от вариаций давления газа 0,5 % на 1 кПа, полученной при испытании прибора на чистом газе в диапазоне давлений ±1,75 кПа относительно атмосферного.

Коаксиальный преобразователь с экраном в режиме рабочего напряжения 6 кВ, напряжения смещения на экранном электроде 1,2 кВ при токе 24 мкА и сигнальном токе 6 мкА испытан на масляном тумане. Генератор тумана обеспечивает концентрацию до 2,5 г/м³ частиц масла плотностью 0,885 г/см³, диэлектрической проницаемостью ε=3 и средним размером 0,6 мкм при расходе аэрозоля 30 л/мин. Изменение концентрации разбавлением обеспыленным воздухом до 20 раз контролировалось весовым методом отбором на фильтр АФА. При пути смешения 20—100 диаметров трубопровода обеспечена независимость концентрации от длины трубопровода, предварительно покрытого пленкой масла в результате длительной эксплуатации.

Рис. 2. Сопоставление результатов измерения прибором коронного разряда и взвешиванием пробы на фильтрующей перегородке: *1* — концентрация; *2* — средний размер частиц

Результаты совместных измерений концентрации весовым методом и методом коронного разряда представлены на графике рис. 2 в виде линейной зависимости *1*, где на оси абсцисс отложены значения площади поверхности частиц в единице объема газа S м²/м³, измеренные коронным преобразователем, а на левой оси ординат — соответствующая этим значениям S величина концентрации Z г/м³, измеренная взвешиванием. Линейность зависимости свидетельствует о правильности измерения коронным преобразователем, а случайное среднеквадратическое отклонение показаний не превышает 1,6 %. На рис. 2 изображена также зависимость *2* среднего размера частиц, отложенного вдоль правой оси ординат в функции показаний коронного преобразователя. Размер частиц рассчитан по формуле (6) для соответствующих значений Z и S. Для неразбавленного аэрозоля при наибольших значениях Z и S рассчитанный размер частиц 0,6 мкм совпал с измеренным каскадным импактором. Тенденция незначительного уменьшения размера частиц по мере разбавления аэрозоля свидетельствует об изменении дисперсного состава за счет генерации тонкодисперсных фракций.

Методы коронного разряда для измерения концентрации частиц аэрозоля основаны на замкнутой системе уравнений (1)—(5), позволяющей определить все параметры, необходимые для получения результатов измерения, без предварительной градуировки с периодической поверкой потенциала зажигания короны и баланса токов.

[12.07.8

♦♦♦♦♦♦♦♦♦♦♦♦

УДК 621.316.542.001.4

Предварительный пробой в выключателях высокого напряжения

КУХТИКОВ В. А., инж., **ШЛЕЙФМАН И. Л.**, канд. техн. наук
Москва

При включении выключателя, находящегося под напряжением, обычно происходит предварительный пробой промежутка между сближающимися контактами. Предварительный пробой может отрицательно влиять на работу аппарата и приводить к свариванию контактов и недовключению, ухудшению работы при последующем отключении, увеличению износа контактов и других элементов дугогасительного устройства.

При испытаниях аппаратов желательно воспроизводить наиболее тяжелые случаи предварительного пробоя. Однако количество опытов на включение при испытаниях коммутационных аппаратов обычно невелико. Например, при испытаниях выключателей на коммутационную способность, согласно ГОСТ 687—78, должны выполняться два нормированных цикла операций О—$t_{б.т}$—ВО—Т—ВО, которые иногда дополняются двумя опытами включения и двумя циклами О—$t_{б.т}$—В. Таким образом, всего выполняется от 4 до 8 опытов включения, чаще всего — 4. Поэтому для правильной оценки результатов испытаний нужно знать закономерности возникновения предварительного пробоя, его параметры и влияние на них особенностей конструкции выключателя и степени износа дугогасительного устройства.

Пробой наступает в момент, когда прочность промежутка становится равной мгновенному значению напряжения включения $u_в$. В случае однородной изоляционной среды электрическая прочность межконтактного промежутка $u_{пр}$ является монотонно возрастающей функцией длины промежутка l.

В [1] исследован пробой для наиболее простого случая, когда электрическая прочность промежутка линейно изменяется с его длиной. В настоящей статье исследуется более общий случай, имеющий место в реальных аппаратах.

Рассматривая однополюсное включение и полагая, что перед предварительным пробоем скорость контактов аппарата постоянна и прочность промежутка не зависит от полярности напряжения, что, как будет показано ниже, в большинстве случаев соответствует реальным условиям работы аппарата, согласно [1], получаем для момента пробоя следующее равенство:

$$u_{пр}(l) = |u_в| = \left| U \sin\left(\omega \frac{l_0 - l}{v} + \varphi\right)\right|, \qquad (1)$$

где l_0 — расстояние между контактами в момент t=0.

Максимальная длина пробиваемого промежутка l_{max} определяется из условия $u_{пр}(l)=U$.

Фаза напряжения φ является случайной величиной, равномерно распределенной в интервале $0 \leqslant \varphi \leqslant \pi$. Плотность распределения вероятности такой величины $p(\varphi)=1/\pi$.

Рассмотрим изменение длины промежутка пробоя l с изменением фазы φ (рис. 1). Максимальной длине пробиваемого промежутка l_{max} соответствует некоторая фаза напряжения φ_{max}. Аналогично случаю, рассмотренному в [1], при уменьшении φ от φ_{max} до 0 l уменьшается от l_{max} до некоторого значения

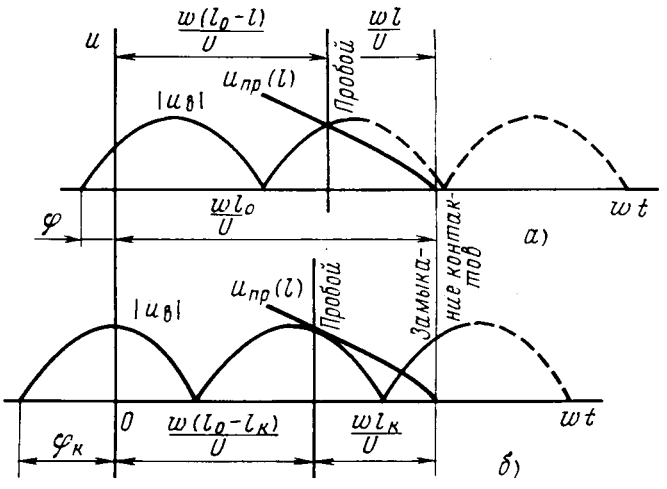


Рис. 1. Зависимость $|u_в|$ и $u_{пр}$ от времени

алее, изменение φ от π до некоторого значения $\varphi_к$ приводит уменьшению l от l_i до l_{min}. В точке $\varphi=\varphi_к$ функция $l(\varphi)$ скачом изменяет свое значение от l_{min} до $l_к$ и затем при изменении φ г $\varphi_к$ до φ_{max} увеличивается от $l_к$ до l_{max}. Фаза напряжения к определяется условием касания кривых $u_{пр}(l)$ и $|u_в|$ (см. ис. 1, *б*).

В точке касания выполняются следующие условия:

$$\left.\begin{aligned} u_{пр}(l_к) &= |u_в|; \\ \frac{du_{пр}(l_к)}{dl} &= \left|\frac{du_в}{dl}\right|. \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

Из (1) и (2) получаем уравнение

$$\left(\frac{v}{\omega}\frac{du_{пр}(l_к)}{dl}\right)^2 + u^2_{пр}(l_к) = U^2, \qquad (3)$$

оторое в общем случае может быть решено численными методаи. В частном случае, когда выполняется условие $u_{пр}(l) = El$, з уравнения (3) получаем

$$l_к = \sqrt{l^2_{max} - \frac{v^2}{\omega^2}}. \qquad (4)$$

Чтобы определить плотность распределения вероятности прооя на данной длине промежутка по плотности распределения лучайной величины φ, нужно найти функцию $\varphi(l)$. Из рис. 1 аходим, что на участке $\varphi_{max} < \varphi < \varphi_к$

$$\varphi(l) = \varphi_1(l) = (n+1)\pi - \frac{\omega(l_0 - l)}{v} - \arcsin\frac{u_{пр}(l)}{U}, \qquad (5)$$

на участках $0 < \varphi < \varphi_{max}$ и $\varphi_к < \varphi < \pi$

$$\varphi(l) = \varphi_2(l) = n\pi - \frac{\omega(l_0 - l)}{v} - \arcsin\frac{u_{пр}(l)}{U}, \qquad (6)$$

де n — количество переходов функции $|u_в|$ через нуль на участе от l_0 до l.

Плотность распределения вероятности случайной величины интервале $l_к < l < l_{max}$

$$p_1(l) = p(\varphi)\left(\left|\frac{d\varphi_1(l)}{dl}\right| + \left|\frac{d\varphi_2(l)}{dl}\right|\right); \qquad (7)$$

$$p_1(l) = \frac{2}{\pi}\frac{u^1_{пр}(l)}{\sqrt{U^2 - u^2_{пр}(l)}}. \qquad (8)$$

Плотность распределения этой величины в интервале $_{min} < l < l_к$

$$p_2(l) = p(\varphi)\left|\frac{d\varphi_2(l)}{dl}\right|; \qquad (9)$$

$$p_2(l) = \frac{1}{\pi}\left(\frac{\omega}{l} + \frac{u^1_{пр}(l)}{\sqrt{U^2 - u^2_{пр}(l)}}\right). \qquad (10)$$

Вероятность пробоя при длине промежутка, большей l, определяется следующими выражениями:

для участка $l_к < l < l_{max}$

$$P_{1\{l_{пр}>l\}} = \int_l^{l_{max}} p_1(l)\,dl = 1 - \frac{2}{\pi}\arcsin\frac{u_{пр}(l)}{U}; \qquad (11)$$

для участка $l_{min} < l < l_к$

$$P_{2\{l_{пр}>l\}} = P_{1\{l_{пр}>l\}} + \int_l^{l_к} p_2(l)\,dl =$$

$$= 1 + \frac{\omega}{\pi - v}(l_к - l) - \frac{1}{\pi}\left(\arcsin\frac{u_{пр}(l_к)}{U} + \arcsin\frac{u_{пр}(l)}{U}\right). \qquad (12)$$

В некоторых случаях $\omega l_{max} \gg w$ и можно принять $l_к \approx l_{max}$. Тогда

$$P_{\{l_{пр}>l\}} = 0{,}5 + \frac{\omega}{\pi v}(l_{max} - l) - \frac{1}{\pi}\arcsin\frac{u_{пр}(l)}{U}. \qquad (13)$$

Для определения вероятности пробоя на участке данной длины требуется знать зависимость $u_{пр}(l)$. Использовать для этих целей опубликованные данные по прочности промежутков в различных средах не представляется возможным, так как они обычно получались в условиях, весьма далеких от условий включения реальных аппаратов как по состоянию среды, так и по состоянию поверхности контактов.

Поэтому для определения зависимостей $u_{пр}(l)$ были выполнены специальные экспериментальные исследования на макете и реальных выключателях двух типов (ВВН-110 и ВВН-35), в процессе которых оценивалось влияние формы и размеров контактов, состояния поверхности контактов, полярности приложенного напряжения, давления воздуха в промежутке между контактами. Вопросы пробоя промежутка по обгоревшим, металлизированным и законченным поверхностям нами не рассматриваются.

В макете подвижный и неподвижный контакты были расположены на воздухе и могли разводиться на расстояние до 70 мм. Макет обеспечивал как точное включение контактов в заданную фазу напряжения, так и возможность исследования электрической прочности межконтактного промежутка при фиксированном положении контактов. Зависимости $u_{пр}(l)$ определялись также для одного разрыва воздушных выключателей. На одном из исследуемых выключателей (типа ВВН-35) конструкции подвижного и неподвижного контактов существенно отличаются друг от друга и не имеют общей оси симметрии, т. е. контактная система имеет большую асимметричность.

Для снятия зависимостей $u_{пр}(l)$ как на макете, так и на выключателях, подвижный контакт устанавливался на определенном фиксированном расстоянии от неподвижного, и затем постоянное напряжение плавно поднималось до пробоя. При каждом значении промежутка выполнялось 10 опытов, по результатам которых определялось среднее значение пробивного напряжения $\bar{u}_{пр}$ и среднеквадратичное отклонение σ.

Предварительные исследования показали, что значения пробивного напряжения, полученные при фиксированном промежутке и постоянном напряжении, практически совпадают с результатами, полученными при включении на переменное напряжение. Имеющееся расхождение результатов невелико и, по-видимому, определяется небольшими поперечными колебаниями подвижного контакта при включении из-за люфтов, что приводит к увеличению неоднородности поля и уменьшению пробивного напряжения.

Контакты, устанавливаемые на макете, обрабатывались до чистоты поверхности по классу 6. Для установки на выключатели использовались новые контакты заводского изготовления без дополнительной обработки и контакты после испытаний на коммутационную способность, имеющие различный характер эрозии поверхности. В одном случае контакты имели относительно равномерно изношенную поверхность, в другом — износ был неравномерным, на поверхности контактов были макронеровности в виде кратеров и выступов.

Избыточное давление воздуха в разрывах выключателей изменялось в диапазоне от 0 до 0,35 МПа. В реальных условиях работы исследуемых воздушных выключателей давление при замыкании контактов составляет 0,25—0,35 МПа. Следует отметить, что в проведенных опытах давление было статическим, в то время как при включении выключателя давление непрерывно уменьшается и воздух в межконтактном промежутке находит-

ся в движении. Можно полагать, что в этих условиях кривые $u_{пр}$ (l) пройдут несколько ниже, чем кривые, полученные при исследованиях.

Всего было выполнено более 2000 опытов и обработаны результаты для более 200 экспериментальных точек. Для отдельных точек разброс значений невелик. Только в семи случаях коэффициент вариации $\frac{\sigma}{u_{пр}} \cdot 100\%$ превышает 5 %, в 160 точках коэффициент вариации менее 2 %. Приводимые ниже зависимости построены по минимальным значениям пробивного напряжения.

Результаты исследований представлены на рис. 2—4. Анализ приведенных на них данных позволяет установить следующее.

При небольших напряжениях (до 15 кВ) не обнаруживается влияние формы и размеров контактов на длину пробивного промежутка (рис. 2). Из этого следует, что к формам и размерам контактов выключателей напряжением 6—10 кВ можно не предъявлять особых требований по условию уменьшения предварительного пробоя. При увеличении длины пробиваемого промежутка кривые $u_{пр}$ (l) проходят выше для контактов, имеющих большие размеры и радиусы скруглений.

При изменении давления в межконтактном промежутке напряжение пробоя изменяется приблизительно пропорционально давлению (рис. 3). На этом же рисунке приведены кривые $u_{пр}$ (l), из которых видно, что эрозия поверхности контактов уменьшает прочность межконтактного промежутка. Для равномерно изношенных после коммутационных операций контактов напряжение пробоя снизилось на 12—15 % по сравнению с новыми контактами. Для неравномерно изношенных контактов снижения напряжения пробоя достигало 30—40 %.

Приведенные на рис. 3 данные показывают, что при изношенных контактах в реальных условиях работы выключателей пробои при включении могут достигать значительных величин, что может приводить к нежелательным последствиям при включении на большой ток короткого замыкания. В связи с этим представляется целесообразным испытания на коммутационный ресурс завершать опытом на включение. Ранее было установлено, например, что для малообъемных масляных выключателей напряжением 35 кВ одним из главных критериев браковки при испытаниях на ресурс является чрезмерное увеличение предварительного пробоя [2]. Изменение полярности контактов мало сказывается на напряжении пробоя промежутка между контактами, имеющими общую ось симметрии. Однако для выключателя ВВН-35, контактная система которого асимметрична, влияние полярности весьма существенно (рис. 4). Это обстоятельство также следует учитывать при испытаниях таких выключателей или других коммутационных аппаратов на включающую способность.

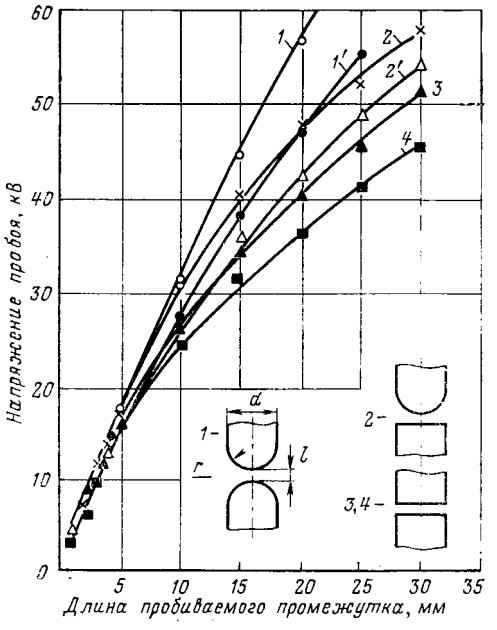


Рис. 2. Зависимости $u_{пр}(l)$ в воздухе при атмосферном давлении и разных формах и размерах контактов: *1* — r=15 мм, d=30 мм, ВВН=110; *2* — r=15 мм, d=30 мм, ВВН=35; *3* — r=30 мм, $r=\infty$; *4* — d=20 мм, $r=\infty$

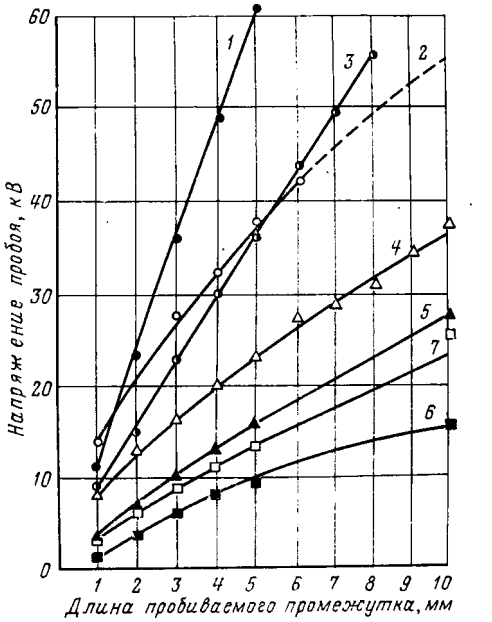


Рис. 3. Влияние давления и состояния поверхности контакт на зависимость $u_{пр}(l)$: *1*, *3*, *5* — новые контакты с чистыми п верхностями при избыточных давлениях 0,35; 0,15 и 0 МП *2*, *4*, *6* — работавшие контакты с неравномерно изношенны поверхностями при избыточном давлении 0,35; 0,15 и 0 МП *7* — работавшие контакты с равномерно изношенными повер ностями при атмосферном давлении

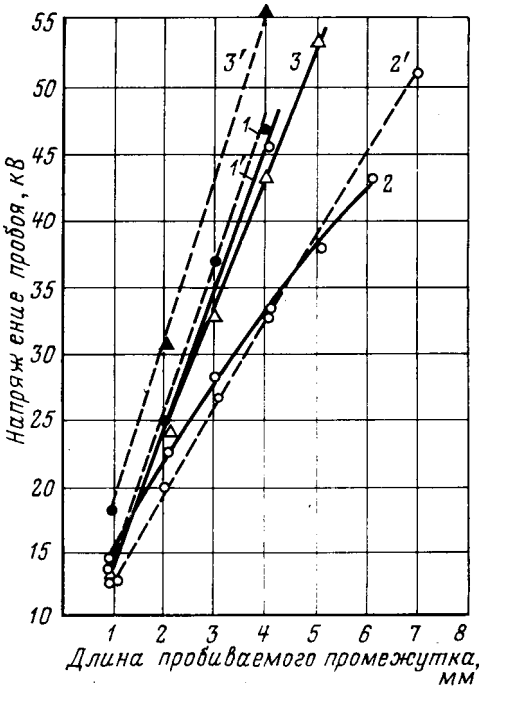


Рис. 4. Влияние полярности контактов на зависимость $u_{пр}$ при избыточном давлении 0,35 МПа: *1*,*1'* — контакты чисты выключатель ВВН-110; *2*,*2'* — контакты с неравномерно и ношенной поверхностью; *3*,*3'* — контакты чистые, выключате ВВН-35

С использованием полученных зависимостей $u_{пр}$ (l) по в ражениям (11) и (12) были рассчитаны кривые зависимости в роятности пробоя промежутка длиною, большей l (рис. Кривая *1* рассчитана по зависимости $u_{пр}$ (l), определенной эк периментально для новых контактов при атмосферном давл нии (начальная часть ее приведена на рис. 3, кривая *5*); кр вая *2* — по зависимости $u_{пр}$ (l), взятой из рис. 4 (кривая *2*

Анализ построенных кривых показывает, что при прои вольном выборе фазы напряжения включения вероятность пр

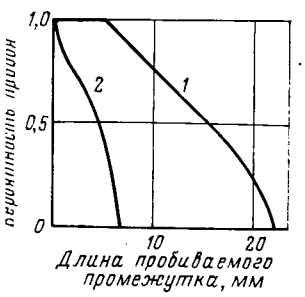


Рис. 5. Зависимости вероятности пробоя промежутка с длиною, большей l ($U=\sqrt{2}\cdot 35$ кВ, $v=3$ м/с)

оя при больших межконтактных промежутках, близких к $_{max}$, выше вероятности пробоя при небольших промежутках, лизких к l_{min}. Например, для кривой 1 $l_{max}=22$ мм, в 38 % сех случаев пробой произойдет на длине промежутка более 8 мм, в 50 % случаев пробой при включении на короткое замыкание произойдет на длине промежутка более 15 мм. Для ривой 2 $l_{max}=7$ мм, в 30 % случаев пробой произойдет на лине, более 6 мм и в 50 % случаев— на длине, более 4,5 мм.

В большинстве случаев наиболее тяжелым режимом является включение выключателя при максимальной длине промежутка пробоя l_{max}. В соответствии с ГОСТ 687—78, в серии испытаний выключателя должно быть хотя бы одно включение одного з полюсов, при котором мгновенное значение напряжения при робое составляет не менее 0,85 амплитуды.

Анализ, в том числе и в [1], показал, что вероятность «попадания» напряжения пробоя в интервал от 0,85 U до U весьма высока. Например, для условий, соответствующих кривым 1 и 2 а рис. 5, эта вероятность составляет около 0,35. Если увеличить требуемое мгновенное значение напряжения до 0,95 U, то существенно ближе к наиболее тяжелому режиму, то и в том случае вероятность «попадания» в требуемый интервал охранится достаточно высокой. Для условий, соответствующих кривым на рис. 5, она составит 0,15—0,20. Поэтому считаем, что для более полноценной проверки включающей способности выключателей следует увеличить значение напряжения пробоя в зачетном опыте до 0,95 U.

Выводы. 1. Полученные выражения и экспериментальные кривые позволяют оценить интервал длин пробиваемых промежутков, вероятность пробоя на промежутке данной длины, влияние скорости включения, фазы напряжения и состояния поверхности контактов на длину пробиваемого промежутка. Они должны быть использованы при разработке рекомендаций по уточнению методики испытаний коммутационных аппаратов высокого напряжения на включающую способность.

2. Состояние поверхности контактов существенно влияет на электрическую прочность межконтактного промежутка при включении, что должно учитываться при проведении испытаний по определению коммутационного ресурса и при оценке результатов испытаний.

3. Для сильно асимметричных контактных систем на длину пробиваемого промежутка влияет также полярность контактов. При испытаниях коммутационных аппаратов с такими контактами целесообразно производить опыты на включение при различных по полярности полупериодах напряжения.

4. Для более полноценной проверки включающей способности выключателей минимальное значение напряжения пробоя, которое должно быть получено в серии испытаний (хотя бы в одном опыте и в одном полюсе), следует увеличить до 0,95 амплитуды.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Шлейфман И. Л., Кухтиков В. А., Чунихин А. А.** Пробой промежутка между контактами коммутационного аппарата при включении. — ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1977, вып. 8.

2. **Попов А. А., Шилин Н. В., Шлейфман И. Л.** Испытания маломасляных выключателей 10,35 кВ с целью определения допустимого числа отключений. — Электрические станции, 1976, № 12.

[25.06.82]

◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆

УДК 621.316.925

Сопоставление схем расщепления и пассивных фильтров измерительных органов

СУРВИЛО И. К.
Рига

При построении релейных измерительных органов (РИО) стройств релейной защиты и автоматики энергосистем должное нимание уделяется их быстродействию, а при наличии искажений входных величин — уменьшению влияния несинусоидальности.

Для схем сравнения [1] важно снизить пульсацию электрических величин, подводимых к реагирующему элементу (РЭ). этой целью применяют схемы расщепления [1, 2]. При идеально настроенной схеме расщепления размах пульсации напряжения на выходе трехфазного выпрямителя составляет 14 %. Как оказано в [3], сигнал на выходе схемы расщепления устанавливается за время примерно $^3/_4$ периода промышленной частоты. Хорошее быстродействие при увеличении сигнала обеспечивает также схема со сглаживающим конденсатором, но при уменьшении входного сигнала напряжение на конденсаторе уменьшается недопустимо медленно. Как в РИО со схемой расщепления, так и со сглаживающим конденсатором РЭ фиксирует амплитудное значение, что может привести к недопустимым погрешностям, если форма кривой входного сигнала искажена.

Фильтр нижних частот на выходе однофазного выпрямителя ослабляет влияние гармонических составляющих. Постоянная составляющая на выходе такого фильтра является средним по модулю значением выпрямленного напряжения, и влияние гармонической составляющей в выходном напряжении выпрямителя ослабляется по меньшей мере в число раз, равное номеру гармоники [4].

В статье приводится сравнение по быстродействию схем расщепления (однофазного сигнала в трехфазный) и активно-емкостных пассивных фильтров нижних частот, как наиболее простых, опускающих перегрузку по входному сигналу.

Простейшие два способа расщепления однофазного сигнала в трехфазный с применением реактивных элементов одного типа (конденсатора или индуктивности) поясняются векторной диаграммой рис. 1.

Первый способ предполагает разложение вектора $\overrightarrow{OA}$ при помощи одной ветви на векторы $\overrightarrow{OC}$ и $\overrightarrow{CA}$, а при помощи другой ветви — на векторы $\overrightarrow{OB}$ и $\overrightarrow{BA}$ так, чтобы точки A, B, C были вершинами равностороннего треугольника. При этом $\alpha_1=\alpha_2=\pi/6$ [2]. Свободная экспоненциальная составляющая в ветви схемы расщепления затухает с постоянной времени τ [3]. Причем у одной ветви получается бóльшая $\tau_{max}=1/\omega \operatorname{tg} \pi/_6=5{,}5$ мс, а у другой — мéньшая $\tau_{min}=(\operatorname{tg} \pi/_6)/\omega=1{,}84$ мс постоянные времени.

Для сравнения с фильтром нижних частот следует принимать τ_{max}.

Второй способ (рис. 2) предполагает образование равностороннего треугольника OCO' или OBO'. При этом возможно выбрать катеты так, что в расчет принимается τ_{min}. Однако для сравнения следует использовать эквивалентную постоянную времени $\tau_{эк}$. Сторона треугольника CAB больше OCO' в $\sqrt{3}$ раз, но свободная составляющая в обоих способах одинакова. По первому способу свободная составляющая в ветви составляет 5 % установившегося через $3\tau_{min}$ значения, а по второму — через время $t_{эк}$, определяемое из выражения $\sqrt{3}\,e^{-\frac{t_{эк}}{\tau_{min}}}=0{,}05$, откуда

$$\tau_{эк}=\frac{\tau_{min}}{3}\ln\frac{\sqrt{3}}{0{,}05}=2{,}17 \text{ мс}.$$

Скорость появления установившегося значения сигнала на выходе фильтра также возможно характеризовать постоянной времени τ, которая зависит от коэффициента фильтрации $k_\omega = U_{1\omega}/U_{2\omega}$, где $U_{1\omega}$, $U_{2\omega}$ — напряжения частоты ω на входе и выходе фильтра соответственно.

При сравнении быстродействия значение k_ω должно быть таким, чтобы на выходе размах пульсации был не более чем у схемы расщепления, т. е. 14 %.

При оценке пульсации в расчет следует принимать только вторую гармонику на выходе двухполупериодного выпрямителя, так как более высокие гармоники быстро убывают, а коэффициент фильтрации их увеличивается. На выходе выпрямителя вторая гармоника по отношению к среднему значению составляет 0,667. Размах пульсации равен 14% (как у схемы расщепления), когда амплитуда второй гармоники на выходе фильтра составляет не более 7 % среднего значения. При этом $k_\omega \geqslant 9{,}5$.

Для однозвенного фильтра (рис. 3, *а*) $k_\omega = \sqrt{1+\omega^2\tau^2}$ [5]. Тогда при $k_\omega = 9{,}5$ для второй гармоники постоянная времени $\tau = 15$ мс. Это значительно больше, чем при использовании любой схемы расщепления.

У двухзвенного фильтра (рис. 3, *б*) [5]:

$$k'_\omega = \sqrt{\left(0{,}394\tau'_1\tau'_2 - 1\right)^2 + 0{,}394\left[\tau'_1\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)+\tau'_2\right]^2}; \quad (1)$$

$$\tau_{1,2} = \frac{2\tau'_1\tau'_2}{\tau'_1\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)+\tau'_2 \mp \sqrt{\left[\tau'_1\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)+\tau'_2\right]^2 - 4\tau'_1\tau'_2}}, \quad (2)$$

где

$$\tau'_1 = R_1C_1; \ \tau'_2 = R_2C_2. \quad (3)$$

Примем $\tau'_1 = \tau'_2 = 4{,}55$ мс; $C_2/C_1 = 0{,}2$; тогда, согласно (1) и (2), $k'_\omega = 9{,}5$; $\tau_1 = 7{,}1$ мс; $\tau_2 = 2{,}92$ мс

Сигнал на выходе двухзвенного фильтра нарастает по закону

$$u_{02}(t) = U_{02}\left[1 + A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right],$$

где U_{02} — среднее по модулю напряжение на выходе фильтра.

При оценке замедления следует принимать во внимание только τ_1, так как влияние τ_2 мало к моменту приближения сигнала к установившемуся значению. Согласно этому закону, для начального момента времени при условии $u_{02}(0) = 0$, получаем

$$|A_1| = \frac{1}{1+\left|\frac{A_2}{A_1}\right|}.$$

С учетом $|A_2/A_1| = \tau_2/\tau_1$ для данного конкретного примера $|A_1| = 1{,}66$. Время $t_э$, через которое сигнал на выходе фильтра будет отличаться на 5 % от установившегося значения, определяется из выражения $|A_1| e^{-\frac{t_э}{\tau_1}} = 0{,}05$, откуда

$$\tau_{эк} = \frac{t_э}{3} = \frac{\tau_1}{3}\ln\frac{|A_1|}{0{,}05}. \quad (4)$$

Для указанного примера двухзвенного фильтра $\tau_{эк} = 8{,}3$ мс.

Определители схемы трехфазного фильтра (рис. 3, *в*):

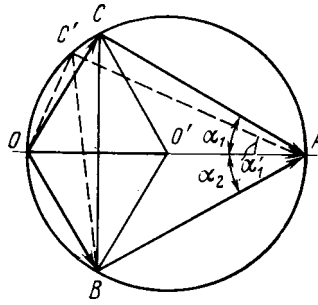
$$\Delta = \begin{vmatrix} R_1 + \frac{1}{pC_1} & -\frac{1}{pC_1} & 0 \\ -\frac{1}{pC_1} & R_2 + \frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2} & -\frac{1}{pC_2} \\ 0 & -\frac{1}{pC_2} & R_3 + \frac{1}{pC_2} + \frac{1}{pC_3} \end{vmatrix}; \quad (5)$$

$$\Delta_3 = \frac{U_1(p)}{p^2C_1C_2}. \quad (6)$$

С учетом (5) и (6) получаем формулу для коэффициента фильтрации трехфазного фильтра:

$$k'_\omega = \sqrt{\left(\omega^2 B - 1\right)^2 + \omega^2\left(C - \omega^2 A\right)^2},$$

Рис. 1. Диаграмма преобразования однофазного сигнала в трехфазный.



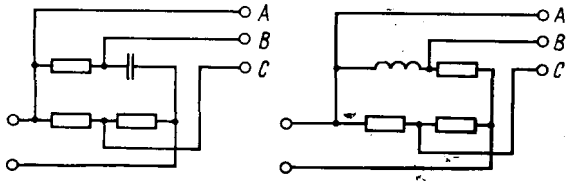


Рис. 2. Схемы расщепления напряжения с малыми постоянными времени: *а* — с применением конденсатора; *б* — с применением индуктивности.

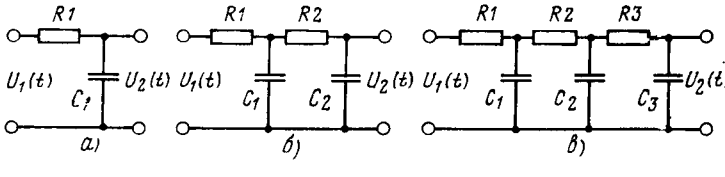


Рис. 3. Схемы фильтров нижних частот: *а* — однозвенный *б* — двухзвенный; *в* — трехфазный

где

$$A = \tau'_1\tau'_2\tau'_3; \ B = \tau'_1\left[\tau'_2\left(1+\frac{C_3}{C_2}\right)+\tau'_3\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)\right]+\tau'_2\tau'_3;$$

$$C = \tau'_1\left(1+\frac{C_2+C_3}{C_1}\right)+\tau_2\left(1+\frac{C_3}{C_2}\right)+\tau_3;$$

τ'_1; τ'_2; τ'_3 определяются аналогично (3).

Характеристическое уравнение трехфазного фильтра

$$PA + P^2B + PC = 0.$$

Для конкретного фильтра с $\tau'_1 = \tau'_2 = \tau'_3 = 2{,}8$ мс; $C_2/C_1 = C_3/C_2 = 0{,}2$ получим $k'_\omega = 9{,}5$; $p_1 = -0{,}178$; $p_2 = -0{,}398$; $p_3 = -0{,}58$. Тогда $\tau_1 = 5{,}62$ мс; $\tau_2 = 2{,}52$ мс; $\tau_3 = 1{,}72$ мс.

Аналогично для двухзвенного фильтра

$$|A_1| = \frac{1}{1-\left|\frac{A_2}{A_1}\right|+\left|\frac{A_3}{A_2}\right|}.$$

Численные значения корней p_1, p_2, p_3 определяют соотношения $\left|\frac{A_2}{A_1}\right|$, $\left|\frac{A_3}{A_2}\right|$ и значение $|A_1| = 2{,}66$.

Из выражения (4) получаем эквивалентную постоянную времени трехфазного фильтра $\tau_{эк} = 7{,}45$ мс. В примерах двухзвенного и трехзвенного фильтров номиналы элементов выбраны оптимальными с точки зрения быстродействия. Следовательно, пассивный активно-емкостный фильтр по быстродействию хуже схемы расщепления, хотя двухзвенный и в еще большей мере трехзвенный фильтр мало уступает схеме расщепления по другим параметрам.

В схемах рис. 3 предполагается заданным входное напряжение $u_1(t)$, а это значит, что если двухполупериодный выпрямитель подключен к источнику напряжения, то выход выпрямителя должен быть нагружен резистором $R_{н.в}$, сопротивление кото-

рого в 3—10 раз меньше сопротивления $R1$ фильтра. Если выпрямитель подключен к источнику тока, то резистор $R1$ и конденсатор C_1 фильтра соединяются параллельно и подключаются к выходу выпрямителя.

Для преобразователя со схемой расщепления отклонение параметров элементов схемы сказывается сильнее, чем для фильтра. Пусть, например, параметр элемента, определяющего вектор ОС (рис. 1), меньше на 10 % расчетного. Тогда размах пульсации напряжения составит 18,5 %.

Если у рассмотренного двухзвенного фильтра значение τ_1 уменьшить на 10 %, т. е. принять $\tau_1'=4{,}1$—мс. то по формуле (1) $k_\omega=8{,}67$. Вторая гармоника на выходе фильтра при этом равна 0,077, а размах пульсации — 15,4 %. Для схемы расщепления пульсации увеличилась в 1,32 раза, для фильтра — в 1,1 раза.

Таким образом, недостатком пассивного активно-емкостного фильтра нижних частот является несколько меньшее быстродействие. По остальным показателям он не уступает или превосходит схему расщепления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Фабрикант В. Л.** Основы теории построения измерительных органов релейной защиты и автоматики. — М.: Высшая школа, 1968.

2. **Фабрикант В. Л., Глухов В. П., Паперно Л. Б.** Элементы устройств релейной защиты и автоматики энергосистем и их проектирование. — М.: Высшая школа, 1974.

3. **Дорогунцев В. Г., Сараев Г. М.** Быстродействие измерительных органов дистанционной защиты линии. — Изв. вузов. Электромеханика, 1975, № 7.

4. **Лисовский В. К.** Параметр регулирования напряжения при несинусоидальной форме напряжения в распределительной сети. — В кн.: Регулирование напряжения в электрических сетях. — М.: Энергия, 1968.

5. **Сурвило И. К.** Преобразователь релейного измерительного органа тока. — Электрические станции, 1979, № 11.

[22.10.82]

◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆

УДК 621.313.323.016.25.017.001.24

Зависимость потерь активной мощности в синхронных машинах от их реактивной нагрузки

ОРЕЛ О. А.

Харьков

Потери на генерацию опережающей реактивной мощности синхронной электрической машиной (СМ) в инженерной практике рекомендуется [1] вычислять по формуле

$$P_q = D\frac{Q}{Q_н} + D_2\frac{Q^2}{Q_н^2}, \qquad (1)$$

где D_1, D_2 — величины, зависящие от технических параметров СМ и принимаемые постоянными в данном случае; Q, $Q_н$ — опережающая реактивная мощность синхронной машины и ее номинальное значение.

Значения D_1 и D_2 для некоторых серий СМ приведены в [1]. Следует отметить, что значения этих коэффициентов, приводимые в различных источниках, часто отличаются друг от друга на 30—50 %, а иногда и более чем в 2 раза. Неоднозначность D_1, D_2, а также их отсутствие для многих типов применяемых в настоящее время СМ, приводит к необходимости расчета этих значений, для чего необходима соответствующая методика.

В [2] получены соотношения для определения D_1 и D_2, однако при их выводе сделано допущение о постоянстве потерь в железе статора, что не соответствует реальным процессам в СМ. Кроме того, в [2] добавочные потери приняты зависящими только от квадрата тока статора, тогда как эта зависимость справедлива лишь для добавочных потерь в обмотках и не может быть распространена на добавочные потери в железе.

В [3] также получены соотношения для определения D_1 и D_2, однако при их выводе принято, что потери в статоре, определяемые реактивной мощностью зависят от квадрата этой мощности, тогда как зависимость потерь в статоре носит более сложный характер [4 и 5], поскольку содержит составляющие, пропорциональные не только квадрату реактивного тока, но и его первой степени.

Из сказанного вытекает, что приведенные в [2 и 3] соотношения дают результаты с погрешностью, определяемой принятыми допущениями. Как показывают расчеты, D_1, D_2, вычисленные по методике [2], могут отличаться от определенных по 3 в 1,5—2 раза. Наличие погрешности в значениях D_1, D_2 приводит к ошибкам в проектировании, нерациональной загрузке СМ реактивным током, перерасходу электроэнергии и т. д. Отметим попутно, что методики определения D_1, D_2 рассмотрены для случая, когда напряжение питающей сети равно номинальному. В реальных же установках равенство напряжения номинальному значению имеет место далеко не всегда. Так, по ГОСТ 13109—67 на зажимах электрических двигателей и аппаратов для их пуска и управления допускаются отклонения напряжения в пределах от —5 % до +10 % номинального. На практике длительные отклонения напряжения могут иметь и бóльшие значения.

В статье излагается методика определения D_1 и D_2, разработанная в УГПИ «Тяжпромэлектропроект». В отличие от [2], где потери в железе статора приняты неизменными, и [3], где потери в статоре, определяемые реактивной мощностью, приняты зависящими только от квадрата этой мощности, здесь основные потери в статоре и добавочные потери рассматриваются как сумма потерь, пропорциональных квадрату тока, и потерь, пропорциональных квадрату магнитного потока. Такое представление о потерях в бóльшей степени соответствует физической сущности процессов, происходящих в СМ, и позволяет получить более точные значения D_1 и D_2.

Полные потери в СМ

$$P_\Sigma = P_{мех} + P_{Cuc} + P_{Fec} + P_{Cuf} + P_\Delta. \qquad (2)$$

Рассмотрим каждую составляющую полных потерь и выразим их через составляющие тока статора. Механические потери $P_{мех}$ складываются из потерь на трение и вентиляцию. Эти потери не зависят от нагрузки СМ и остаются постоянными. Основные потери в меди трехфазной обмотки статора

$$P_{Cuc} = 3R_c I_c^2 = 3R_c\left[\left(I_c\cos\varphi^2\right) + \left(I_c\sin\varphi^2\right)\right] = P_{Cuc.н}\left(\beta^2\cos^2\varphi_н + \alpha^2\sin^2\varphi_н\right), \qquad (3)$$

где R_c — активное сопротивление фазы обмотки статора; I_c, $I_{c.н}$ — полный ток статора и его номинальное значение; $P_{Cuc.н} = 3R_c I_{c.н}$ — основные потери в обмотке статора при номинальном токе; $\beta = \dfrac{I_c\cos\varphi}{I_{c.н}\cos\varphi_н}$ — степень нагрузки СМ по активному току; $\alpha = \dfrac{I_c\sin\varphi}{I_{c.н}\sin\varphi_н}$ — степень загрузки СМ по реактивному току; $\cos\varphi$, $\cos\varphi_н$ — коэффициент мощности СМ и его номинальное значение.

В соответствии с ГОСТ 10169 потери холостого хода СМ, определенные при напряжении, отличающемся от номинального, должны приводиться к номинальному напряжению пропорционально отношению квадратов этих напряжений. Из этого вытекает, что в режимах нагрузки основные потери в железе следует пересчитывать пропорционально отношению квадратов соответствующих магнитных потоков:

$$P_{Fec} = P_{Fec.o}\frac{\Phi^2}{\Phi_0^2}, \qquad (4)$$

где $P_{Fec.o}$ — основные потери в железе статора в режиме холостого хода при номинальном напряжении сети; Φ_0, Φ — магнитный поток в железе статора в режиме холостого хода при номинальном напряжении сети и в рассматриваемом режиме.

Принимая во внимание пропорциональную зависимость между магнитным потоком и э. д. с. в зазоре, можно привести

уравнение (4) к следующему виду:

$$P_{\text{Fec}} = P_{\text{Fec.o}}\left(\frac{E_\delta}{E_{\delta 0}}\right)^2, \quad (5)$$

где $E_{\delta 0}$, E_δ — э. д. с. в зазоре в режиме холостого хода при номинальном напряжении сети и в рассматриваемом режиме.

При работе СМ с активной нагрузкой и опережающей реактивной мощностью, можно, как это следует из рассмотрения векторной диаграммы, выразить э. д. с. в зазоре следующим приближенным равенством:

$$E_\delta = U_c + X_\sigma I_c \sin\varphi + R_c I_c \cos\varphi \quad (6)$$

Пренебрегая величиной $R_c I_c \cos\varphi$, которая обычно не превышает 1 % номинального напряжения сети, и переходя к относительным единицам, преобразуем уравнение (6) к следующему виду:

$$E_\delta = U_{c.н}(u + x_\sigma \alpha \sin\varphi_н), \quad (7)$$

где $U_{c.н}$ — номинальное напряжение сети; $u = \frac{U_c}{U_{c.н}}$ — относительное значение напряжения сети в рассматриваемом режиме; X_σ, x_σ — индуктивность рассеяния обмотки статора и ее относительное значение.

Подставляя выражение (7) в (5) и учитывая $E_{\delta 0} = U_{c.н}$, получим

$$P_{\text{Fec}} = P_{\text{Fec.o}}(u + x_\sigma \alpha \sin\varphi_н)^2. \quad (8)$$

Потери в меди обмотки возбуждения

$$P_{\text{Cu}\,f} = R_f I_f^2 = P_{\text{Cu}f\text{н}}\left(\frac{I_f}{I_{f\text{н}}}\right)^2, \quad (9)$$

где R_f — активное сопротивление обмотки возбуждения; I_f, $I_{f\text{н}}$ — ток возбуждения и его номинальное значение; $P_{\text{Cu}f\text{н}} = R_f I_{f\text{н}}^2$ — номинальные потери в обмотке возбуждения.

В [3] показано, что ток возбуждения СМ независимо от степени насыщения ее магнитной системы

$$I_f^2 = I_{f0}^2(1 + \alpha x_d \sin\varphi_н)^2 + \beta^2 I_{fa.н}^2, \quad (10)$$

где I_{f0} — ток возбуждения в режиме холостого хода при номинальном напряжении сети; x_d — относительное синхронное реактивное сопротивление СМ по продольной оси; $I_{fa.н}$ — ток возбуждения в режиме, когда ток статора равен номинальному и является чисто активным,

$$I_{fa.н}^2 = I_{f\text{н}}^2 - I_{f0}^2(1 + x_d \sin\varphi_н)^2. \quad (11)$$

Анализ выражения (10) показывает, что ток возбуждения СМ можно представить как гипотенузу прямоугольного треугольника, один из катетов которого пропорционален активной составляющей тока статора, а второй катет является алгебраической суммой двух величин, одна из которых пропорциональна реактивной составляющей тока статора, а вторая равна току возбуждения в режиме холостого хода при номинальном напряжении сети. На основании такого представления можно, приняв характеристику холостого хода линейной, преобразовать выражение (10) к более общему виду:

$$I_f^2 = I_{f0}^2(u + \alpha x_d \sin\varphi_н)^2 + \beta^2 I_{fa.н}^2, \quad (12)$$

позволяющему определить ток возбуждения не только при номинальном напряжении сети, но и при напряжениях u, отличающихся от номинального.

Подставив теперь выражение (11) в (12), можно получить выражение для определения тока возбуждения СМ при различных степенях ее загрузки реактивным током α, активным током β и напряжений сети u:

$$I_f = I_{f\text{н}}\sqrt{k_{f0}^2(u + \alpha x_d \sin\varphi_н)^2 + \beta^2\left[1 - k_{f0}^2(1 + x_d \sin\varphi_н)^2\right]}, \quad (13)$$

где $k_{f0} = \frac{I_{f0}}{I_{f\text{н}}}$.

Подставив теперь выражение (13) в (9), получим зависимость потерь в обмотке возбуждения от режима СМ:

$$P_{\text{Cu}f} = P_{\text{Cu}f\text{н}}\left\{k_{f0}^2(u + \alpha x_d \sin\varphi_н)^2 + \beta^2\left[1 - k_{f0}^2(1 + x_d \sin\varphi_н)^2\right]\right\}. \quad (14)$$

В отличие от рассмотренных выше основных потерь, определяемых основными механическими и электромагнитными процессами в СМ, добавочные потери связаны с проявлением вторичных процессов электромагнитного характера и возникают, как известно, в результате зубчатости статора и пульсаций магнитного потока в воздушном зазоре, наличия высших гармонических составляющих в кривых м. д. с. статора и ротора, вытеснения тока в проводниках обмотки статора и т. п. В соответствии с [6], добавочные потери P_Δ в любом режиме СМ можно представить как сумму добавочных потерь номинального холостого хода $P_{\Delta 0}$, пересчитанных пропорционально отношению квадратов э. д. с., и добавочных потерь номинального короткого замыкания $P_{\Delta\text{к}}$, пересчитанных пропорционально отношению квадратов тока статора

$$P_\Delta = P_{\Delta 0}\left(\frac{E_\delta}{E_{\delta 0}}\right)^2 + P_{\Delta\text{к}}\left(\frac{I_c}{I_{c.н}}\right)^2. \quad (15)$$

После несложных преобразований получим:

$$P_\Delta = P_{\Delta 0}(u + \alpha x_\sigma \sin\varphi_н)^2 + P_{\Delta\text{к}}(\beta^2\cos^2\varphi_н + \alpha^2\sin^2\varphi_н). \quad (16)$$

Анализ (2) после подстановки в него (3), (8), (14), (15) и (16) показывает, что полные потери СМ зависят от составляющих тока статора. Выбрав составляющие, содержащие α и α^2, выразим потери в СМ, зависящие только от реактивной составляющей тока статора:

$$P_q = D_1 u\alpha + D_2\alpha^2; \quad (17)$$

$$D_1 = 2\left[\left(P_{\text{Fec.o}} + P_{\Delta 0}\right)x_\sigma + P_{\text{Cu}f\text{н}}k_{f0}^2 x_d\right]\sin\varphi_н; \quad (18)$$

$$D_2 = \left[\left(P_{\text{Cu c.н}} + P_{\Delta\text{к}}\right) + \left(P_{\text{Fe c.o}} + P_{\Delta 0}\right)x_\sigma^2 + P_{\text{Cu}f\text{н}}k_{f0}^2 x_d^2\right]\sin^2\varphi_н. \quad (19)$$

Формулы (18) и (19) позволяют вычислить значения D_1 и D_2 по данным, приводимым в формулярах или паспортах машин. Исключение могут составить потери в железе, а также добавочные потери холостого хода и короткого замыкания, которые за редким исключением в формулярах и паспортах СМ не приводятся, но могут быть дополнительно получены от заводов-изготовителей по отдельному запросу. При этом следует иметь в виду, что обычно основные потери холостого хода в железе статора $P_{\text{Fec.o}}$ и добавочные потери $P_{\Delta 0}$ при расчете СМ объединяются, а при испытаниях измеряются совместно (не разделяются), что учтено в формулах (18) и (19), где слагаемые упомянутых потерь объединены круглыми скобками.

Следует иметь в виду, что соотношения (1) и (17) применимы лишь для синхронных двигателей и синхронных генераторов. Это обстоятельство специально не оговорено в [1], однако объясняется тем, что выделение потерь, непосредственно связанных лишь с реактивной составляющей тока статора, из общих потерь в СМ имеет смысл лишь для двигателей и генераторов, где остальные потери можно отнести к издержкам, связанным с выполнением этими машинами своего основного назначения: преобразованием электрической энергии в механическую и наоборот. Что же касается синхронных компенсаторов, то их единственным назначением является «генерация» реактивной энергии, и поэтому разделение потерь на связанные и несвязанные с реактивным током здесь лишено всякого смысла.

Положив $\beta = 0$ и $\sin\varphi_н = 1$, получим следующее выражение для определения потерь активной мощности в синхронных компенсаторах:

$$P_q = D_1 u\alpha + D_2\alpha^2 + P_{\text{мех}} + \left(P_{\text{Fec.o}} + P_{\Delta_0}\right)u^2 + P_{\text{Cu}f\text{н}}k_{f0}^2 u^2. \quad (20)$$

где

$$D_1 = 2\left[\left(P_{\text{Fec.o}} + P_{\Delta 0}\right)x_\sigma + P_{\text{Cu}f\text{н}}k_{f0}^2 x_d\right]; \quad (21)$$

$$D_2 = \left[\left(P_{\text{Cuc.н}} + P_{\Delta\text{к}}\right) + \left(P_{\text{Fec.o}} + P_{\Delta 0}\right)x_\sigma^2 + P_{\text{Cu}f\text{н}}k_{f0}^2 x_d^2\right]. \quad (22)$$

Если x_d неизвестно, можно воспользоваться следующими формулами:

$$D_1 = 2\left[\left(P_{\text{Fec.o}} + P_{\Delta 0}\right)x_\sigma + P_{\text{Cu}f\text{н}}\left(k_{f0} - k_{f0}^2\right)\right], \quad (23)$$

$$D_2 = \left[\left(P_{\text{Cuc.н}} + P_{\Delta\text{к}}\right) + \left(P_{\text{Fec.o}} + P_{\Delta 0}\right)x_\sigma^2 + P_{\text{Cu}f\text{н}}\left(1 - k_{f0}\right)^2\right]. \quad (24)$$

Формулы (23) и (24) получены исходя из условия возможности выражения тока возбуждения синхронного компенсатора

Сообщения

УДК 621.311.153.001.57

Вероятностное моделирование расчетных электрических нагрузок промышленных установок

ЖЕЖЕЛЕНКО И. В., доктор техн. наук, СТЕПАНОВ В. П., канд. техн. наук, БЫХОВСКАЯ О. В., инж.
Жданов, Куйбышев

Метод вероятностного (аналитического) моделирования расчетных электрических нагрузок промышленных установок предложен в [1]. В основу метода положено известное из теории вероятностей [2] правило трех сигм. Согласно этому правилу для марковского стационарного случайного процесса $P(t)$, описываемого корреляционной функцией вида

$$R(\tau) = R(0)\exp(-|\tau|/T_к), \qquad (1)$$

в [1] получено следующее выражение для коэффициента максимума $K_м$ нагрузки:

$$K_м = (\bar{P} + \beta_1\sigma_\theta)/\bar{P} =$$

$$= 1 + \frac{\xi}{\gamma}\beta_1\sqrt{2}\sqrt{K_ф^2 - 1}\sqrt{e^{-\gamma/\xi} - 1 + \frac{\gamma}{\xi}}, \qquad (2)$$

где $\bar{P}$ — среднее значение случайного процесса $P(t)$ нагрузки; σ_θ — стандарт графика нагрузки на интервале осреднения θ; β_1 — статистический коэффициент (кратность уклонения стандарта нагрузки σ_θ от $\bar{P}$); $K_ф$ — коэффициент формы графика нагрузки; $\gamma = \theta/T_0$ — относительное значение интервала осреднения θ, графика в долях постоянной времени нагрева проводника T_0; $\xi = T_к/T_0$ — относительное значение постоянной времени затухания корреляционных связей $T_к$ графика нагрузки в долях постоянной времени нагрева проводника.

Анализ (2) показывает, что коэффициент максимума $K_м$ нагрузки при одних и тех же характеристиках $\bar{P}$ и σ стационарного процесса $P(t)$ определяется законом распределения вероятностей $\varphi(P)$ и видом корреляционной функции $R(\tau)$ графика нагрузки. При известном законе распределения вероятностей $\varphi(P)$ нагрузки (известном соотношении граничной вероятности E_x и статистического коэффициента β_1 расчетный максимум определяется видом корреляционной функции $R(\tau)$ графика нагрузки [3]. Однако выражение (2) позволяет получить $K_м$, согласно [1], с допустимой погрешностью ±10 % только для графиков нагрузки с корреляционной функцией $R(\tau)$ вида (1).

В настоящей статье приводятся математические модели расчетного максимума нагрузки для графиков промышленных установок, вид корреляционных функций которых отличается от (1).

Вероятностное моделирование расчетных нагрузок графиков с корреляционной функцией вида $R(\tau) = R(0)\exp(-|\tau|/T_к)\times\cos\beta\tau$.

Математической моделью электрических нагрузок дуговых сталеплавильных печей, буровых установок, углесосных станций, буровых машин угольных шахт, коммунально-бытовых потребителей электроэнергии [4—8] является стационарный случайный процесс $P(t)$ с корреляционной функцией вида:

$$R(\tau) = R(0)\exp(-|\tau|/T_к)\cos\beta\tau, \qquad (3)$$

в которой косинусоидальная составляющая случайного процесса $P(t)$ обусловлена повторяемостью технологических операций.

Дисперсия DP_θ случайного процесса $P(t)$ нагрузки определится известной из теории нагрузки формулой:

$$DP_\theta = \sigma_\theta^2 = \frac{2}{\theta^2}\int_0^\theta d\tau\int_0^\tau R(\tau)\,d\tau. \qquad (4)$$

Для стационарной модели с учетом (3) из (4) получается следующее выражение для относительной величины σ_θ/σ стандарта σ_θ осредненного графика нагрузки:

$$\frac{\sigma_\theta}{\sigma} = \frac{\xi\sqrt{2}}{\gamma(1+k^2)}\sqrt{\frac{\gamma}{\xi}(1+k^2) + e^{-\gamma/\xi}\left[(1-k^2)\cos\frac{k\gamma}{2} - 2k\sin\frac{k\gamma}{\xi}\right] - (1-k^2)}, \qquad (5)$$

где σ — стандарт нагрузки неосредненного графика;
$k = T_к\beta = T_к/T_п$ — относительное значение постоянной времени

зависимостью

$$I_f = uI_{f0} + (I_{fн} - I_{f0})\alpha, \qquad (25)$$

которая основана на пренебрежении величиной поперечной составляющей реакции якоря (ввиду ее малости) и, как следствие, общепринятом допущении о том, что реакция якоря синхронного компенсатора имеет продольное направление.

Пример. Определим потери в синхронном двигателе типа СДСЗ-19-59-16, 7500 кВт, 375 об/мин (одного из главных приводов прокатного стана 1700) на генерацию опережающей реактивной мощности в номинальном режиме

Исходные данные: $U_{с.н}=10$ кВ; $I_{с.н}=560$ А; $\cos\varphi_н=0{,}8$ (опережающий); $I_{f0}=267$А; $I_{fн}=550$ А; $R_с=0{,}0433$ Ом; $R_f=0{,}169$ Ом; $x_d=1{,}125$ $x_\sigma=0{,}126$, $P_{Fec.o}+P_{Δ0}=115$ кВт, $P_{Δк}=36{,}5$ кВт.

В соответствии с изложенной в данной статье методикой: $k_{f0}=0{,}485$; $\sin\varphi_н=0{,}6$; $P_{Cuc.н}=50{,}5$ кВт; $P_{Cufн}=63{,}4$ кВт; $D_1=37{,}6$ кВт; $D_2=38{,}8$ кВт.

Потери в двигателе на генерацию опережающей реактивной мощности в номинальном режиме $D_1+D_2=76{,}4$ кВт.

Для сравнения определим D_1+D_2 по методике, изложенной в [2]:

$$k_1 = \sqrt{\frac{1+\beta^2x_d^2\cos^2\varphi_н}{1+x_d^2+2x_d\sin\varphi_н}} = 0{,}706;$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{1+x_d^2(1-\beta^2\cos^2\varphi_н)+2x_d\sin\varphi_н-1}{x_d\sin\varphi_н}} = 1;$$

$$D_1 = \frac{2P_{Cufн}k_1(1-k_1)}{\alpha} = 26{,}3\text{ кВт};$$

$$D_2 = (P_{Cusн}+P_{Δк})\sin^2\varphi_н + \frac{P_{Cufн}(1-k_1)^2}{\alpha^2} = 36{,}8\text{ кВт};$$

$$D_1+D_2 = 63{,}1\text{ кВт}.$$

По методике, изложенной в [3]:

$$D_1 = 2k_{f0}^2P_{Cufн}x_d\sin\varphi_н = 20{,}2\text{ кВт};$$

$$D_2 = \left[(P_{Fes0}+P_{Δ0}+P_{Cusн}+P_{Δк})+k_{f0}^2P_{fн}x_d^2\right]\sin^2\varphi_н = 79{,}6\text{ кВт};$$

$$D_1+D_2 = 99{,}8\text{ кВт}.$$

Приняв за базу результат, полученный по предлагаемой методике, видим, что для рассмотренного двигателя расчет по [2] приводит к занижению потерь примерно на 17 %, а расчет по методике [3] — к завышению около 30 %.

Из рассмотренного примера видно, что уточнение, вносимое предложенной методикой, существенно и с ним в практических расчетах следует считаться.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Указания** по компенсации реактивной мощности в распределительных сетях. — М.: Энергия, 1974.
2. **Сыромятников И. А.** Зависимость потерь активной мощности в синхронных машинах от их реактивной нагрузки. — Электричество, 1961, № 3.
3. **Першина Л. М., Першин Ю. С.** Расчет тока возбуждения и потерь в синхронных машинах в зависимости от характера нагрузки. — Электричество, 1978, № 3.
4. **Орел О. А.** О регулировании быстродействующих синхронных компенсаторов. — Электричество, 1974, № 2.
5. **Орел О. А.** Регулирование реактивной мощности крупного синхронного двигателя. — Электричество, 1976, № 3.
6. **Данилевич Я. Б., Кашарский Э. Г.** Добавочные потери в электрических машинах. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963

[23.03.82]

Наименование установок	Параметры случайного процесса		
	$T_к$, с	β	k
Дуговые сталеплавильные печи ДСП-200	$33 \cdot 10^{-2}$	6,6	2,1
Буровые установки: мягкие, абразивные породы	$27 \cdot 10^{2}$	$2{,}3 \cdot 10^{-3}$	6,32
Углесосные станции	$41{,}6 \cdot 10^{-1}$	$4{,}83 \cdot 10^{-1}$	2,03
Портальные краны речных портов: навалочный груз	45,8	$5{,}2 \cdot 10^{-1}$	2,38

затухания корреляционных связей $T_к$ графика в долях периода колебательности $T_п$ случайного процесса $P(t)$ нагрузки.

Коэффициент максимума $K_м$ нагрузки, согласно правилу трех сигм,

$$K_м = 1 + \frac{\beta_1 \xi \sqrt{2}}{\gamma (1+k^2)} \sqrt{K_ф^2 - 1} \times$$
$$\times \sqrt{\frac{\gamma}{\xi}(1+k^2) + e^{-\gamma/\xi}\left[(1-k^2)\cos\frac{k\gamma}{\xi} - 2k\sin\frac{k\gamma}{\xi}\right] - (1-k^2)}. \quad (6)$$

Анализ выражения (6) проводился на ЦВМ путем расчета коэффициента максимума $K_м$ в зависимости от коэффициента формы $K_ф$ графика для $\xi=0{,}05$ и $\xi=1$. При расчете относительное значение интервала осреднения в долях постоянной времени нагрева проводника γ определялось по рекомендациям [9]. Значения параметров случайных процессов $P(t)$ изменения нагрузки для различных установок и потребителей, заимствованные из [4—8], приведены в таблице. Для удобства сопоставления выражений (2) и (6) статистический коэффициент β_1, как и в [1], принят равным трем. Изменение коэффициентов максимума $K_м$ нагрузки в функции $K_ф$ и ξ при $k=0$, $k=2{,}1$ и $k=6{,}32$ показано на рис. 1 и 2. Из приведенных иллюстраций видно, что кривые $K_м$, значения которых определялись по (6) с учетом параметра k случайного процесса $P(t)$, идут в основном значительно ниже, чем кривые $K_м$, значения которых определялись по (2), т. е. при $k=0$.

Численный анализ выражения для коэффициентов максимума $K_м$, приведенный по (6) показал, что при $\gamma/\xi>3$ выражение (6) значительно упрощается:

$$K_м = 1 + \frac{\beta_1 \xi \sqrt{2}}{\gamma (1+k^2)} \sqrt{K_ф^2 - 1} \sqrt{\frac{\gamma}{\xi}(1+k^2) - (1-k^2)}. \quad (7)$$

Вероятностное моделирование расчетных нагрузок графиков с корреляционной функцией вида $R(\tau)=R(0)\exp(-|\tau|/T_к)\times$ $\times\left(\cos\beta\tau - \frac{1}{\beta T_к}\sin\beta\tau\right)$. Результаты экспериментальных исследований, приведенные в [10], свидетельствуют, что графики электрических нагрузок портальных кранов речных портов описываются корреляционной функцией вида:

$$R(\tau) = R(0)\exp(-|\tau|/T_к)\left(\cos\beta\tau - \frac{1}{\beta T_к}\sin\beta\tau\right). \quad (8)$$

Подставляя (8) и (4), получим следующее выражение для относительной величины σ_θ/σ стандарта σ_θ осредненного графика нагрузки:

$$\frac{\sigma_\theta}{\sigma} = \frac{\xi\sqrt{2}}{\gamma(1+k^2)} \times$$
$$\times \sqrt{e^{-\gamma\xi}\left[-\left(k+\frac{1}{k}\right)\sin\frac{k\gamma}{\xi} - (k^2+1)\cos\frac{k\gamma}{\xi}\right] + k^2 + 1}. \quad (9)$$

Тогда коэффициент максимума нагрузки для графиков с корреляционной функцией вида (8)

$$K_м = 1 + \frac{\beta_1 \xi \sqrt{2}}{\gamma (1+k^2)} \sqrt{K_ф^2 - 1} \times$$
$$\times \sqrt{e^{-\gamma\xi}\left[-\left(k+\frac{1}{k}\right)\sin\frac{k\gamma}{\xi} - (k^2+1)\cos\frac{k\gamma}{\xi}\right] + k^2 + 1}. \quad (10)$$

Анализ (10) проводился на ЦВМ путем расчета коэффициента максимума $K_м$ в зависимости от $K_ф$ графика для $\xi=0{,}05$ и $\xi=1$. Изменение $K_м$ в функции $K_ф$ и ξ при $k=0$ и $k=2{,}38$ показано на рис. 3. Из рис. 3 видно, что кривые $K_м$, значения которых определялись по (10), идут значительно ниже, чем кривые $K_м$, значения которых определялись по (2). Анализ (10) показывает, что при $\gamma/\xi>3$, выражение (10) упрощается:

$$K_м = 1 + \frac{\beta_1 \xi \sqrt{2}}{\gamma (1+k^2)} \sqrt{K_ф^2 - 1} \sqrt{k^2+1}. \quad (11)$$

Оценка влияния вида корреляционной функции графика на величину расчетного максимума нагрузки. Влияние корреляционных функций видов (3) и (8) графиков на расчетный максимум нагрузки оценивалось путем вычисления погрешностей δ между $K_м$, определяемым по (2), и $K_м$, определяемым по (6) и (10). Вычисление погрешностей производилось по выражению:

$$\delta = \left(\frac{K_{м,(2)}}{K_{м,(6),(10)}} - 1\right) 100\%, \quad (12)$$

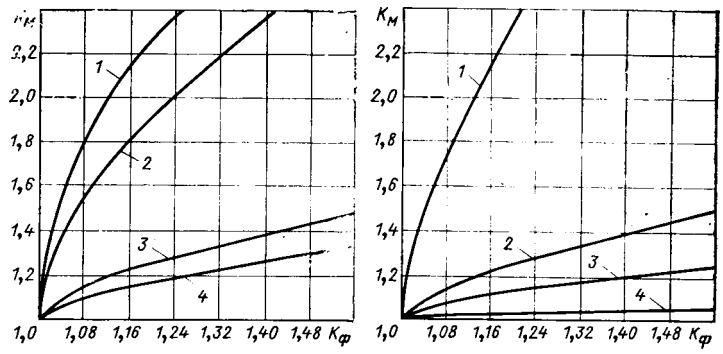


Рис. 1. Кривые $K_м$ графиков нагрузки дуговплавильных печей ДСП-200: *1, 3* — для графиков с корреляционной функцией вида (1) при $\xi=1$ и $\xi=0{,}05$; *2, 4* — то же, но с корреляционной функцией вида (3)

Рис. 2. Кривые $K_м$ графиков нагрузки буровых установок: *1, 3* — для графиков с корреляционной функцией вида (1) при $\xi=1$ и $\xi=0{,}05$; *2, 4* — то же но, с корреляционной функцией вида (3)

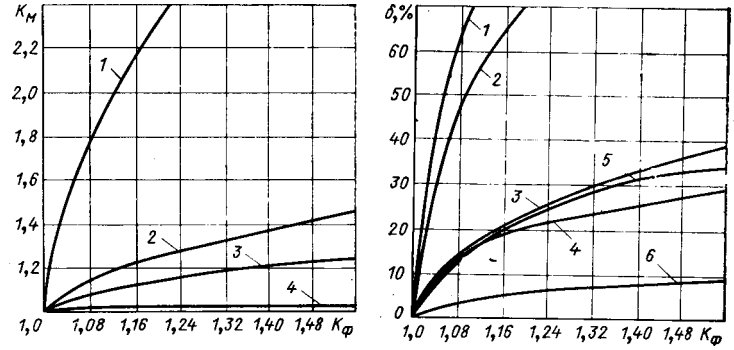


Рис. 3. Кривые $K_м$ графиков нагрузки портальных кранов речных портов: *1, 3* — для графиков с корреляционной функцией вида (1); при $\xi=1$ и $\xi=0{,}05$; *2, 4* — то же, но с корреляционной функцией вида (8).

Рис. 4. Кривые погрешностей в определении расчетного максимума нагрузки: *1, 3* — для портальных кривых речных портов; *2, 5* — для буровых установок; *4, 6* — для дуговплавильных печей ДСП-200

где $K_{м,(2),(6),(10)}$ — значения коэффициентов максимума, определенные по выражениям (2), (6), (10) соответственно.

Кривые погрешностей δ, построенные по данным таблицы и изображенные на рис. 4, позволяют сделать вывод, что погрешность в определении $K_м$ зависит от параметров k и ξ случайного процесса $P(t)$ нагрузки. Численный анализ погрешностей позволяет отметить следующее.

Использование (2) для оценки расчетного максимума графиков нагрузки с корреляционными функциями вида (3) возможно при $\xi \leqslant 0{,}1$ и $k \leqslant 1$, когда не наблюдается явного преобладания одного параметра (β) случайного процесса $P(t)$ над другим ($T_к$). При $k>1$ и $\xi>0{,}1$ выражение (2) для графиков с корреляционными функциями вида (3) уже при $K_ф \geqslant 1{,}05$ приводит к погрешности, превышающей допустимую. Расчетный максимум нагрузки для графиков с корреляционной функцией вида (8) при $k<1$ и $\xi<0{,}05$ допустимо определять по (2). Однако использование (2) при $k \geqslant 1$ и $\xi \geqslant 0{,}05$ приводит в определении $K_м$ к погрешности, превышающей ± 10 %, уже при $K_ф = 1{,}05$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Каялов Г. М.** Теория случайных процессов и расчет нагрузок заводских электрических сетей. — Изв. вузов. Электромеханика, 1961, № 12

2. **Вентцель Е. С.** Теория вероятностей. — М.: Наука, 1969.

3. **Дмитриева Е. Н.** Определение статистических коэффициентов при расчете пиков и впадин процессов в заводских электрических сетях. — Изв. вузов. Электромеханика, 1979, № 12.

4. **Смелянский М. Я., Минеев Р. В.** Влияние дуговых электропечей на системы электроснабжения. — М.: Энергия 1975.

5. **Исследование** электрических нагрузок буровых установок Б. Д. Щукин, В. П. Степанов, С. Ф. Миронов и др. — Изв. вузов. Энергетика, 1975, № 8.

6. **Степанчук А. С.** Статистический анализ нагрузок углесосных станций с целью разработки системы централизованного контроля. — В кн.: Научно-исследовательские работы в области электроэнергетики и технической кибернетики. — Изд. Донецкого политехнич. ин-та, 1970.

7. **Мартынов А. М.** Некоторые закономерности изменения нагрузок электродвигателей буровых машин. — В кн.: Механизация горных работ на угольных шахтах. — Изд. Тульского политехн. ин-та, 1976.

8. **Фокин Ю. А.** Исследование случайных процессов изменения нагрузок городских сетей. — Изв. АН. Энергетика и транспорт, 1970, № 6.

9. **Жежеленко И. В., Степанов В. П.** Оценка интервала осреднения при определении расчетных нагрузок. — Электричество, 1980, № 11.

10. **Шошмин Б. А.** Исследование особенностей электрических нагрузок и разработка методов их расчета для портальных кранов речных портов: Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук Л., 1974. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования РСФСР, Ленингр. института водного транспорта.

[01.04.82]

УДК 621.313.333.001.24

Расчет пусковых параметров асинхронного двигателя с прямыми пазами

ПОПОВ П. Г., ШУМИЛОВ Ю. А.

Киев

Определение параметров короткого замыкания асинхронного двигателя (АД) с беличьей клеткой — одна из наиболее сложных задач в теории установившихся режимов электрических машин. Сложность электромагнитных явлений при пуске АД — неопределенность путей результирующего потока, резко выраженное насыщение отдельных элементов магнитопровода, вытеснение тока в стержнях ротора — является причиной того, что до сих пор отсутствует единый подход к определению насыщенных параметров короткого замыкания. Обзор важнейших работ по этой проблеме приведен в [1]. Все применяемые методы основаны на более или менее грубой схематизации явлений, представления о которых у различных авторов не всегда совпадают. В этой связи не утратил актуальности поиск метода, свободного от априорных суждений о путях потока, не требующего заметной идеализации геометрических особенностей АД и кривой намагничивания конкретной стали, учитывающего одновременно насыщение и вытеснение.

Метод, удовлетворяющий в полной мере всем этим требованиям, должен базироваться на численном расчете электромагнитного поля машины. Разработанный алгоритм расчета пусковых параметров АД основан на анализе поля методом конечных элементов (МКЭ), легко позволяющим отобразить сложную геометрию зубцовой зоны машины с литой обмоткой ротора.

Основные допущения, принятые при расчете: поле в активной части АД плоскопараллельное; токи синусоидальны во времени; магнитная проницаемость стали представлена в виде некоторой постоянной во времени, зависящей от амплитуды индукции.

Важная особенность, усложняющая полевую задачу, состоит в том, что токи стержней обмотки ротора взаимосвязаны и являются функцией не только поля в поперечном сечении машины, но также активного сопротивления и потоков рассеяния лобовых частей вторичной обмотки. Это значит, что даже при плоскопараллельном поле в активной части АД задача содержит элементы трехмерности. Указанная особенность не учтена в [2], где плотность J индуктируемого в роторе тока считается пропорциональной скорости изменения векторного магнитного потенциала A в этой же точке сечения АД. Это может привести не только к количественным ошибкам, но и к противоречащей физике картине поля (когда, например, интегралы A и J по всем стержням оказываются не равными нулю). Если вторичные токи находить чисто цепным методом (как в [3]), итерационно согласовывая токи стержней с потоками межстержневых контуров, то интегральные свойства обмотки соблюдаются, но не удается учесть эффект вытеснения тока в стержнях, что позволяет метод [2].

Подход, описанный в [4], позволяет совместить указанные достоинства без заметного усложнения реализации задачи.

Из теории поля известно, что J в стержне может быть выражена через A с точностью до постоянной — градиента электродинамического потенциала φ (не учитываемого в [2]):

$$\underline{J} = \gamma\,(-j\omega\underline{A} - \partial\underline{\varphi}/\partial z). \qquad (1)$$

Анализ показал, что вторым членом (называемым потенциальным в отличие от первого — вихревого) можно пренебречь лишь при выполнении следующих условий: клетка симметрична; сопротивления колец стремятся к нулю; интеграл $\underline{A}$ по сечению всех стержней равен нулю. При равномерном зазоре и целом числе пазов статора в полюс и фазу на выполнение последнего условия можно рассчитать только тогда, когда число роторных пазов z_2 кратно числу полюсов $2p$. Напротив, если z_2/p — нечетное, то необходимость учета электрической связи стержней кольцами ясна даже без точного анализа поля (так как в этом случае индукция в зазоре АД содержит гармоники с числом пар полюсов, кратным z_2).

Метод [4] устанавливает, что между потенциальной и вихревой составляющими (1) существует однозначная связь, выводимая из интегральных уравнений, характеризующих обмотку ротора в целом. Применительно к данной задаче основные положения метода таковы: ток стержня можно представить пучком параллельных токовых нитей, сходящихся в узлы на концах стержня; первый член (1) имеет смысл включенной в нить э.д.с.; по отношению к кольцам каждый i-й стержень может быть охарактеризован омическим сопротивлением r и эквивалентной э.д.с.

$$\underline{E}_{ci} = \frac{-j\omega l}{s_п}\int_{s_п} \underline{A}\,dx\,dy, \qquad (2)$$

где $s_п$ — площадь сечения стержня; l — его длина.

Градиент φ каждого стержня определяется разностью потенциалов его концов. При известных параметрах колец и схеме обмотки методами теории цепей всегда может быть установлена связь

$$(\text{grad}\,\underline{\varphi})_i = \sum_j \underline{R}_{i,j}\, \underline{E}_{cj}/l;\ i, j = 1, 2, \ldots,\ z_2, \qquad (3)$$

где $\underline{R}_{i,j}$ — постоянные цепи, выведенные в приложении (они являются функцией z_2, r и сопротивлений элементов колец ротора $\underline{Z}_{кл}$).

Таким образом, градиенты стержней φ по (3) и (2) являются трудно прогнозируемой линейной комбинацией магнитных потенциалов всех узлов, относящихся к сечению обмотки ротора. С ростом $Z_{кл}$ сумма (3) приближается к $\underline{E}_{ci}$. Особенно значительна она при указанных неблагоприятных z_2.

Приведение (1) к узлам конечноэлементной сети позволяет сформировать систему алгебраических уравнений, описывающую поле ансамбля конечных элементов

$$([K] + j\omega([L] + [\underline{M}]))\{\underline{A}\} = \{\underline{C}_0\}, \qquad (4)$$

где матрица $[K]$ учитывает магнитные свойства модели; $[L]$ определяется первым членом (1); $[\underline{M}]$ — вторым.

Структура всех матриц для модели из симплекс-треугольников показан в [4]; алгоритм их формирования вполне универсален. Матрица $[\underline{M}]$ определяется данными о сети элементов и матрицей $[\underline{R}]$, отражающей трехмерные свойства токовых контуров в роторе (см. приложение). Правая часть (4) заполнена известными узловыми токами. В рассматриваемой задаче можно задаться токами в статорной обмотке.

Учет аксиальной неоднородности магнитопровода. В традиционных уравнениях двумерного поля не учтены те обстоятельства, что магнитопровод АД шихтуется из листовой стали, а длина пакета ротора l_2 иногда больше длины пакета статора l_1. При составлении уравнений МКЭ примем длину одного из элементов магнитопровода (активную длину, вдоль которой равномерно распределен поток) базовой. Лишь для этого элемента истинно $\overline{B}=\text{rot}\overline{A}$. Для других участков магнитной системы

$$B_x = (\partial A/\partial y)/k_s;\ B_y = -(\partial A/\partial x)/ks. \qquad (5)$$

Если за базовую принята длина пакета статора, а k_c — коэффициент заполнения пакета сталью, то для магнитной среды статора $k_s=k_c$; для стали ротора $k_s=k_c l_2/l_1$; для немагнитной среды ротора $k_s=l_2/l_1$.

Если учесть (5) при составлении энергетического функционала и его минимизации, то в конечном счете оказывается необходимым:

традиционную матрицу $[K]$ каждого элемента разделить на k;

удельное магнитное сопротивление ферромагнетиков, входящее в $[K]$, ставить в зависимость от индукции по (5);

проводимость γ, входящую в $[L]$ и $[\underline{M}]$, определять как проводимость алюминия клетки, умноженную на l_1/l_2.

Динамическое магнитное сопротивление стали. Возможность получить количественно достоверные результаты не в последнюю очередь зависит от правильности выбора динамического удельного магнитного сопротивления $\nu_д=H_1/B_1$, связывающего основные временные гармоники напряженности и индукции [5]. Сопротивление $\nu_д$ может быть выделено из основной кривой намагничивания стали при условии синусоидальности напряженности (ν_H) либо индукции (ν_B), и эти две кривые существенно различны. В [6] использовано ν_H, но выбор авторов не очень убедителен, так как в столь сложной магнитной системе, как у электрической машины, нельзя рассчитывать на синусоидальность ни B, ни H даже при синусоидальности тока возбуждения. Для выбора наиболее подходящего $\nu_д$ поставлен специальный численный эксперимент. Рассматривалось поле АД с разомкнутой роторной обмоткой, так как в этом случае мгновенные значения токов могут быть известны. Вначале поле рассчитывалось как стационарное (с помощью основной кривой намагничивания стали) по алгоритму, приведенному в [7]. Затем это же поле рассчитывалось как переменное по алгоритму, разработанному для исследования пускового режима. Амплитуды пространственных гармоник мгновенного распределения потока в зазоре сравнивались с гармониками, полученными по [7]. Значение тока менялось в широких пределах (до трехкратного тока холостого хода). Критерием хорошего эквивалентирования магнитного сопротивления принято совпадение гармоник, происхождение которых не связано с насыщением. Пробным путем установлено, что хорошие результаты обеспечивает кривая динамического магнитного сопротивления стали, являющаяся комбинацией ν_H и ν_B:

B_1, Тл	до 1,7	2,0	свыше 3,0
$\nu_д$	$(\nu_B+\nu_H)/2$	$(\nu_B+2\nu_H)/3$	ν_H

Отличие основной временной гармоники индукции от своего стационарного аналога не превысило 1 %. Этот вывод не претендует на универсальность, но для АД серийного исполнения себя оправдал; проверка произведена на АД разных габаритов, полюсностей, с различными сталями. Функция $\nu_д$ задана в программе кусочно-полиномиально по [7]. Узловые значения ν стали 2013 приведены в таблице.

Номер узла	B_1^2, Тл²	$\nu_д$, м/Гн	$\frac{\partial\nu_д}{\partial B_1^2}$
1	0	120	5
2	1,44	130	25
3	2,56	260	440
4	3,24	750	970
5	4,00	1900	2000
6	4,85	4000	6000
7	5,76	10000	7000
8	9,00	26000	5000
9	18,50	66000	3500

Модель. Расчетная область представляет собой сектор кольца, соответствующий полюсному делению. На дугах — поверхностях ярем — заданы нулевые значения векторного потенциала. На радиальных прямых (*Г1* и *Г2*), проходящих по осям пазов или зубцов, задано условие периодичности — равенство по абсолютному значению и противоположность знаков узловых потенциалов. Узлы на границе *Г2* не входят в число «свободных», потенциалы которых описываются системой (4). Для упрощения учета граничных условий можно рекомендовать такую очередность нумерации узлов: вначале нумеруются все свободные узлы, включая лежащие на прямой Г1; во вторую очередь — узлы на Г2; в последнюю очередь — узлы нулевой эквипотенциали. Непременно следует сохранять информацию о соответствии узлов границы Г1 узлам границы Г2.

Алгоритм учета условий периодичности прост. После сформирования вектора тока и матрицы любого элемента из числа попавших в полюсное деление последовательно перебираются их компоненты для всех сочетаний узлов. Если узел лежит на Г2, то вся строка матрицы и соответствующий член вектора должны быть умножены на — 1; если узел столбца матрицы лежит на Г2, то меняем знак всего столбца. При сборке матрицы элементов в результирующую номера узлов с Г2, указывающие на номера строк и столбцов в системе (4), подменяются номерами соответствующих узлов с Г1.

Допущение периодичности потенциала предполагает, что z_1 кратно числу полюсов. Предъявляемым требованиям удовлетворяет АД 4А225М8: $z_1/z_2=72/56$; обмотка двухслойная, $\beta=7/9$; пазы прямые (нескошенные); сталь 2013. Половины зубцовых делений с принятой сеткой показаны на рис. 1. Общее число свободных узлов модели 742. Разбиение области на конечные элементы автоматизировано. Во вводимых данных особым набором переменных указывается дискретизация половин зубцовых делений, зеркально повторяющаяся вдоль полюсного деления. Токи распределяются по пазам так, чтобы Г1 и Г2 совпадали с осями фазы *А*.

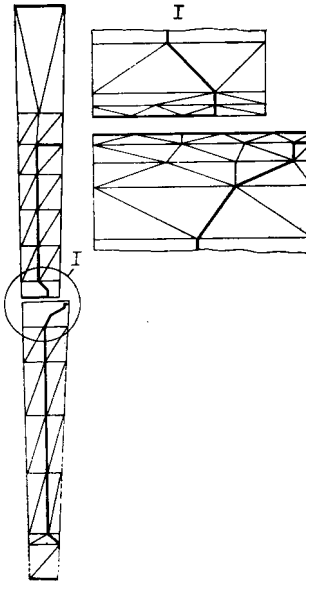


Рис. 1. Схема половины зубцового деления с принятой сеткой.

Метод решения. Система нелинейных уравнений (4) решается методом Ньютона. Вторичным принят прямой метод. — исключение Гаусса, использующее комплексную арифметику. Неблагоприятным свойством ма-

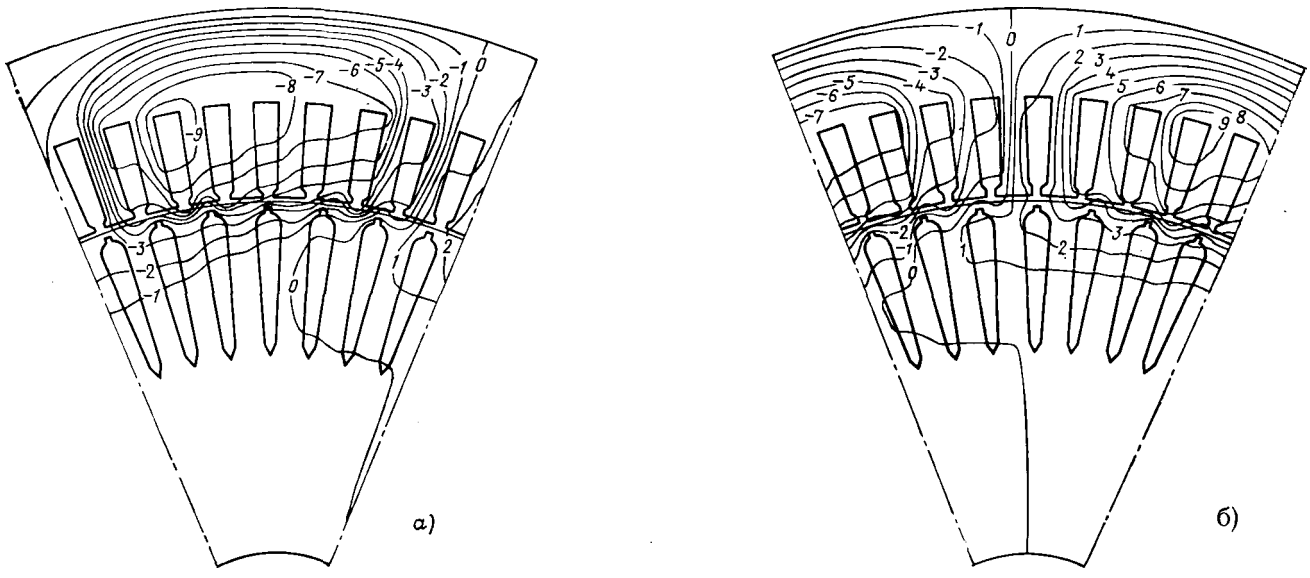


Рис. 2. Линии равных значений магнитного потенциала АД 4А225М8 в различные моменты времени (действующее значение тока в фазе А-328 А, цифрами указаны десятые доли максимума мгновенного потенциала): *а* — $\mathrm{Re}\,(\underline{A})/t=0$; в фазе A ток максимален; $\max|\underline{A}|=0{,}0264$ Вб/м; *б* — $\mathrm{Im}\,(\underline{A})/t=-T/4$; ток в фазе A равен нулю; $\max|\underline{A}|=0{,}0274$ Вб/м

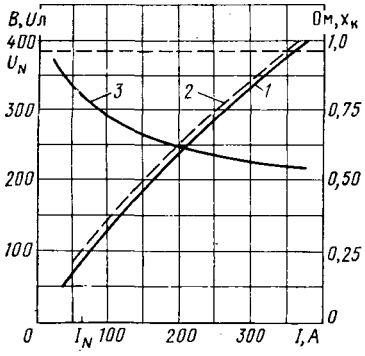


Рис. 3. Характеристика короткого замыкания АД 4А225М8, соединение фаз — звезда: *1* — $U_л=I\sqrt{3\left(r_к^2+x_к^2\right)}$ по МКЭ; *2* — $U_л(I)$, эксперимент; *3* — $x_к$ по МКЭ

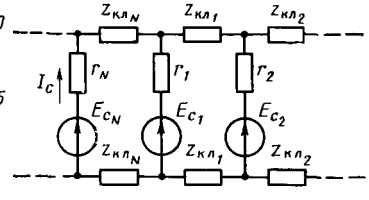


Рис. 4. Схема короткозамкнутой обмотки ротора

рицы системы (4) является сравнительно плотное заполнение оставляющей $[\underline{M}]$, математически связывающей все узлы клет- и ротора. Для сохранения преимуществ работы с разреженны- и матрицами классический процесс Ньютона несколько из- енен:

$$([K]^k+j\omega[L]+[D]^k)\{\underline{A}\}^{k+1}=$$
$$=\{\underline{C}_0\}+([D]^k-j\omega[\underline{M}])\{\underline{A}\}^k;\ k=1,2,\ldots, \qquad (6)$$

ле $[D]$ дополняет матрицу системы (4) до матрицы Якоби; она аскрыта в [8].

В (6) член, учитывающий потенциальные токи, исключен з матрицы Якоби и перенесен в правую часть. Он находится герационно. При встречающихся на практике параметрах ко- ец ротора уточнение потенциальных токов не отстает от уточ- ения $\nu_д$. Для стабилизации $\{\underline{A}\}$ обычно достаточно семи — де- ити итераций (6).

На первой итерации, когда начальное приближение отсут- вует, потенциальные токи частично восполняются уменьше- ием проводимости стержней по правилу приведения сопротив- ений колец к стержню для основной гармоники. Такая замена э эквиалентна, так как изменение γ стержней одинаково влияет а демпфирующие способности клетки по отношению ко всем оставляющим потока, а при учете grad φ поток первой гармо- ики возрастает, а зубцовые гармоники даже несколько ослаб- яются.

При решении систем (6) используются свойства симметрии и разреженности матрицы; последнее — путем приведения матрицы к ленточной форме с помощью специальной подпрограммы [7]. Исключение Гаусса выполняется поблочно с выносом данных для обратной подстановки во внешнюю память.

Задача реализована на ЭВМ ЕС и БЭСМ-6.

Результаты. На рис. 2 перенесена картина поля при пуске АД, выведенная вспомогательной подпрограммой на печатающее устройство ЭВМ. Для отображения подробностей зигзаг-рассеяния картина поля печатается несколькими фрагментами — вертикальными полосами, последовательно выводимыми всей строкой АЦПУ. Разумеется, информация такого рода может оказаться ценной для понимания процессов, происходящих в машине. Однако для получения характеристик АД наибольший интерес представляют интегральные показатели: потокосцепления обмоток, токи в них, потери.

Потокосцеплению, которое можно определить из картины поля, соответствует некоторое эквивалентное сопротивление статорной обмотки:

$$\underline{Z}=\frac{j\omega\underline{\Psi}}{\underline{I}}=\frac{24j\omega pl_1}{\underline{J}_{пр}}\left(\frac{w_1}{z_1 s_s}\right)^2\left[\sum_{k\in пр}s_k(\Sigma\underline{A})_k-\sum_{k\in вст}s_k(\Sigma\underline{A})_k\right], \qquad (7)$$

где s_s — площадь части паза статора, занятой током; $J_{пр}$ — плотность тока в пазах одной из фаз модели; суммирование выполняется по всем треугольникам полюсного деления, принадлежащим прямо и встречно включенным сторонам катушек той же фазы; s_k — площадь k-го треугольника; $\Sigma\underline{A}$ — сумма потенциалов трех узлов треугольника.

В (7) учтены все традиционно выделяемые составляющие поля за исключением лобового рассеяния статора. Соответствующее ему сопротивление $x_{1л}$ можно определить по известным формулам. Добавив к (7) его, а также активное сопротивление фазы статора r_1, получаем полное сопротивление короткого замыкания:

$$r_к+jx_к=r_1+jx_{1л}+\underline{Z}.$$

Зависимость индуктивного сопротивления от тока приведена на рис. 3.

Имея сопротивления короткого замыкания, легко получить и напряжение источника, соответствующее заданному току. Рассчитанная таким образом, характеристика короткого замыкания хорошо согласуется с экспериментальной (рис. 3).

Среди выпускаемых промышленностью АД лишь у немногих z_2 кратно числу полюсов. Не делает ли это предложенный алгоритм малопригодным для проектных работ? Есть основания полагать, что если опыт проектирования рекомендует z_2 выбрать некратным $2p$, то при расчете параметров короткого замыкания допустимо малое его изменение до ближайшего кратного. Избегать следует лишь особо неблагоприятных $z_2=z_1$ и $z_1\pm2p$,

создающих условия для образования паразитных гармоник с числом пар полюсов $2p$. Например, рассмотренный выше АД был пересчитан с z_2, измененным на 48 с соблюдением условия постоянства сечения всех стержней, их высоты, размеров колец. Результатом явилось увеличение сопротивления короткого замыкания на 2 %, что можно считать допустимым.

Приложение. Рассмотрим электрическую схему короткозамкнутой обмотки ротора (рис. 4). Если эквивалентные э.д.с. (2) предположить известными, то несложно определить и все токи. Пусть $[\underline{Z}]$ — матрица контурных сопротивлений $z_2 \times z_2$ (обозначим далее $N \equiv z_2$). Каждая ее строка содержит три ненулевых члена:

$$\left.\begin{aligned} \underline{Z}_{i,\,i} &= r_i + r_{i+1} + 2\underline{Z}_{\text{кл}i}; \\ \underline{Z}_{i,\,i-1} &= -r_i;\ \underline{Z}_{i,\,i+1} = -r_{i+1}. \end{aligned}\right\} \quad (\text{П-1})$$

Здесь и далее преобразованные индексы меняем по круговому принципу: 1, 2,..., N, 1,....

Чтобы выразить стержневые токи через стержневые э. д. с. в виде

$$\{\underline{I}_{\text{с}}\} = [\underline{Z3}]\,\{\underline{E}_{\text{с}}\}$$

вычтем строки и столбцы обращенной матрицы (П-1):

$$\underline{Z3}_{i,\,j} = \underline{Z1}_{i,j} + \underline{Z1}_{i-1,\,j-1} - \underline{Z1}_{i,\,j-1} - \underline{Z1}_{i-1,\,j},$$

где $[\underline{Z1}] \equiv [\underline{Z}]^{-1}$.

Разность потенциалов концов стержня

$$l\,(\text{grad}\,\varphi)_i = \underline{E}_{\text{с}i} - \underline{I}_{\text{с}i} r_i.$$

Отсюда следует правило получения $[\underline{R}]$ для (3):

каждую i-ю строку $[\underline{Z3})$ умножить на r_i;

полученное вычесть из единичной матрицы.

При симметричной клетке можно обойтись без громоздких матричных операций. Вначале по рекуррентной формуле следует определить проводимости групп i соседних стержней:

$$\underline{G}_i = \frac{2}{r} + \frac{\underline{G}_{i-2}}{1 + \underline{Z}_{\text{кл}}\underline{G}_{i-2}},$$

где

для нечетных чисел пазов

$i = 4, 6, \ldots, N-1$ и $\underline{G}_2 = 2/r$;

для четных

$i = 3, 5, \ldots, N-1$ и $\underline{G}_1 = 1/r$.

Затем находится эквивалентное сопротивление клетки относительно из стержневых э. д. с.

$$\underline{Z}_{\text{э}} = r + \underline{Z}_{\text{кл}} + 1/\underline{G}_{N-1}.$$

Первая строка искомой матрицы $[\underline{R}]$:

$$\left[\left(1 - \frac{r}{\underline{Z}_{\text{э}}}\right), \left(\frac{1}{\underline{Z}_{\text{э}}\underline{G}_{N-1}}\right), \left(\frac{\underline{R}_{1,\,2}}{1 + \underline{Z}_{\text{кл}}\underline{G}_{N-3}}\right), \left(\frac{\underline{R}_{1,\,3}}{1 + \underline{Z}_{\text{кл}}\underline{G}_{N-5}}\right), \ldots, \underline{R}_{1,\,4}, \underline{R}_{1,\,3}, \underline{R}_{1,\,2}\right]. \quad (\text{П-2})$$

Здесь первые два элемента определяются независимо, остальные рекуррентно. Каждая из последующих строк образуется из предшествующей сдвигом последней вправо. Элемент вышедший при этом за границу матрицы, переносится на освободившееся слева место.

Учет условий периодичности в матрице $[\underline{M}]$ системы (4 имеет особенности. Если определять $[\underline{M}]$ только по данным м дели полюсного деления, то вклад э.д.с. стержней, не вошедши в расчетную область, должен быть учтен предварительной обработкой (П-2):

$$\underline{R}^{\tau}_{1,\,k} = \sum_{i=0,1,\ldots,2p-1} \left[\left(-1\right)^i \underline{R}_{-1,\,k+i\frac{N}{2p}}\right] \quad (\text{П-3})$$

для $k = 1, 2, \ldots, \frac{N}{2p}$; $\underline{R}^{\tau}_{-1,\,\frac{N}{2p}+1} = -\underline{R}^{\tau}_{1,\,1}$.

Последующие строки легко выражаются через (П-3):

$$\underline{R}^{\tau}_{i,\,j} = \underline{R}^{\tau}_{1,\,|j-i|+1}.$$

Эту новую матрицу $[\underline{R}^{\tau}]$ и следует подставлять в (3) вмест $[\underline{R}]$, но лишь если ротор симметричен, поле строго периодично расчетная область ограничена полюсным делением.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Мордвинов Ю. В., Ельчинова Н. М., Котова В. М.** К уче ту насыщения от полей рассеяния при коротком замыкании асин хронных двигателей. — Тр. ВНИИ электромеханики, 1976, т. 4

2. **Анализ** пускового тока трехфазных асинхронных двига телей с короткозамкнутым ротором методом конечных элеме тов/ — М. Ито, Х. Окуда, Н. Такахаси, Т. Мията — Дэнки га кай ромбунси, 1979, т. B99, № 1.

3. **Буловас Р. Э., Калинаускас Р. П.** Расчет магнитного пол асинхронного двигателя с экранированными полюсами при пе реходном процессе. — Научные труды вузов ЛитССР. Электро техника, 1979, № 5/14.

4. **Попов П. Г., Шумилов Ю. А.** Анализ электромагнитны устройств с индуктивными связями методом конечных элеме тов. — Электричество, 1978, № 11

5. **Нейман Л. Р.** Поверхностный эффект в ферромагнитны телах. — Л. — М.: ГЭИ, 1949.

6. **Demerdash N. A., Nehl T. W.** Use of numerical analysis c nonlinear eddy current problems by finite elements in the dete mination of parameters of electrical machines with solid iron ro tors. — Trans. IEEE on Magn., 1979, v. 15, № 6.

7. **Попов П. Г., Шумилов Ю. А.** Расчет тока намагничива ния асинхронных двигателей методом конечных элементов. – Киев: Киев. политехн. ин-т, 1978. Рук. деп. в УкрНИИНТИ № 1185.

8. **Попов П. Г., Шумилов Ю. А.** Расчет вытеснения тока короткозамкнутых роторах асинхронных двигателей методом ко нечных элементов. — Электричество, 1981, № 12.

[02.12.82

◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆

УДК 62-83-52:621.3.024

К анализу оптимальных управлений на особых участках движения двухмассовой электромеханической системы

ЖИЛЯКОВ В. И., канд. техн. наук
Коммунарск

В [1] решается задача исследования особых экстремалей для электроприводов с упругими электромеханическими передачами применительно к приводам постоянного тока, допускающим представление их в виде двухмассовой системы без зазора при постоянном потоке возбуждения двигателя. Динамика объекта управления (в отн. ед.) описывается уравнениями возмущ ного движения (обозначения приняты те же, что в [1]):

$$\dot{\varepsilon}_2 = \frac{1}{\tau_{\text{м}2}}\,(\mu_{12} - \mu_{\text{с}2}); \quad (1$$

$$\dot{\mu}_{12}=\frac{\tau_{м2}}{\gamma}(\varepsilon_1-\varepsilon_2)+2\xi\left[\frac{\tau_{м2}}{\tau_{м1}}(\mu_1-\mu_{c1}-\mu_{12})+\frac{\mu_{c2}}{\gamma}\right]; \quad (1б)$$

$$\dot{\varepsilon}_1=\frac{1}{\tau_{м1}}(\mu_1-\mu_{12}-\mu_{c1}); \quad (1в)$$

$$\dot{\mu}_1=\frac{1}{\tau_э}(\nu-\varepsilon_1-\mu_1). \quad (1г)$$

Здесь ε_2 — относительная частота вращения механизма; μ_{12} — относительный момент упругих деформаций; μ_{c1}, μ_{c2} — относительные моменты статического сопротивления на валу двигателя и механизма; $\tau_м=\tau_{м1}+\tau_{м2}$ — относительная электромеханическая постоянная времени двухмассовой системы; ε_1 — относительная э. д. с. (частота вращения) двигателя; ξ — коэффициент демпфирования упругих колебаний, учитывающий действия диссипативных сил; γ — коэффициент распределения масс; μ_1 — относительный ток (момент) двигателя; $\tau_э$ — относительная электромагнитная постоянная времени.

Выбирая в качестве критерия оптимальности минимума функционала

$$J=\int_0^{\vartheta}\mu_1^2 d\vartheta, \quad (2)$$

где ϑ — относительное время, характеризующего минимум электрических потерь, в [1] определяют при помощи принципа максимума оптимальное управление

$$\nu=\operatorname{sign}\psi_4,\ \psi_4\neq 0, \quad (3)$$

где ψ_4 — сопряженная функция..

Оптимальная траектория системы (1), (3) содержит особый участок, вдоль которого гамильтониан системы не зависит от управления и на котором $\psi_4\equiv 0$. Определение закона оптимального управления и исследование характера движения системы на особом участке, условий сопряжения особой и неособой экстремали удобно проводить в фазовом пространстве системы (1).

Определение границ особых участков. По принципу максимума выразим функцию ψ_4 через фазовые координаты системы (1) и найдем оптимальное управление (3) в виде

$$\nu=\operatorname{sign}(h_1\varepsilon_2+h_2\mu_{12}+h_3\varepsilon_1+\mu_1), \quad (4)$$

где h_1, h_2, h_3 — коэффициенты.

Найдем границы особых участков фазовых траекторий. Рассматривая связь особых управлений (управлений на особых участках) со скользящими режимами [2], доопределим, например, по методу эквивалентного управления [3] скользящий режим на особом участке условиями:

$$\psi_4=0,\quad \dot{\psi}_4=0; \quad (5)$$

$$\psi_4=h_1\varepsilon_2+h_2\mu_{12}+h_3\varepsilon_1+\mu_1. \quad (6)$$

Условие $\dot{\psi}_4=0$ при $\psi_4=0$ в силу системы (1) запишем в виде:

$$-\frac{h_2\tau_{м2}}{\gamma}\varepsilon_2+\left(\frac{h_1}{\tau_{м2}}+2h_2\xi-\frac{h_3}{\tau_{м1}}\right)\mu_{12}+\left(\frac{h_2\tau_{м2}}{\gamma}-\frac{1}{\tau_э}\right)\varepsilon_1+$$
$$+\left(\frac{2h_2\xi\tau_{м2}}{\tau_{м1}}+\frac{h_3}{\tau_{м1}}-\frac{1}{\tau_э}\right)\mu_1+\frac{1}{\tau_э}\nu+F=0; \quad (7)$$

$$F=\left(-\frac{h_1}{\tau_{м2}}+\frac{2h_2\xi}{\gamma}\right)\mu_{c2}-\frac{2h_2\xi\tau_{м2}+h_3}{\tau_{м1}}\mu_{c1}.$$

Поскольку на конце неособых участков — оптимальное управление согласно (3) $\nu=+1$ либо $\nu=-1$, то выражение (7) при учете (6) определяет выпуклый многогранник в окрестности начала координат, поверхность которого является границей особых участков оптимальных траекторий. Именно на поверхности этого выпуклого многогранника сопрягаются особые и неособые участки фазовых траекторий. Очевидно, что поверхность выпуклого многогранника нестационарна, так как она зависит от моментов сопротивления на валу двигателя и механизма.

Очевидно, что таким образом можно найти границы сопряжения особых и неособых участков фазовых траекторий и для любых фазовых пространств, учитывая степень доступности измерения фазовых координат системы (1).

Уравнения движения системы на особых участках. Исследуем первоначально характер движения оптимальной системы (1), (4) на особом участке. Здесь управление не определяется уравнением (4). Поскольку на особом участке выполняются условия (5), то движение системы происходит в гиперплоскости переключений $\psi_4=0$. Поэтому во время движения на особом участке по выражению (6)

$$\mu_1=-h\varepsilon_2-h_2\mu_{12}-h_3\varepsilon.$$

Дифференцируя это уравнение и приравнивая правые части полученного таким образом дифференциального уравнения и уравнения (1 г), найдем, что уравнение (1г) системы (1) выражается в алгебраическое

$$\mu_1=\frac{1}{K_{10}}(K_{11}\varepsilon_2+K_{12}\mu_{12}+K_{13}\varepsilon_1+\alpha_{11}\mu_{c1}+\alpha_{12}\mu_{c2}+$$
$$+\frac{1}{\tau_э}\nu_c), \quad (8)$$

где

$$K_{10}=\frac{1}{\tau_э}-2\xi h_2\frac{\tau_{м2}}{\tau_{м1}}-\frac{h_3}{\tau_{м1}};\quad K_{11}=-h_2\frac{\tau_{м2}}{\gamma};\quad K_{12}=\frac{h_1}{\tau_{м2}}-$$
$$-2\xi h_2\frac{\tau_{м2}}{\tau_{м1}}-\frac{h_3}{\tau_{м1}};\quad K_{13}=\frac{h_2\tau_{м2}}{\gamma}-\frac{1}{\tau_э};$$
$$\alpha_{11}=-2\xi h_2\frac{\tau_{м2}}{\tau_{м1}}-\frac{h_3}{\tau_{м1}};\ \alpha_{12}=-\frac{h_1}{\tau_{м2}}+\frac{2\xi h_2}{\gamma}.$$

При движении вдоль плоскости $\psi_4=0$, $\dot{\psi}_4=0$. Разрешая уравнение $\ddot{\psi}_4=0$ относительно управления ν, найдем, что оптимальное управление (4) вырождается в линейное управление

$$\nu_c=-\tau_э(K_{21}\varepsilon_2+K_{22}\mu_{12}+K_{23}\varepsilon_1+\alpha_{11}\mu_{c1}+\alpha_{12}\mu_{c2}), \quad (9)$$

где

$$K_{21}=K_{11}+h_1K_{10};\ K_{22}=K_{12}+h_2K_{10};\quad K_{23}=K_{13}+h_3K_{10}.$$

Следовательно, на особом участке фазовой траектории управление (9) есть линейное особое оптимальное управление. При этом коэффициент усиления оптимального регулятора на особом участке равен коэффициенту K_{21} управления (9). На особом участке по управлениям (8), (9) система (1), (4) вырождается в систему

$$\dot{\varepsilon}_2=\frac{1}{\tau_{м2}}(\mu_{12}-\mu_{c2});$$

$$\dot{\mu}_{12}=\frac{\tau_{м2}}{\gamma}(\varepsilon_1-\varepsilon_2)+2\xi\left[\frac{\tau_{м2}}{\tau_{м1}}(\mu_1-\mu_{c1}-\mu_{12})+\frac{\mu_{c2}}{\gamma}\right];$$

$$\dot{\varepsilon}_1=\frac{1}{\tau_{м1}}(\mu_1-\mu_{12}-\mu_{c1}); \quad (10)$$

$$\mu_1=-h_1\varepsilon_2-h_2\mu_{12}-h_3\varepsilon_1$$

с понижением порядка на единицу.

Система уравнений (10) определяет движение системы регулирования в особом режиме, т. е. является математической моделью особого режима.

Реализацию исследуемых здесь оптимальных управлений можно осуществлять, как и в [1], на базе применения УВМ или с помощью простейших средств в виде релейного элемента. Для этого достаточно функцию ψ_4, сформированную в соответствии с (6), подать на вход релейного элемента и тем самым реализовать оптимальное управление (3), (4). Тогда на участке неособого управления (при больших отклонениях) напряжение изменяется по закону (3) и, следовательно, система (1), (4) описывает движение на неособом участке. По мере уменьшения ошибки регулирования система приближается к границе особых участков и в момент возникновения скользящего режима происходит скользящая линеаризация релейного элемента, т. е. вырождение, описываемые уравнениями (8), (9). Таким образом, особое управление реализуется в скользящем режиме и система

УДК 621.314.001.57

Импульсная модель многофазного вентильного преобразователя

ШИПИЛЛО В. П., доктор техн. наук ЗЕЗЮЛЬКИН Г. Г. канд. техн. наук

Предлагаемый в данной статье метод построения импульсной модели многофазного вентильного преобразователя (ВП) обобщает метод, предложенный в [1], и основан на использовании свойств цепей с модулирующими комплексными коммутационными функциями [2]. Метод импульсных моделей, в отличие, например, от аналитических решений, полученных в [3 и 4], позволяет исключить наиболее трудоемкую стадию составления и решения разностных уравнений и сразу же получить передаточную функцию ВП в z-форме. Универсальность предлагаемого метода состоит также в возможности унифицированного получения передаточных функций ВП с произвольным порядком силовой схемы и любой фазностью. Это открывает, в свою очередь, широкие возможности для использования ЦВМ. Алгоритм, предлагаемый методом импульсных моделей, имеет ряд существенных преимуществ по сравнению с методами численного интегрирования.

При допущении идеальности коммутирующих элементов обобщенную схему N-фазного симметричного вентильного преобразователя можно представить в виде рис. 1, *а*. В рассматриваемой схеме можно выделить цепь постоянного тока, коммутатор, алгоритм работы ключей которого определяется фазностью и схемой управления, и цепь переменного тока. Последняя может иметь вид любого симметричного N-полюсника. В литературе (например в [3—5]) широко распространено описание процессов в ВП с помощью переключающих функций. Использование их позволяет связать электрические сигналы коммутатора со стороны цепей постоянного и переменного токов. При этом появляется возможность представления ВП в виде замкнутых структурных схем с модулирующими переключающими функциями [6]. Рациональность представления ВП структурной или топологической схемой вытекает из ее преимуществ перед обычной записью дифференциальных уравнений, состоящих в большей обозримости, возможности проводить структурные преобразования, лучше понимать физическую суть того или иного элемента и т. д.

Рассмотрим построение структурной схемы N-фазного ВП. Уравнения ВП для цепей постоянного и переменного токов имеют вид:

$$\begin{Vmatrix} E_0(p) \\ E_1(p) \end{Vmatrix} = \|Z_1(p)\| \begin{Vmatrix} I_0(p) \\ I_1(p) \end{Vmatrix}; \qquad (1)$$

$$\begin{Vmatrix} U_{21}(p) \\ U_{22}(p) \\ \cdots\cdots \\ U_{2N}(p) \end{Vmatrix} = Z_2(p) \begin{Vmatrix} I_{21}(p) \\ I_{22}(p) \\ \cdots\cdots \\ I_{2N}(p) \end{Vmatrix}, \qquad (2)$$

где $E_0(p)$ и $E_1(p)$ — изображения входного и выходного напряжений четырехполюсника цепи постоянного тока; $I_0(p)$ и $I_1(p)$ — изображения входного и выходного токов четырехполюсника цепи постоянного тока; $\|Z_1(p)\| = \begin{Vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{Vmatrix}$ — матрица сопротивлений четырехполюсника; $Z_2(p)$—фазное сопротивление цепи переменного тока; $I_{21}(p)$, $I_{22}(p)$,..., $I_{2N}(p)$ — изображения фазных токов; $U_{21}(p)$, $U_{22}(p)$, .., $U_{2N}(p)$ — изображения фазных напряжений.

Полный период работы N-фазного ВП состоит из N интервалов, в каждом из которых структура схемы сохраняется постоянной. Учитывая симметричный характер многополюсника цепи переменного тока и повторяемость алгоритма работы ключей коммутатора через N интервалов, запишем уравнения, связывающие входные и выходные сигналы коммутатора:

$$\begin{Vmatrix} i_{21}(t) \\ i_{22}(t) \\ \cdots\cdots \\ i_{2N}(t) \end{Vmatrix} = i_1(t) \begin{Vmatrix} f(t) \\ ft - \frac{T_0}{N} \\ \cdots\cdots\cdots \\ f\left(t - \frac{N-1}{N} T_0\right) \end{Vmatrix}; \qquad (3)$$

$$e_1(t) = \|U_{21},\ U_{22},\ \ldots,\ U_{2N}\| \begin{Vmatrix} p(t) \\ pt - \frac{T_0}{N} \\ \cdots\cdots\cdots \\ p\left(t - \frac{N-1}{N} T_0\right) \end{Vmatrix}, \qquad (4)$$

где $f(t)$, $f(t-T_0/N)$, ..., $f\left(t - \frac{N-1}{N} T_0\right)$ переключающие функции, связывающие входной ток коммутатора $i_1(t)$ с выходными (фазными) токами (см. рис. 1, *б*); $p(t)$, $p(t-T_0/N)$, ..., $p\left(t - \frac{N-1}{N} T_0\right)$ — переключающие функции, связывающие выходные (фазные) напряжения с входным напряжением коммутатора (см. рис. 1, *б*).

Выражения (1)—(4) представляют собой полную систему уравнений вентильного преобразователя и позволяют построить его структурную схему, представленную на рис. 2, *а*. Если цепи постоянного и переменного токов содержат источники, то воздействия, вызванные ими, легко приводятся ко входу схемы (см. рис. 2, *а* с помощью обычных структурных преобразований). Таким образом, структурная схема N-фазного ВП имеет N параллельных каналов с входными и выходными модуляторами. Каналы идентичны, за исключением того, что в каждом из соседних каналов фаза модулирующей функции нарастает равномерно-ступенчато. Модулирующие функции $f(t)$ и $p(t)$ содержа

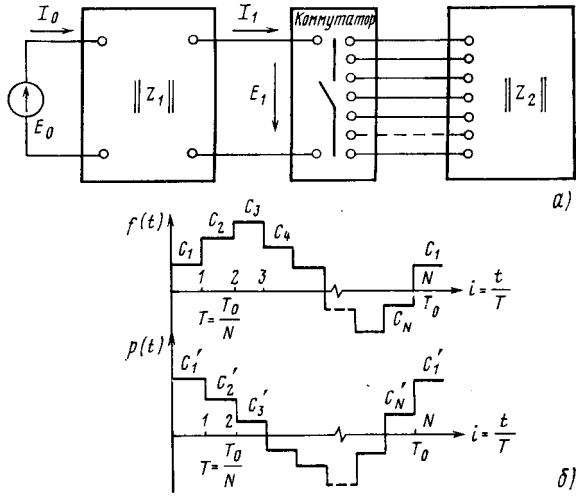


Рис. 1

(10) описывает движение системы регулирования на особом участке.

Необходимо отметить, что по (10) движение системы на особом участке траектории зависит от параметров объекта и моментов сопротивления на валу двигателя и механизма.

В заключение отметим, что использование для реализации особых управлений фазовых координат системы позволяет аналитически определять границы особых участков фазовых траекторий и исследовать характер движения системы на особом участке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Поляков Л. М., Харунцев П. Э.** Оптимальное управление динамическими процессами в электроприводах с упругими связями. — Электричество, 1979, № 3.

2. **Габасов Р., Кириллова Ф. М.** Особые оптимальные управления. — М.: Наука, 1973.

3. **Уткин В. И.** Скользящие режимы и их применение в системах с переменной структурой. — М.: Наука, 1974.

[24.12.8

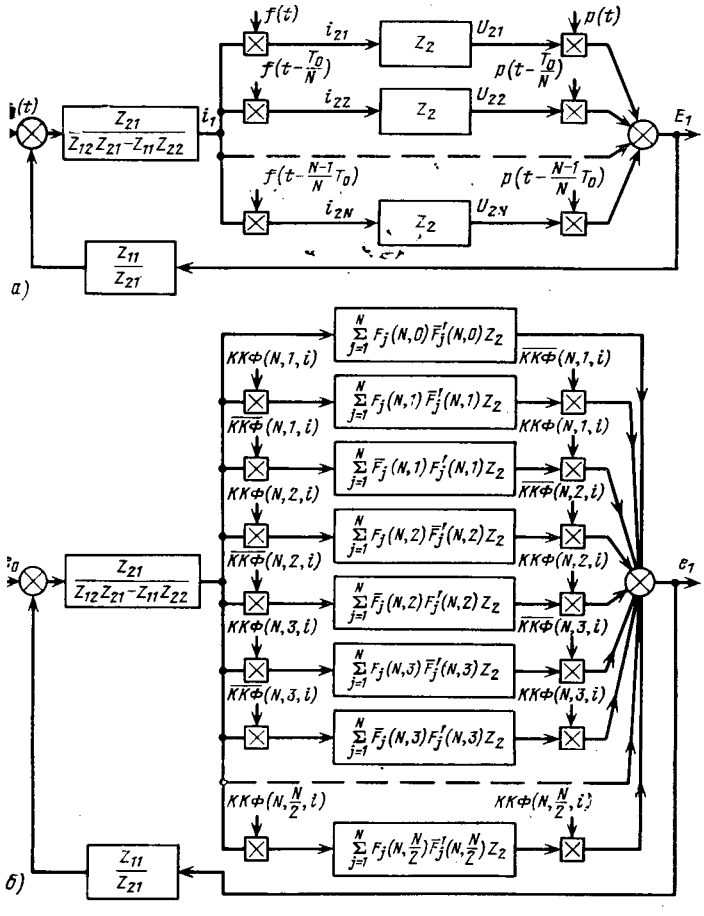


Рис. 2

/ постоянных уровней и имеют на протяжении периода T_0 азрывы в равномерно размещенные моменты времени nT однако последнее требование при построении импульсной моде- и не является обязательным).

На первом этапе преобразования структурной схемы рис. 2, воспользуемся преобразованием Фурье в базисе $KK\Phi$ [2], оторое позволяет представить ступенчатые модулирующие ункции линейной комбинацией $KK\Phi$. После такой замены и труктурных преобразований, проведенных с учетом равномер- о-ступенчатого нарастания фаз модулирующих функций в со- едних каналах, получаем эквивалентную N-канальную струк- урную схему многофазного вентильного преобразователя с мо- улирующими $KK\Phi$ (рис. 2, *б*). На рис. 2, *б* $F_j(N, m)$, $\overline{F}_j(N,$ ı) и $F_j'(N, m)$, $\overline{F}_j'(N,m)$—комплексные и комплексно-сопряженные пектры соответственно входной и выходной модулирующих ункций j-го канала. С учетом результатов [2] комплексные оэффициенты, характеризующие каналы рис. 2, *б*, определяют- я из выражения

$$\sum_{j=1}^{N} F_j(N,\ m)\,\overline{F}_j'(N,\ m) = \frac{1}{N}\left[\sum_{k=1}^{N} C_k\overline{C}_k' + \right.$$

$$\sum_{k=2}^{N} C_1 C_k' e^{j\frac{2\pi m}{N(k-1)}} + C_1'C_k e^{-j\frac{2\pi m}{N(k-1)}} + \sum_{k=3}^{N} C_2 C_k' e^{j\frac{2\pi m}{N(k-2)}} +$$

$$\left. C_2'C_k e^{-j\frac{2\pi m}{N(k-2)}} + \cdots + C_{N-1}C_N' e^{j\frac{2\pi m}{N}} + C_{N-1}'C_N e^{-j\frac{2\pi m}{N}}\right], \quad (5)$$

де C_1, C_2, ..., C_N — уровни входной модулирующей функции (см. ис. 1, *б*); C_1', C_2', ..., C_N' — уровни выходной модулирующей ункции.

Для некоторых преобразователей количество каналов в структурной схеме меньше, чем число уровней модулирующей функции N. Так, структурная схема трехфазного автономного инвертора содержит три канала, а число уровней модулирующих функций $N=6$. В этом случае комплексные коэффициенты структурной схемы рис. 2, *б* меньше в два раза вычисленных по выражению (5), полученному для полного числа каналов.

Как видно из рис. 2, *б*, в каждом из каналов эквивалентной структурной схемы многофазного вентильного преобразователя содержится два модулятора с комплексно-сопряженными $KK\Phi$. На втором этапе преобразования структурной схемы многофазного ВП в каждом из каналов осуществляем перенос входных или выходных модуляторов через звено $Z_2(p)$. Для этого линейное звено $Z_2(p)$ представляется в виде структурной схемы, состоящей из пропорциональных и интегрирующих звеньев. В соответствии с правилами [2] при переносе модулятора с несущей $KK\Phi$ через звено $Z_2(p)$ каждый интегратор охватывается обратной связью с импульсным элементом и комплексным коэффициентом передачи. В частном случае однофазного автономного инвертора $N=2$, и коэффициент передачи в цепи обратной связи импульсного элемента оказывается вещественным и равным двум, что соответствует данным, полученным в [1]. В результате таких преобразований модуляторы с комплексно-сопряженными несущими оказываются включенными друг за другом, их действия взаимно компенсируются и они исключаются их структурной схемы. При этом в структурной схеме остаются одни импульсные элементы.

Таким образом, предлагается следующая методика построения импульсной модели многофазного вентильного преобразователя:

1. По исходной принципиальной схеме многофазного ВП строится его структурная схема (рис. 2, *а*).

2. Осуществляется переход к эквивалентной структурной схеме многофазного ВП с модулирующими $KK\Phi$ (рис. 2, *б*).

3. Для получения импульсной модели звено $Z_2(p)$ в каждом из параллельных каналов представляется в виде элементарных звеньев. Интегрирующие звенья охватываются импульсной обратной связью с комплексными коэффициентами передачи. Комплексный коэффициент передачи зависит от вида $KK\Phi$ данного канала и от того, левые или правые значения фиксирует импульсный элемент [2]. В результате получаем импульсную модель ВП, приведенную к цепи постоянного тока. Для некоторых схем ВП, таких как однофазный автономный инвертор [1], а также, как будет показано в примере, и для трехфазного автономного инвертора, возможно приведение импульсной модели как к цепи постоянного, так и к цепи переменного тока. Это позволяет в каждом конкретном случае выбрать оптимальный в расчетном отношении вариант с минимальным количеством импульсных элементов.

После получения импульсной модели к ней непосредственно, без составления системы уравнений, применяется аппарат теории импульсных систем [7] с целью как анализа переходных и установившихся процессов в многофазном ВП, так и решения задач синтеза.

Пример. Рассмотрим построение импульсной модели трехфазного автономного инвертора тока с сопротивлением в цепи постоянного тока $Z_0(p)$ и нагрузкой, соединенной в треугольник. Полный период работы трехфазного АИТ делится на шесть интервалов ($N=6$), в каждом из которых замкнуты два определенных ключа коммутатора. Для получения уравнений, связываю-

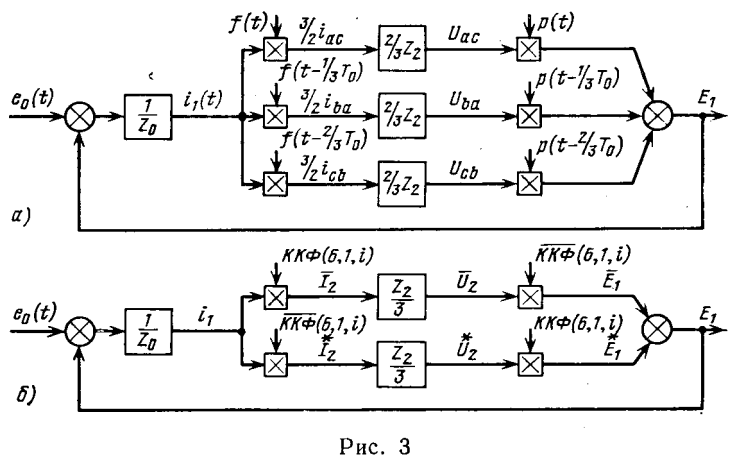


Рис. 3

щих входные и выходные электрические сигналы коммутатора, вводим в рассмотрение переключающие функции $f(t)$ и $p(t)$. Функция $f(t)$ последовательно принимает значения 1, $^1/_2$, $-1/2$, -1, $-1/2$, $^1/_2$, 1, ..., а функция $p(t)$ соответственно -1, 0, 0, -1, 0, 0, 1, ... Введенные коммутационные функции позволяют записать уравнения связи между входными и выходными токами и напряжениями коммутатора:

$$\left\| \begin{matrix} i_{ac}(t) \\ i_{ba}(t) \\ i_{cb}(t) \end{matrix} \right\| = \frac{2}{3} i_1(t) \left\| \begin{matrix} f(t) \\ f\left(t - \frac{T_0}{3}\right) \\ f\left(t - \frac{2}{3} T_0\right) \end{matrix} \right\|, \qquad (6)$$

$$e_1(t) = \| U_{ac},\ U_{ba},\ U_{cb} \| \left\| \begin{matrix} p(t) \\ p\left(t - \frac{T_0}{3}\right) \\ p\left(t - \frac{2}{3} T_0\right) \end{matrix} \right\|, \qquad (7)$$

где i_{ac}, i_{ba}, i_{cb}, U_{ac}, U_{ba}, U_{cb} — соответственно фазные токи и напряжения инвертора; $i_1(t)$, $e_1(t)$ — входные токи и напряжение коммутатора.

Дополним уравнения связи (6), (7) уравнениями электрического равновесия инвертора. Для цепи постоянного тока имеем:

$$E_0(p) = Z_0(p) I_1(p) + E_1(p). \qquad (8)$$

Для цепи переменного тока

$$\left\| \begin{matrix} U_{ac}(p) \\ U_{ba}(p) \\ U_{cb}(p) \end{matrix} \right\| = Z_2(p) \left\| \begin{matrix} I_{ac}(p) \\ I_{ba}(p) \\ I_{cb}(p) \end{matrix} \right\|. \qquad (9)$$

Уравнения связи и электрического равновесия инвертора определяют полную систему уравнений, которым соответствует структурная схема АИТ, представленная на рис. 3, *а*.

Пользуясь выражением (5), с учетом сделанных замечаний определим комплексные коэффициенты структурной схемы с модулирующими *ККФ* (рис. 2, *б*):

$$\left.\begin{aligned} &\sum_{j=1}^{6} F_j(6,0)\, \overline{F}'_j(6,0) = 0; \\ &\sum_{j=1}^{6} F_j(6,1) \overline{F}'_j(6,1) = \sum_{j=1}^{6} \overline{F}_j(6,1)\, F'_j(6,1) = \frac{1}{2}; \\ &\sum_{j=1}^{6} F_j(6,2)\, \overline{F}'_j(6,2) = \sum_{j=1}^{6} \overline{F}_j(6,2)\, F'_j(6,2) = \\ &\qquad = \sum_{j=1}^{6} F_j(6,3)\, \overline{F}'_j(6,3) = 0. \end{aligned}\right\} \qquad (10)$$

Таким образом, структурная схема трехфазного АИТ с модулирующими *ККФ* будет иметь вид, представленный на рис. 3, *б*. Рассмотрим, например, параллельный АИТ с нагрузкой в каждой фазе в виде параллельного соединения элементов R, L, C. В результате переносов модулирующих звеньев через звено $Z_2(p)$ получаем импульсную модель АИТ, приведенную к цепи постоянного тока (рис. 4, *а*). На рис. 4, *а* два параллельных канала объединены в один с помощью введения блока выделения действительной части Re. Импульсные элементы фиксируют левые T_- или правые T_+ значения входного сигнала. В отличие от однофазного инвертора, где значения выходных сигналов, имеющих разрыв справа и слева, отличаются только знаками, в трехфазных схемах правые и левые значения сигналов не подчиняются такой простой закономерности. Поэтому рекомендуется пользоваться модифицированным Z-преобразованием или импульсными моделями, позволяющими находить Z-преобразование сигналов как слева, так и справа.

Рассмотрим приведение импульсной модели к цепи переменного тока, для которой выходными координатами являются сигналы $\overline{U}_2(t)$ или $\overline{I}_2(t)$. Пользуясь свойствами мультипликативности *ККФ* [2], можно записать соотношения

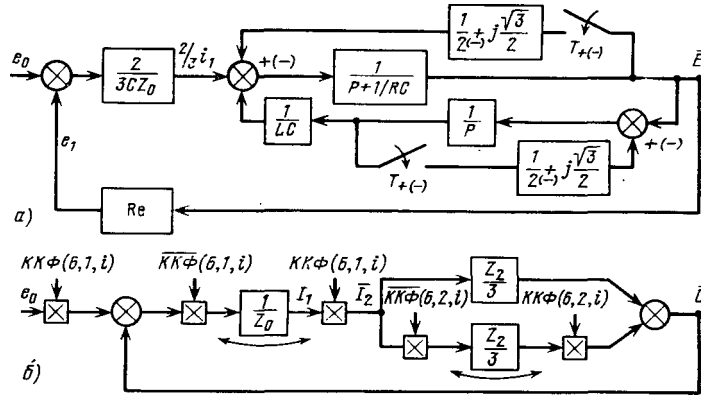


Рис. 4

$$\left.\begin{aligned} \overline{KK\Phi}\ (6,\ 1,\ i) &= KK\Phi\ (6,\ 1,\ i)\ \overline{KK\Phi}\ (6,\ 2,\ i); \\ \overline{KK\Phi}\ (6,\ 1,\ i) &= \overline{KK\Phi}\ (6,\ 1,\ i)\ KK\Phi\ (6,\ 2,\ i). \end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

Заменим в верхнем и нижнем каналах на схеме рис. 3, *б* входные и выходные модулирующие звенья последовательным соединением модуляторов согласно соотношению (11). После переносов модуляторов с несущими $KK\Phi\ (6,\ 1,\ i)$ и $\overline{KK\Phi}\ (6,\ 1,\ i)$ через звено разветвления и сумматор на промежуточном этапе получаем схему, представленную на рис. 4, *б*. Осуществляя переносы коммутаторов через линейные звенья, приходим к импульсной модели трехфазного АИТ, приведенной к цепи переменного тока.

Рассмотрим анализ переходных процессов в параллельном АИТ при $Z_0(p) = L_d(p)$ и нагрузке в каждой фазе в виде параллельного соединения элементов R и C. В этом случае в схеме рис. 4, *а* сигнал через звено $1/LC$ не передается. Обозначим

$$G(p) = \frac{2}{3L_dCp} \frac{1}{p + \frac{1}{RC}}; \quad G_0(p) = \frac{2}{3} L_dCp; \quad \overline{H} = \frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}. \qquad (12)$$

Для модели с импульсными элементами, фиксирующими левые значения входных сигналов (рис. 4, *а*), запишем выражение

$$\overline{E}_1(p) = E_0(p)\, G(p) - G(p)\, \frac{1}{2} \left[\overline{E}_1(p) + \overset{*}{E}_1(p)\right] - \overline{E}_1(z)\, \overset{*}{H} G_0(p)\, G(p), \qquad (13)$$

в котором учтено, что

$$E_1(p) = \mathrm{Re}\, \overline{E}_1 = \frac{1}{2} \left[\overline{E}_1(p) + \overset{*}{E}_1(p)\right]. \qquad (14)$$

Запишем уравнение, сопряженное уравнению (13):

$$\overset{*}{E}_1(p) = E_0(p)\, G(p) - \frac{1}{2} \overset{*}{E}_1(p)\, G(p) - \frac{1}{2} \overline{E}_1(p)\, G(p) - \overset{*}{E}_1(z)\, \overline{H} G_0(p)\, G(p). \qquad (15)$$

Вычтем из (13) уравнение (15):

$$\overline{E}_1(p) - \overset{*}{E}_1(p) = G_0(p)\, G(p) \left[\overset{*}{E}_1(z)\, \overline{H} - \overline{E}_1(z)\, \overset{*}{H}\right], \qquad (16)$$

откуда после перехода к z-преобразованию выражения (16) имеем:

$$\overset{*}{E}_1(z) = \overline{E}_1(z) \frac{1 + \overset{*}{H} z \{G_0(p)\, G(p)\}}{1 + \overline{H} z \{G_0(p)\, G(p)\}}. \qquad (17)$$

Сложим выражения (13) и (15):

$$\overline{E}_1(p) + \overset{*}{E}_1(p) = 2E_0(p)\, G(p) - G(p) \left[\overline{E}_1(p) + \overset{*}{E}_1(p)\right] - G_0(p)\, G(p) \left[\overline{E}_1(z)\, \overset{*}{H} + \overset{*}{E}_1(z)\, \overline{H}\right]$$

или

$$\overline{E}_1(p)+\overset{*}{E}_1(p)=\frac{2E_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}-\frac{G_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}\,[\overline{E}_1(z)\,\overset{*}{H}+$$

$$+\overset{*}{E}_1(z)\,\overline{H}]. \qquad (18)$$

Перейдем к z-преобразованию выражения (18):

$$\overline{E}_1(z)+\overset{*}{E}_1(z)=Z\left\{\frac{2E_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}\right\}-\overset{*}{H}\overline{E}_1(z)\,Z\left\{\frac{G_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}\right\}-$$

$$-\overline{H}\overset{*}{E}_1(z)\,Z\left\{\frac{G_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}\right\}. \qquad (19)$$

Подставляя в (19) вместо $\overset{*}{E}_1(z)$ его выражение согласно (17), получаем

$$\overline{E}_1(z)=$$

$$=\frac{z\left\{\frac{E_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}\right\}\,1+\overline{H}z\,\{G_0(p)\,G(p)\}}{1+\frac{1}{2}z\,\{G_0(p)\,G(p)\}+\frac{1}{2}\,z\left\{\frac{G_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}\right\}+}\rightarrow$$

$$\rightarrow\frac{}{+z\,\{G_0(p)\,G(p)\}\,z\left\{\frac{G_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}\right\}}. \qquad (20)$$

Учитывая, что $\overline{H}=\frac{1}{2}+j\frac{\sqrt{3}}{2}$ и отбрасывая мнимую часть, имеем

$$E_1(z)=\frac{z\left\{\frac{E_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}\right\}}{1+z\left\{\frac{G_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}\right\}\frac{\frac{1}{2}+z\,\{G_0(p)\,G(p)\}}{1+\frac{1}{2}\,z\,\{G_0(p)\,G(p)\}}}. \qquad (21)$$

Принимая во внимание, что импульсный элемент фиксирует значения сигнала слева, окончательно получаем

$$E_1(z)=\frac{z\frac{E_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}}{1+z^{-1}\frac{G_0G}{1+G}(z,\,1)\,\frac{\frac{1}{2}+z^{-1}G_0G(z,\,1)}{1+\frac{1}{2}\,z^{-1}G_0G(z,\,1)}}. \qquad (22)$$

Подставляя в (22) выражения (12), получаем

$$E_1(z)=\frac{zE_0}{z-1}\times$$

$$\times\frac{(2z-e^{-2\alpha T})\left[z\left(1-e^{-\alpha T}\cos\beta T-\frac{\alpha}{\beta}\,e^{-\alpha T}\sin\beta T\right)+\right.}{2z^3-z^2\left(3e^{-\alpha T}\cos\beta T+\frac{\alpha}{\beta}\,e^{-\alpha T}\sin\beta T+e^{-2\alpha T}\right)+}\rightarrow$$

$$\rightarrow\frac{\left.+e^{-2\alpha T}-e^{-\alpha T}\cos\beta T+\frac{\alpha}{\beta}\,e^{-\alpha T}\sin\beta T\right]}{+z\left(3e^{-3\alpha T}\cos\beta T-\frac{\alpha}{\beta}\,e^{-3\alpha T}\sin\beta T+e^{-2\alpha T}\right)-2e^{-4\alpha T}}, \qquad (23)$$

где $\alpha=\frac{1}{2RC}$; $\alpha^2+\beta^2=\frac{2}{3L_dC}$.

По теореме о конечном значении можно определить установившееся значение сигнала:

$$E_1[nT-0]=\lim_{n\to\infty}\frac{z-1}{z}\,E_1(z)=$$

$$=\frac{E_0(2-e^{-2\alpha T})\,(1+e^{-2\alpha T}-2e^{-\alpha T}\cos\beta T)}{2\,(1-e^{-4\alpha T})-3e^{-\alpha T}\cos\beta T\,(1-e^{-2\alpha T})-\frac{\alpha}{\beta}\,e^{-\alpha T}\times}.$$

$$\times\sin\beta T\,(1+e^{-2\alpha T}) \qquad (24)$$

Рассматривая аналогичным образом схему с импульсными элементами фиксирующими правые значения входных сигналов, получим z-преобразование выходного сигнала:

$$E_1(z)=\frac{z\frac{E_0(p)\,G(p)}{1+G(p)}}{1-\frac{G_0G}{1+G}(z)\,\frac{\frac{1}{2}-G_0G(z)}{1-\frac{1}{2}\,G_0G(z)}}. \qquad (25)$$

После подстановки в (25) выражений (12) получаем

$$E_1(z)=\frac{zE_0}{z-1}\times$$

$$\times\frac{(z-2e^{-2\alpha T})\left[z\left(1-e^{-\alpha T}\cos\beta T-\frac{\alpha}{\beta}\,e^{-\alpha T}\sin\beta T\right)+\right.}{2z^3-z^2\left(3e^{-\alpha T}\cos\beta T+\frac{\alpha}{\beta}\,e^{-\alpha T}\sin\beta T+e^{-2\alpha T}\right)+}\rightarrow$$

$$\rightarrow\frac{\left.+e^{-2\alpha T}-e^{-\alpha T}\cos\beta T+\frac{\alpha}{\beta}\,e^{-\alpha T}\sin\beta T\right]}{+z\left(3e^{-3\alpha T}\cos\beta T-\frac{\alpha}{\beta}\,e^{-3\alpha T}\sin\beta T+e^{-2\alpha T}\right)-2e^{-4\alpha T}}. \qquad (26)$$

Выражение (26) позволяет посредством обратного z-преобразования находить правые значения выходного сигнала $E_1[nT+0]$.

Рассчитаем процесс пуска трехфазного АИТ при следующих параметрах $R=20$ Ом, $C=150$ мкФ, $L_d=76\cdot10^{-3}$ Гн; $f_{раб}=50$ Гц, $E_0=100$ В. По выражению (23) находим z-преобразование выходного сигнала:

$$E_1(z)=22{,}2\,\frac{z}{z-1}\,\frac{(z-0{,}165)\,(z+0{,}678)}{(z-0{,}75)\,(z^2-0{,}28z+0{,}141)}. \qquad (27)$$

Пользуясь методом вычетов, находим левые значения решетчатой функции напряжения на мосту в процессе пуска:

$$E_1[n-0]=145-151\,(0{,}75)^n+30{,}4\,(0{,}374)^n\cos(68^\circ n+$$

$$+78^\circ40'). \qquad (28)$$

Аналогично по выражению (26) находим z-преобразование выходного сигнала:

$$E_1(z)=11{,}1\,\frac{z}{z-1}\,\frac{(z-0{,}658)\,(z+0{,}678)}{(z-0{,}75)\,(z^2-0{,}28z+0{,}141)}, \qquad (29)$$

и правые значения решетчатой функции выходного сигнала;

$$E_1[n+0]=29{,}5-10{,}6\,(0{,}75)^n+27{,}2\,(0{,}374)^n\cos(68^\circ n+$$

$$+136^\circ41'). \qquad (30)$$

Учитывая мнимую часть $\overline{E}_1(t)$ при переходе от выражения (20) к оригиналу и связь напряжений $E_1(t)$ с линейными и фазными напряжениями инвертора, нетрудно получить значения линейных и фазных напряжения в моменты коммутации, а также судить о коммутационной устойчивости в переходном режиме.

При использовании метода импульсных моделей перспективными направлениями в постановке задач синтеза являются методы цифровой коррекции [8, 9], линейного программирования [10], полиномиальных уравнений и другие. Следует также отметить, что программирование на ЦВМ импульсных моделей вентильных преобразователей имеет ряд преимуществ по сравнению с методами численного интегрирования исходных дифференциальных уравнений. Во-первых, отсутствуют систематические ошибки, которые неизбежно возникают за счет полиномиальной аппроксимации при решении методами численного интегрирования; во-вторых, при использовании численных методов возникает противоречие между требованиями к точности вычисления и

уменьшению машинного времени. При этом в любом случае методы численного интегрирования связаны с выбором шага значительно меньшего интервала дискретности T. Метод импульсных моделей позволяет избежать указанных трудностей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Шипилло В. П., Долбня В. Т., Зезюлькин Г. Г.** Импульсная модель однофазного автономного инвертора. — Электричество, 1978, № 11.

2. **Шипилло В. П., Зезюлькин Г. Г.** Комплексные коммутационные функции и их применение для исследования цепей с периодической ступенчатой модуляцией. — Электричество, 1982, № 12.

3. **Беркович Е. И.** Исследование пусковых режимов автономных инверторов. — Дис. на степень канд. техн. наук. — М.: ВЭИ, Мин-во электротехнич. пром-сти СССР, 1975.

4. **Чванов В. А.** Динамика автономных инверторов с прямой коммутацией. — М.: Энергия, 1972.

5. **Толстов Ю. Г.** Автономные инверторы тока. — М.: Энергия, 1978.

6. **Зезюлькин Г. Г.** Метод расчета передаточных функций однофазных автономных инверторов по огибающим. — ЭП: Преобразовательная техника, 1978, вып. 4 (99).

7. **Джури Е.** Импульсные системы автоматического регулирования. — М.: Физматгиз, 1963.

8. **Потапов М. Д.** Синтез дискретных корректирующих устройств на основе критерия конечного времени регулирования. — Автоматика и телемеханика, 1962, № 4.

9. **Цыпкин Я. З.** Коррекция импульсных систем регулирования и управления. — Автоматика и телемеханика, 1957, № 3.

10. **Пропой А. И.** Применение методов линейного программирования для синтеза импульсных автоматических систем. — Автоматика и телемеханика, 1963, № 7.

[16.04.82]

◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆

УДК 621.372.061.001.24

Общая теорема реализации активных RC-схем

БОНДАРЕНКО А. В.

Как известно, статьи [1 и 2] были одними из первых работ, заложившими фундамент последующих исследований в области методов синтеза активных многополюсных RC-цепей со специальными свойствами, обусловленными минимумом необходимого числа активных элементов. В дальнейших разработках, принадлежащих Г. Мартинелли [3], исходные идеи распространены на область цепей с уравновешенными и неуравновешенными нуллорами.

В отмеченных основополагающих статьях установлен факт необходимости и достаточности в общем случае n активных элементов (зависимых источников напряжения и тока (V), конвертеров отрицательного иммитанса (K), нуллоров (H) для реализации произвольной (на расположение нулей и полюсов не накладываются дополнительные ограничения) $n\times n$ матрицы проводимостей дробнорациональных функций комплексной переменной s с помощь активной RC-цепи без внутренних узлов и трансформаторов уравновешенной структуры и $(n+1)$ элемента — для цепи неуравновешенного типа. Другими словами, был установлен практически важный предел по минимуму необходимого числа используемых активных элементов для синтеза иммитансной матрицы заданного порядка n. Однако в данной постановке вопроса методам реализации матриц передаточных функций по напряжению и току, а также иммитансов передачи цепями с указанными свойствами, к сожалению, уделено значительно меньше внимания [6].

В последнее десятилетие в теоретической электротехнике начало интенсивно развиваться имеющее широкие прикладные возможности направление синтеза многополюсных цепей с оптимальными свойствами, понимаемыми в смысле совместных минимальных значений используемых количеств реактивных и активных элементов цепи [4 и 5]. При этом полученные частные результаты и теоремы реализации матриц входных и передаточных иммитансов, а также передач напряжения и тока, нуждаются в дальнейшем обобщении и построении общей теории синтеза активных многополюсных RC-схем.

Следует сказать, что существует ряд технических систем, где требуется использование именно минимума активных элементов. Требования же в отношении числа емкостных элементов — вполне очевидны. Развитие и усложнение техники микроэлектронных аналоговых цепей и возникшая в последнее время проблема «тирании количеств» также потребовали поиска путей реализации оптимальных в указанном смысле структур. С другой стороны, знание всех потенциальных возможностей синтеза значительно повышает эффективность инженерных разработок: проектировщику становятся ясными те преимущества выбираемой схемы, которые можно получить при допущении некоторой избыточности активных и реактивных элементов.

Целью настоящей статьи является рассмотрение общей, обобщенных и частных теорем реализации активных RC-схем и их внутренних взаимосвязей, являющихся основой создания общей теории синтеза активных многополюсных оптимальных (в указанном смысле) RC-схем, при этом основное внимание в статье уделено соответствующим теоремам малоизученной проблемы реализации матриц передач по напряжению и току оптимальными цепями.

Конструктивная сторона рассмотренных теорем реализации, связанная с построением соответствующих инженерных алгоритмов проектирования схем, достаточно подробно освещена в [5, 6, 8—10] и потому здесь опущена, при этом даны лишь основные направления исследования новых путей синтеза схем с оптимальными свойствами и возможности обобщения уже известных методов реализации. Далее, подобно [1—4, 6], будем использовать термин «синтез» вместо слова «реализация», имея ввиду, конечно, что первое — более общее понятие, включающее в себя второе.

Предлагаемая система теорем может быть отражена иерархической структурой, показанной на рис. 1. Здесь общая теорема реализации оптимальных многополюсных цепей с системными матрицами $\{[A, B], [Q]\}$ [6] охватывает ряд обобщенных теорем, из которых I обобщенная теорема представляет множество частных теорем по синтезу иммитансных матриц $\{[Y(s)], [Z(s)]\}$, различаемых по типам используемых активных элементов из множества $\{У, K, H\}$, где $\{У\}$, $\{K\}$, $\{H\}$ — некоторые непустые подмножества зависимых источников, конвертеров отрицательного иммитанса и нуллоров; II обобщенная теорема относится к реализации множества $\{[T_u(s)\}, [T_i(s)]\}$ — матриц передаточных функций по напряжению и току, а III обобщенная теорема — к синтезу матриц передаточных иммитансов. Данная структура не является замкнутой как в отношении заданных описаний системы (например, обобщенные теоремы, основанные на гибридных, волновых и других параметрах), так и возможных новых активных элементов теории цепей. Сформулируем общую теорему реализации активных RC-схем с оптимальными свойствами.

Общая теорема реализации. Для реализации произвольной n^1+m^1 матрицы вещественных дробно-рациональных функций комплексной переменной s как матрицы, принадлежащей множеству $\{[T(s)]\}$ активной RC-цепью без внутренних узлов и трансформаторов с минимумом реактивных элементов, определяемым степенью $\delta=\deg[T(s)]$, в общем случае необходимо и достаточно использовать $n+\delta-\gamma$ активных элементов из $\{A\}$ в случае цепи уравновешенной структуры, $n+\delta-\gamma+1$ элемент — для неуравновешенной R-подцепи с заземленными активными элементами из $\{A\}\backslash\{K\}$ и $n+\delta-\gamma$ из $\{K\}$ при заземленных реактивностях, где $\{[T(s)\}=\{[Y(s)], [Z(s)], [T_u(s)], [T_i(s)], [Y_n(s)], [Z_n(s)]\}$;

$n=\min\{n', m'\}$; $n'\neq m'$ — размеры матриц передач в случае их прямоугольности; $\{A\}\subset\{У, K, H\}$; γ — параметр, определяемый алгоритмом минимальной реализации системы; $\{A\}$ — используемое множество активных элементов; под δ понимается степень конкретной матрицы $[T(s)]$ (члена данного множества) подлежащей реализации. Степень матрицы δ впервые ввел Mc. Millan (Introduction to Formal Realizability Theory II. — B. S. T. J., vol. 31, № 3, 1952, p. 541—600).

В случае простых полюсов $s_i(i=1, 2, \ldots, p)$ она определяется

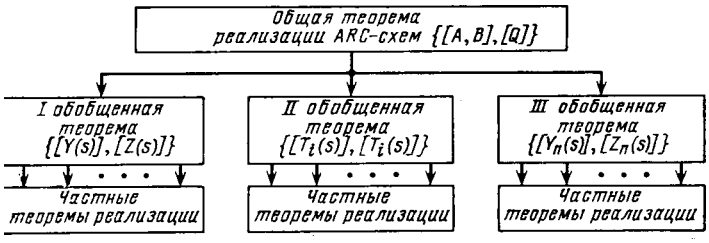


Рис. 1

как сумма рангов матриц вычетов этих полюсов (включая и полюса в бесконечности)

$$\delta = \deg [T(s)] = \operatorname{rank}[k]_\infty + \sum_{i=1}^{p} \operatorname{rank}[\tilde{k}]_i.$$

В общем случае — это ранг обобщенной матрицы Ханкеля, используемой в алгоритме Б. П. Хо [7], при этом выполняются следующие теоремы:

а) $\delta([T_1(s)]+[T_2(s)]) \leqslant \delta[T_1(s)]+\delta[T_2(s)]$;

б) $\delta\left(\Sigma_{i=1}^{p}[T_i(s)]\right) = \Sigma_{i=1}^{p}\delta[T_i(s)]$ — для различных полюсов у всех $[T_i(s)]$; в) $\delta[T_1(s)] \leqslant \delta[T(s)]$, где $[T_1(s)]$ — подматрица $[T(s)]$; г) $\delta([T_1(s)][T_2(s)]) \leqslant \delta[T_1(s)]+\delta[T_2(s)]$.

Доказательство общей теоремы реализации RC-активных схем построено на базе результатов трех обобщенных теорем синтеза (рис. 1); необходимые детали приведены в [5].

Следствие. Для реализации скалярной схемной функции ($n=1$) потребуется $\delta-\gamma+1(\delta-\gamma+2)$ активных элементов при соответствующих типах структур цепи.

В силу ограниченности возможности статьи остановимся детальнее лишь на II обобщенной теореме. Дадим ее в краткой формулировке.

II обобщенная теорема синтеза. Для реализации $n'+m'$ матрицы передач по напряжению и току в общем случае необходимо и достаточно использовать $n+\delta-\gamma(n+\delta-\gamma+1)$ активных элементов для соответствующих типов структур.

Доказательство II обобщенной теоремы основано на рассмотрении схемы рис. 2, где для определенности взят случай $[T_u(s)]$ и широко распространенная структура неуравновешенного типа. На рис. 2 представлена активная R-цепь, описываемая матрицей $[G]_u$ с m' входными и n' выходными зажимами, а также выделена подцепь из емкостей с диагональной матрицей $[C]_0$, степени $\delta=\deg[T_u(s)]$. После применения одного из алгоритмов минимальной реализации систем, например, алгоритма Б. Л. Хо [7], можно найти следующий квадруполь ($[A]$, $[B]$, $[C]$, $[D]$, причем

$$[T_u(s)] = [D] + [C][S[1]_\delta - [A]]^{-1}[B].$$

Отсюда, составляя уравнения по методу пространства состояния для схем рис. 2, выраженные через адмиттансные параметры, можно сформировать матрицу активной R-цепи:

$$[G]_u = \begin{vmatrix} [G_{11}] & [G_{12}] & [G_{13}] \\ -[G_{22}][D] & [G_{22}] & -[G_{22}][C] \\ \begin{pmatrix} -[C]_0[B]_- \\ -[G_{32}][D] \end{pmatrix} & [G_{32}] & \begin{pmatrix} -[C]_0[A]_- \\ -[G_{32}][C] \end{pmatrix} \end{vmatrix} \begin{matrix} (n'+m'+\delta)\times \\ \times(n'+m'+\delta). \end{matrix} \quad (1)$$

Часть субматриц в $[G]_u$ может быть выбрана нулевыми, например, $[G_{12}]$, $[G_{13}]$ и $[G_{23}]$. Размерность $[G_{11}]$—$n'\times n'$, $[G_{22}]$—$m'\times m'$. Аналогичным образом можно получить и матрицу $[G]_i$ в случае исходной матрицы передаточных функций по току (с соответствующей коррекцией рис. 2) той же размерности:

$$[G]_i = \begin{vmatrix} [G_{11}] & [G_{12}] & [G_{13}] \\ [D][G_{11}] & [G_{22}] & [C]+[D][G_{13}] \\ -[C]_0[B][G_{11}] & [G_{32}] & -[C]_0([A]+[B])[G_{13}] \end{vmatrix},$$

где также возможен выбор нулевых субматриц.

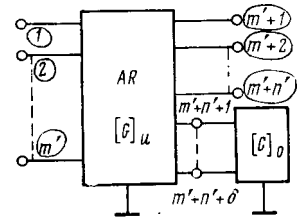


Рис. 2

$$\left.\begin{aligned} &G_{ik} \leqslant 0 \ \forall\ (k \in \{M_1\} \cap i \in \{M\},\ i \neq k); \\ &\sum_{k=1}^{n'+m'+\delta} G_{ik} > 0 \ \forall\ i \in \{M_1\}; \\ &G_{ik} = G_{ki} \ \forall\ i,\ k \in \{M_1\},\ \{M\} = \{1, 2, \ldots, (n'+m'+\delta)\}; \\ &\{M_1\} \subset \{M\}. \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

Необходимость и достаточность в общем случае $n+\delta-\gamma+1$ активного элемента из $\{A\}$ следует на основании [5 и 7] при учете того обстоятельства, что определенное количество столбцов (строк) $[G]_u$, равное $\max\{n', m'\}$, может быть выбрано удовлетворяющим условиям гипердоминантности, а также возможности получения дополнительных γ столбцов или строк с этими свойствами. Последнее обусловлено как неоднозначностью найденного квадруполя, так и возможностью его дальнейшего эквивалентного преобразования согласно соотношениям:

$$[\hat{A}] = [T][A][T]^{-1};\ [\hat{B}] = [T][B];\ [\hat{C}] = [C][T]^{-1};\ [\hat{D}] = [D],$$

где $[T]$ — некоторая преобразующая неособенная вещественная матрица размерностью $\delta\times\delta$.

Максимальное значение параметра γ определяется числом гипердоминантных симметрических столбцов (строк), удовлетворяющих следующим неравенствам:

Этим и завершается доказательство обобщенной теоремы; II обобщенная теорема охватывает некоторое непустое множество (десятки) частных теорем, связанных с конкретными типами используемых активных элементов или их комбинациями. Представим формулировку одной из них, важной для практики проектирования многополюсных микроэлектронных схем.

Частная теорема синтеза. Для реализации $n'\times m'$ матрицы передач по напряжению необходимо и достаточно использовать $n+\delta-\gamma+1=d=d_{\text{ИНУН}}+d_{\text{ОУ}}$ усилителей напряжения с конечными коэффициентами усиления (ИНУН) и операционных усилителей (ОУ или нуллоров) для цепи неуравновешенного типа с заземленными активными и емкостными элементами.

Доказательство частотной теоремы синтеза активных RC-схем основывается на возможности последовательных исключений активных элементов в процессе трансформации $[G]_u$ в вещественную матрицу чисто резистивной цепи, удовлетворяющую условиям пассивной реализации с помощью R-элементов (конструирование инверсных активных операторов нуллорации и усиления) и представлено в [5 и 11]. При этом сама очередность исключения ИНУН или ОУ представляет широкие возможности системо- и схемотехникам по выполнению дополнительных инженерных требований.

Следствие. В частных случаях можно положить $d_{\text{ИНУН}}$ или $d_{\text{ОУ}}$ равными нулю (при этом $d=d_{\text{ОУ}}$ или $d=d_{\text{ИНУН}}$ соответственно) и получить решения с одним типом активных блоков. Случай $d_{\text{ОУ}}$, $d_{\text{ИНУН}}=1$ отвечает частным теоремам, доказанным в [9]. Приведем иллюстративные примеры реализации $[T_u(s)]$ с помощью ИНУН и ОУ при $d_{\text{ОУ}}\neq 0$ $d=0$.

Пример 1. Реализовать матрицу-столбец согласно требованиям частной теоремы синтеза, входящей во II обобщенную теорему:

$$[T_u(s)] = \frac{1}{2s}[s-1,\ s+1,\ s]^t;\quad n'=3;\quad m'=\delta=1.$$

Легко установить, что минимальная реализация системы приведет к

$$[D] = \frac{1}{2}[1,\ 1,\ 1]^t;\ [A]=0;\ [C] = \frac{1}{2}[-1,\ 1,\ 0];\quad [B]=1.$$

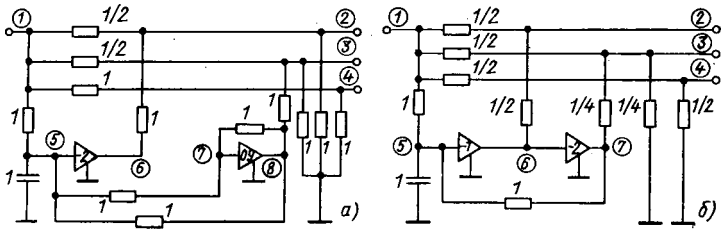


Рис. 3

Отсюда в соответствии с (1) исходная резистивная матрица $[G]_u$ составит (порядок равен $n'+m'+\delta=5$)

$$[G]_u=\left[\begin{array}{c|ccc|c} [G_{11}] & \multicolumn{3}{c|}{[G_{12}]} & [G_{13}] \\ \hline -G_2/2 & G_2 & 0 & 0 & G_2/2 \\ -G_3/2 & 0 & G_3 & 0 & -G_3/2 \\ -G_4/2 & 0 & 0 & G & 0 \\ \hline -1 & \multicolumn{3}{c|}{[G_{32}]} & 0 \end{array}\right].$$

Используя свободу выбора субматриц, положим $[G_{12}]=-\frac{1}{2}[G_2,\ G_3,\ G_4]$; $[G_{13}]=-1$; $[G_{32}]=[0]$;

$$[G]_p=\begin{bmatrix} G_{11} & -G_2/2 & -G_3/2 & -G_4/2 & -1 \\ -G_2/2 & G_2 & 0 & 0 & 0 \\ -G_3/2 & 0 & G_3 & 0 & 0 \\ -G_4/2 & 0 & 0 & G_4 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & G_5 \end{bmatrix}$$

Отсюда получим так называемую управляемую матрицу $[G]_y$ вида $[G]_y=[g_{iiy}]=[G]_u=-[G]_p$; $i,\ j=\overline{1,5}$, причем $g_{52y}=G_2/2$; $g_{53y}=-G_3/2$; $g_{55y}=-G_5$ и $g_{iiy}=0\ \forall(i,\ j)$ — остальные пар. Из представленных матриц $[G]_u$, $[G]_p$ и $[G]_y$ с учетом (2) следует, что $\gamma=1$, и поэтому необходимы всего два активных блока — один ИНУН и один ОУ. При этом пассивная часть резистивной цепи после выполнения условий получения окончательной матрицы доминантно-диагонального типа с отрицательными внедиагональными элементами имеет следующее описание: $[G]_0=[g_{ij}]$; $i,\ j=\overline{1,8}$, причем ненулевые элементы равны $g_{11}=6$, $g_{12}=g_{13}=-g_{44}=-g_{77}=g_{85}=-2$, $g_{14}=g_{15}=g_{26}=g_{38}=g_{57}=-g_{66}=-g_{78}=-1$; $g_{22}=g_{33}=g_{55}=g_{88}=4$, $g_{ij}=g_{ji}$; $i\neq j$.

Реализация примера 1 показана на рис. 3, *а* (величины указаны в омах и фарадах). Схема содержит 12 резисторов, один конденсатор, ИНУН с коэффициентом усиления—2 и ОУ; узел 1 — входной, а 2, 3, 4 — выходные.

Пример 2. Требуется реализовать эту же матрицу при выполнении условия $d_{OY}=0$, в качестве активных элементов использовать ИНУН. В данном случае пассивная часть цепи характеризуется следующей матрицей $[G]_0=[g_{ij}]$; $i,\ j=\overline{1,7}$; $g_{11}=7$, $g_{12}=g_{13}=g_{14}=g_{26}=-g_{55}=-g_{66}=-2$; $g_{15}=g_{57}=-1$; $g_{22}=-g_{37}=g_{44}=4$; $g_{77}=5$ при остальных нулевых членах; $g_{ij}=g_{ji}$, $i\neq j$.

На рис. 3,*б* представлена реализация матрицы примера 2 (величины также приведены в омах и фарадах). Общее число резисторов сократилось до девяти. Сравнительные оценки предложенных методик реализации и известных из литературных источников можно найти, например в [5, 8—10].

В заключение необходимо отметить, что подобную же иерархическую структуру теорем можно построить и для случая синтеза схем только с минимумом активных элементов, куда в виде частных теорем войдут [1, 2] и [3], но при этом число реактивностей будет, как правило, намного отличаться от минимально возможного. С другой стороны, система теорем, построенная по принципу минимума только реактивных элементов, приводит к цепям с избыточным числом активных блоков [4].

Указанные совокупности общих, обобщенных и частных теорем реализации могут быть положены в основу построения общей теории синтеза оптимальных многополюсных активных *RC*-схем, составной частью которой обычно являются последующие оптимизационные процедуры полученных решений по одному или совокупности выбранных критериев оптимизации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Sanberg I. W.** Synthesis of n-port active networks. — BSTJ, 1961, vol. XL, January.
2. **Sandberg I. W.** Synthesis of transformerless active n-port networks. — BSTJ, 1961 vol. XL, May.
3. **Martinelli G.** RC transformerless networks embedding nullors. — Alta Frequenza, 1966, vol. 35, № 2.
4. **Melvin D. W., Bickart T. A.** Synthesis of active RC multiport networks with grounded ports. — J. Franklin Inst. 1972, vol. 294, № 5.
5. **Бондаренко А. В.** Обобщенный метод синтеза активных многополюсных цепей. — Изв. ЛЭТИ, вып. 223, 1977, с. 29—38.
6. **Ионкин П. А., Миронов В. Г.** Синтез RC-схем с активными невзаимными элементами. — М.: Энергия 1976. — 240 с.
7. **Калман Р., Фалб П., Арбиб М.** Очерки по математической теории систем. — пер. с англ./ Под ред. Я. З. Цыпкина. — М.: Мир, 1971., 400 с.
8. **Бондаренко А. В.** К реализации иммитансных матриц на усилителях. — Изв. ЛЭТИ, вып. 159, 1974, с. 10—21.
9. **Бондаренко А. В.** К минимальной реализации иммитансных матриц. — Изв. ЛЭТИ вып. 177, 1975, с. 9—20.
10. **Бондаренко А. В.** Реализация матриц передаточных функций по напряжению с помощью безынерционных усилителей. — Электричество, 1977, № 3, с. 33—38.
11. **Бондаренко А. В.** Задача синтеза активных многополюсных цепей с минимумом элементов.— Изв. ЛЭТИ вып. 276, 1980, с. 17—21.

[31.07.81]

УДК 621.3.011.4.001.24

К расчету электрической емкости методом площадок

ИВЛИЕВ Е. А., ИОССЕЛЬ Ю. Я.
Ленинград

Метод площадок относится к наиболее простым и распространенным численным методам расчета электрических емкостей проводников самой различной формы, причем по мере развития современной вычислительной техники возможности его применения все более возрастают. Вместе с тем увеличивается, естественно, и необходимость в обоснованной интерпретации получаемых при этом численных результатов и прежде всего в оценке их методической погрешности. Однако в обширной литературе, посвященной расчету емкости методом площадок (см., например, [1—5]), этому вопросу уделялось до сих пор явно недостаточное внимание. Поэтому к настоящему времени не выяснен даже вопрос о знаке указанной погрешности, хотя в некоторых работах ([1, 3 и др.]) высказывались утверждения о том, что значение емкости любого уединенного проводника, вычисленное методом площадок, дает нижнюю оценку истинного значения емкости этого проводника. В настоящем сообщении показано, что такие утверждения в общем случае ошибочны, но оказываются справедливыми при некоторых, рассматриваемых ниже модификациях метода площадок.

Общепринятая схема расчета емкости методом площадок непосредственно следует из известного метода Крылова — Боголюбова [6], применяемого в задачах численного интегрирования и, в частности, при решении интегральных уравнений. Она заключается, как известно, в разбиении поверхности проводника на ряд частей (площадок), размеры которых принимаются настолько малыми, что допустимо предположение о постоянстве

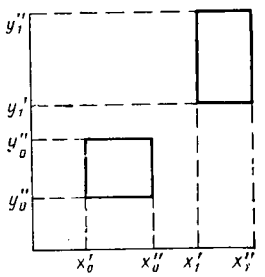


Рис. 1

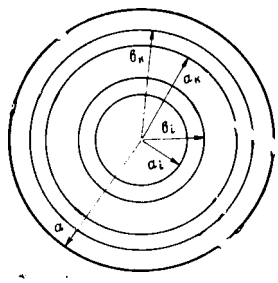


Рис. 2

плотности заряда в пределах каждой площадки; при этом безразмерные потенциалы всех площадок, отождествляемые с потенциалами каких-либо фиксированных (характерных) точек их поверхностей, приравниваются (в силу эквипотенциальности реальной поверхности проводника) одной и той же произвольно выбираемой константе (например, единице), а приведенные значения плотности заряда определяются из следующей системы линейных алгебраических уравнений:

$$\left.\begin{aligned} a_{11}\bar{\sigma}_1 + a_{12}\bar{\sigma}_2 + \cdots + a_{1N}\bar{\sigma}_N = 1;\\ a_{21}\bar{\sigma}_1 + a_{22}\bar{\sigma}_2 + \cdots + a_{2N}\bar{\sigma}_N = 1;\\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\\ a_{N1}\bar{\sigma}_1 + a_{N2}\bar{\sigma}_2 + \cdots + a_{NN}\bar{\sigma}_N = 1, \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

где $\bar{\sigma}_i$ $(i = 1,2,\ldots, N)$ — приведенное значение плотности заряда на поверхности i-й площадки; $a_{ik} = \int_{s_k} \frac{dS}{r_{ik}}$; S_k — поверхность k-й площадки; r_{ik} — расстояние от произвольной точки k-й площадки до характерной точки i-й площадки.

Это приводит к следующей общей приближенной формуле для емкости уединенного проводника, расположенного в однородной среде с абсолютной диэлектрической проницаемостью ε:

$$C_0 \approx 4\pi\varepsilon \sum_{i=1}^{N} \bar{\sigma}_i S_i. \quad (2)$$

При оценке знака погрешности приведенной формулы авторы [1 и 3] исходили из известной теоремы Томсона, согласно которой энергия электростатического поля минимальна по сравнению с энергиями полей, которые создаются при любом другом распределении зарядов. Это позволяет утверждать, в частности, что энергия фиктивного (кусочно-постоянного) распределения зарядов, используемого при расчетах по методу площадок, заведомо больше энергии электростатического поля рассматриваемого проводника. Однако, как можно убедиться, использование одного лишь этого положения не позволяет установить какое-либо неравенство между величинами, определяемыми по методу площадок, и истинными значениями емкости рассматриваемых проводников. Действительно, из теоремы Томсона в общем случае непосредственно следует лишь известное (см., например, [5]) неравенство[1]

$$C_0 \geqslant \frac{\left[\int_S \sigma(S)\, dS\right]^2}{\int_S U(S)\,\sigma(S)\, dS}, \quad (3)$$

где $U(S)$ — распределение потенциала, соответствующее выбранному закону $\sigma(S)$.

Из указанной взаимосвязи функций $U(S)$ и $\sigma(S)$ следует, что неравенство (3) справедливо при любом законе распределения заряда, но не допускает произвола в выборе $U(S)$.

Вместе с тем при общепринятой схеме расчета по методу площадок аппроксимация функции $U(S)$ производится, как уже отмечено, независимо от выбранного распределения $\sigma(S)$ (потенциал каждой площадки принимается равным потенциалу некоторой характерной ее точки). Поэтому неравенство (3) в данном случае неприменимо, и знак погрешности расчетов по формуле (2) зависит как от формы поверхности рассматриваемого проводника и отдельных площадок, так и от расположения характерных точек на каждой площадке. Последнее может быть наглядно проиллюстрировано на примере расчета емкости какой-либо плоской пластины в предельном частном случае — при числе площадок $N=1$. При этом плотность заряда на поверхности всей пластины должна быть принята постоянной ($\sigma=\sigma_0$), а потенциал — совпадающим с потенциалом какой-либо фиксированной (характерной) точки поверхности пластины. Но в силу произвольности выбора этой точки можно совместить ее либо с точкой, в которой достигается максимальное значение потенциала (U_{max}), либо с точкой, для которой $U=U_{min}$. При этом результат расчета емкости по методу площадок будет в первом случае меньше, а во втором случае больше истинного значения C_0. Последнее непосредственно следует из известного неравенства [5]:

$$\frac{\int_S \sigma(S)\, dS}{U_{max}} < C_0 < \frac{\int_S \sigma(S)\, dS}{U_{min}}, \quad (4)$$

где S — поверхность проводника.

Так, для квадратной пластины со стороной $2a$ неравенства (4) принимают вид

$$0{,}6301 < \frac{C_0}{8\varepsilon a\sqrt{2}} < 1{,}2602\,.$$

Аналогичные примеры могут быть указаны и для проводников другой формы, а также при другом числе площадок. Все они иллюстрируют ошибочность утверждений о постоянстве знака погрешности при расчете емкости методом площадок.

Вместе с тем, сохранив основную идею рассматриваемого метода, связанную с заменой истинной поверхности проводника совокупностью площадок с постоянной плотностью заряда, можно указать такие схемы его использования, при которых определяемые приближенные значения емкости будут гарантировать нижнюю оценку ее истинных значений. Для этого достаточно подставить в неравенство (3) выражение для $U(S)$, соответствующее выбранному кусочно-постоянному распределению заряда. При этом непосредственно приходим к следующему общему неравенству

$$\frac{C_0}{4\pi\varepsilon} \geqslant \frac{\left[\sum_{i=1}^{N} \bar{\sigma}_i S_i\right]^2}{J}, \quad (5)$$

где

$$J = \sum_{i=1}^{N}\sum_{k=1}^{N} \bar{\sigma}_i\bar{\sigma}_k b_{ik},\quad b_{ik} = \int_{S_i} dS' \int_{S_k} \frac{dS}{\rho_{ik}},$$

ρ_{ik} — расстояние между произвольными точками i-й и k-й площадок, а остальные обозначения те же, что и выше.

В частном случае, при $N = 1$, приведенное соотношение принимает вид

$$C_0 \geqslant 4\pi\varepsilon S^2 \left[\int_S dS' \int_S \frac{dS}{\rho}\right]^{-1} \quad (6)$$

причем правая часть этого неравенства совпадает с выражением для емкости, определяемым известным методом Хоу. Таким образом, при указанной схеме нижней оценки емкости метод Хоу может рассматриваться просто как частный случай метода площадок [7].

При большем числе площадок ($N>1$) выражение (5) позволяет получить нижние оценки емкости при любом выбранном кусочно-постоянном распределении заряда, однако точность и простота таких оценок зависит, естественно, от используемого способа определения значений плотности заряда на каждой площадке. Один из них заключается в определении величин $\bar{\sigma}_i$ из

Таблица 1

N	1	4	16	36	64	100	144	196
$\bar{C}_1$	0,6301	0,7023	0,7534	0,7724	0,7824	0,7886	0,7919	0,7958
$\bar{C}_2$	0,7472	0,7472	0,7761	0,7875	0,7936	0,7975	0,8000	0,8017
$\bar{C}_3$	0,7472	0,7472	0,7774	0,7885	0,7945	0,7981	0,8006	0,8022

[1] Приведенное соотношение выражает так называемый принцип Гаусса и приводит к равенству только при равновесном распределении заряда (т. е. при $U(S)$=const).

Таблица 2

j	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
d_j	$x_0''-x_1'$	$x_0''-x_1'$		$x_0''-x_1''$	$x_0'-x_1'$	$x_0'-x_1''$		$x_0'-x_1'$	$x_0''-x_1'$	$x_0''-x_1''$		$x_0''-x_1'$	$x_0'-x_1''$	$x_0'-x_1'$		$x_0'-x_1''$
P_j	$y_0''-y_1''$		$y_0''-y_1'$		$y_0''-y_1''$		$y_0''-y_1'$		$y_0''-y_1''$		$y_0''-y_1'$		$y_0'-y_1''$		$y_0'-y_1'$	

системы (1). Подстановка этих значений в (5) позволяет наиболее отчетливо выявить различие между общепринятой и усовершенствованной схемой оценки емкости по методу площадок[2].

Наиболее простой вид неравенства (5) достигается в том случае, если определить величины $\bar{\sigma}_i$ как корни следующей системы линейных алгебраических уравнений (такой способ является одним из частных случаев метода подобластей, применяемого при решении интегральных уравнений [8]):

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{1}{S_1}\left(b_{11}\bar{\sigma}_1+b_{12}\bar{\sigma}_2+\cdots+b_{1N}\bar{\sigma}_N\right)=1);\\
&\frac{1}{S_2}\left(b_{21}\bar{\sigma}_1+b_{22}\bar{\sigma}_2+\cdots+b_{2N}\bar{\sigma}_N\right)=1;\\
&\frac{1}{S_N}\left(b_{N1}\bar{\sigma}_1+b_{N2}\bar{\sigma}_2+\cdots+b_{NN}\bar{\sigma}_N\right)=1.
\end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

Производя умножение всех элементов i-го уравнения этой системы на $\bar{\sigma}_i S_i$, а затем почленно суммируя все уравнения, можно убедиться, что в данном случае

$$\sum_{i=1}^{N}\sum_{k=1}^{N}\bar{\sigma}_i\bar{\sigma}_k b_{ik}=\sum_{i=1}^{N}\bar{\sigma}_i S_i,$$

и формула (5) принимает следующий вид:

$$C_0 \geqslant 4\pi\varepsilon\sum_{i=1}^{N}\bar{\sigma}_i S_i. \qquad (8)$$

В качестве иллюстрации полученных результатов ниже приведены данные расчетов емкости пластин в форме квадрата и кругового диска при различном числе площадок N. В каждом из этих случаев расчет проводился по формулам (2), (5) и (8) и соответствующие им расчетные значения обозначены индексами 1, 2 и 3. Результаты расчета емкости квадратной пластины со стороной $2a$ представлены в табл. 1, где $\bar{C}_i=C_i/(8\varepsilon a\sqrt{2})$, $i=1, 2, 3$. Из методических соображений поверхность пластины разбивалась на равные квадратные площадки, а характерные точки выбирались в центре площадок. При этом значения коэффициентов a_{ik} в системе (1) определялись по формулам, приведенным в [5], а коэффициенты b_{ik} в системе (7)— из выражения

$$b_{ik}=\int_{S_i}dS'\int_{S_k}\frac{dS}{\rho_{ik}}=$$

$$=\frac{1}{2}\sum_{j=1}^{16}(-1)^j\left[F_1(d_j, p_j)-F_2(d_j, p_j)-F_2(p_j, d_j)\right],$$

$$F_1(x, y)=\frac{1}{3}\left(x^2+y^2\right)^{\frac{3}{2}};$$

$$F_2(x, y)=yx^2\ln\left(y+\sqrt{y^2+x^2}\right),$$

а величины d_j и p_j указаны в табл. 2 и на рис. 1.

Результаты расчетов емкости диска радиуса a при разбиении его поверхности на кольцевые площадки равной ширины приведены в табл. 3, где $\bar{C}_i=C_i/(8\varepsilon a)$, $i=1, 2, 3$. Применявшиеся при этом расчете значения коэффициентов a_{ik}, входящих в систему (1), определялись по следующим формулам, полученным с использованием материалов [1]:

$$a_{ii}=4r_i\left[F_1(a_i)+F_2(b_i)\right];$$

$$a_{ik}=\begin{cases}4r_i\left[F_1(a_k)-F_1(b_k)\right] & \text{при } i>k;\\ 4r_i\left[F_2(b_k)-F_2(a_k)\right] & \text{при } i<k,\end{cases}$$

где $F_1(x)=1-E\left(\frac{x}{r_i}\right)+\left[1-\left(\frac{x}{r_i}\right)^2\right]K\left(\frac{x}{r_i}\right);$

$$F_2(x)=\frac{x}{r_i}E\left(\frac{r_i}{x}\right)-1;\quad r_i=\frac{(a_i+b_i)}{2};$$

K и E — полные эллиптические интегралы первого и второго рода, а значения коэффициентов b_{ik} в системе (7) определялись из выражений [9]:

$$b_{ii}=\frac{16\pi}{3}b_i^3\left[1+\left(\frac{a_i}{b_i}\right)^2+F_1(a_i)\right];$$

$$b_{ik}=\frac{8\pi}{3}\left\{b_i^3\left[F_1(a_k)-F_1(b_k)\right]-\right.$$

$$\left.-a_i^3\left[F_2(a_k)-F_2(b_k)\right]\right\}\quad \text{при } i>k,$$

Таблица 3

N	1	2	4	8	16	32	64	128
$\bar{C}_1$	0,8407	0,9158	0,9570	0,9783	0,9891	0,9946	0,9973	0,9986
$\bar{C}_2$	0,9253	0,9493	0,9723	0,9856	0,9927	0,9963	0,9981	0,9991
$\bar{C}_3$	0,9253	0,9512	0,9733	0,9861	0,9930	0,9964	0,9982	0,9992
δ_1	15,93	8,42	4,30	2,17	1,09	0,54	0,27	0,14
δ_2	7,47	5,07	2,77	1,44	0,73	0,37	0,19	0,09
δ_3	7,47	4,88	2,67	1,39	0,70	0,36	0,18	0,08

где

$$F_1(x)=\left[1-\left(\frac{x}{b_i}\right)^2\right]K\left(\frac{x}{b_i}\right)-\left[1+\left(\frac{x}{b_i}\right)^2\right]E\left(\frac{x}{b_i}\right);$$

$$F_2(x)=\left[1-\left(\frac{x}{a_i}\right)^2\right]K\left(\frac{x}{a_i}\right)-\left[1+\left(\frac{x}{a_i}\right)^2\right]E\left(\frac{x}{a_i}\right);$$

a_j и b_j ($a_j<b_j$) — параметры, указанные на рис. 2.

При этом выражение для b_{ik} в случае, когда $i<k$, может быть получено из последнего соотношения путем простой перестановки индексов i и k.

В табл. 3 приведены также значения относительной погрешности $\delta_i=\frac{C_0-C_i}{C_0}100\%$, $i=1, 2, 3$ всех полученных результатов, где $C_0=8\varepsilon a$. Из анализа полученных результатов следует, что предложенные модификации метода площадок позволяют не только обеспечить строгую одностороннюю оценку емкости, но и улучшить сходимость вычислительной процедуры; с этой точки зрения наиболее предпочтительным является способ определения значений плотности зарядов из системы (7).

В заключение отметим, что приведенное в табл. 1 (при $N=196$) значение $\bar{C}_3$ дает, насколько нам известно, лучшую из нижних оценок емкости проводника в форме квадратной пластины.

[2] Другой способ нахождения величин $\bar{\sigma}_i$ был применен в [4]; он основан на использовании условия минимума функционала J, входящего в (5).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Higgins T. J., Reitan D. K.** Calculation of the capacitance of a circular annulus by the method of subareas.— AIEE Trans., 1951, vol. 70, part 1, p. 926—933.

2. **Reitan D. K., Higgins T. J.** Accurate determination of the capacitance of a thin rectangular plate.— Communications and Electronics, 1957, № 2.

3. **Kessler A., Vlcek A., Zinke O.** Methoden zur Bestimmung von Kapazitat unter besonderer Berücksichtigung der Teilflachenmethode.— Archiv der elektrischen Übertragung, 1962, Bd 16, № 8.

4. **Bladel J., Mei K.** On the capacitance of a cube.— Appl. Sei. Res. Section B, 1962, vol. 9, № 4—5.

5. **Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г.** Расчет электрической емкости.— Л.: Энергоиздат, 1981.

6. **Канторович Л. В., Крылов В. И.** Приближенные методы высшего анализа.— М.— Л.: Гостехиздат, 1952.

7. **Мушенко С. В.** Некоторые результаты к обоснованию метода Хоу.— Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1968, № 8, с. 849—854.

8. **Ахметов С. М., Халитов Н. Т.** О методе подобластей для интегральных уравнений.— Изв. вузов СССР. Математика, 1976, № 8, с. 9—15.

9. **Иоссель Ю. Я.** Оценка емкостей в системах коаксиальных кольцевых электродов, расположенных на плоской границе двух диэлектрических сред.— Электричество, 1982, № 11, с. 66—69.

[17.11.82]

УДК 62-83:621.3.012.6.001.24

Исследование динамики электропривода с учетом люфта и сухого трения

ШАРОВ С. Н., доктор техн. наук, **ЗОНИС Е. М.**, **ЗОНИС Ю. М.**, инженеры
Ленинград

Определение частотных свойств является одной из основных задач, возникающих при проектировании электроприводов, имеющих различного рода нелинейности (наиболее распространенное из них — люфт и сухое трение). Поскольку в большинстве практических случаев система автоматического управления, включающая электропривод, обладает свойством фильтра [1], для исследования частотных свойств можно с достаточной степенью точности воспользоваться методом гармонической линеаризации [2].

С помощью этого метода определяются амплитудная и фазовая частотные характеристики электропривода с люфтом, сухим трением и инерционными ведущим и ведомым валами.

В статье определяются поправочные частотные характеристики к соответствующим характеристикам, полученным при использовании приближенных моделей, не учитывающих одну из нелинейностей и (или) инерционность одного из валов.

Поправочные частотные характеристики дают возможность проектировщику без дополнительных трудоемких расчетов оценить целесообразность использования приближенных и уточненных моделей привода в зависимости от параметров входного воздействия и собственно привода. Более детальное исследование позволяет определить границы областей существования вынужденных и субгармонических колебаний и области отсутствия колебаний выходного вала в зависимости от параметров привода и входного воздействия [3].

Известны приближенные модели электропривода: в линейном приближении [4]; с учетом только люфта [1, 2]; с учетом только сухого трения [5]. В [3] рассмотрена следующая степень приближения — электропривод с люфтом и инерционными ведущим и ведомым валами. Однако неучет влияния момента сухого трения на ведущем и ведомом валах привода, как показано в статье, существенно влияет на характер процессов, происходящих в нем. В [3] также приведены примеры реальных автоматических систем с различным размещением датчика обратной связи. В зависимости от расположения этого датчика электропривод с люфтом и инерционным ведомым валом является составной частью замкнутой или разомкнутой автоматических систем. Результаты настоящих исследований применимы ко всем практическим примерам [3].

На характер процессов, происходящих при выборе люфта, в большинстве реальных приводов одновременно влияют значения моментов сухого трения, инерционности валов и люфта. В связи с этим необходимо исследовать привод с учетом всех вышеуказанных факторов, что еще более приблизит модель к реальному приводу.

Для рассматриваемого электропривода введем следующие обозначения: $\theta_{вх}$ и $\theta_{вых}$ — углы поворота входного и выходного валов; J_2 и J_3 — моменты инерции ведущего и ведомого валов; $M_у$ — управляющий вращающий момент на ведущем валу; M_2, M_3; ξ_2, ξ_3 — моменты сопротивления обусловленные сухим (нелинейным) и вязким (линейным) трением; $2b$ — значение люфта в угловых единицах.

Движение входного и выходного валов при гармоническом управляющем сигнале описывается дифференциальными уравнениями (1) и (2) табл. 1, где $J_1=J_2+J_3$ — суммарный момент инерции ведущего и ведомого валов; ξ_1 и M_1 — коэффициенты линейного и сухого трения при сцепленных валах; $kU_m\sin\omega t=M_y$ — управляющий момент; U_m и ω — амплитуда и частота управляющего сигнала.

Гармоническое входное воздействие, приложенное к электроприводу, может вызвать вынужденные колебания выходного вала с частотой входного воздействия, субгармонические колебания с более низкой частотой, а также не вызвать колебаний ведомого вала. Рассмотрим режим вынужденных колебаний.

На рис. 1 приведены тринадцать возможных режимов вынужденных колебаний рассматриваемого привода, с остановками и без остановок внутри периода, существенно отличающиеся друг от друга аналитическим описанием движения ведущего и ведомого валов. На рис. 1 введены следующие обозначения для положительного полупериода колебаний: $\dot\theta_1$ — угловая скорость совместного движения ведущего и ведомого валов до их расцепления; $\dot\theta_2$ и $\dot\theta_4$ — угловые скорости движения ведущего и ведомого валов после расцепления (в процессе выбора люфта); $\dot\theta_5$ — угловая скорость совместного движения обоих валов, после выбора люфта, если выбор происходит до остановки ведущего вала; $\dot\theta_6$ — угловая скорость ведущего вала в процессе выбора люфта до его сцепления с ведомым.

Для отрицательного полупериода колебаний обозначениям $\dot\theta_1$, $\dot\theta_2$, $\dot\theta_4$, $\dot\theta_5$ и $\dot\theta_6$ соответствуют обозначения $\dot\theta_7$, $\dot\theta_8$, $\dot\theta_9$, $\dot\theta_{10}$ и $\dot\theta_3$. Кроме того, на рис. 1 обозначены фазовые углы ψ_1—ψ_5, значение и взаимное положение которых полностью определяют характер вынужденных колебаний рассматриваемого привода: $\psi_1=\omega t_1$, соответствует моменту времени расцепления ведущего и ведомого валов t_1; $\psi_2=\omega t_2$ соответствует моменту времени t_2, когда скорость ведущего вала становится равной нулю; $\psi_3=\omega t_3$ соответствует моменту времени t_3, когда начинается движение ведущего вала (ψ_{32}) или совместное движение (ψ_{31}) валов после остановки; $\psi_4=\omega t_4$ соответствует моменту времени остановки ведомого вала t_4; $\psi_5=\omega t_5$ — соответствует моменту времени выбора люфта t_5.

На отдельных участках периода колебаний, определяемых соотношением фазовых углов ψ_1—ψ_5, движение ведущего и ведомого валов электропривода описывается линейными дифференциальными уравнениями (3) табл. 1, приведенными к стандартному виду, где T_1, T_2, T_3 — постоянная времени соответственно устройства при сцеплении валов, ведущего вала при отсутствии сцепления с ведомым, ведомого вала при отсутствии сцепления; k_1, k_2 — коэффициент передачи соответственно привода от управляющего напряжения к скорости поворота ведущего вала при сцеплении с ведомым и от управляющего напряжения к скорости поворота ведущего вала при отсутствии сцепления с ведомым; m_1, m_2, m_3 — постоянные коэффициенты, характеризующие влияние моментов сухого трения M_1, M_2, M_3 соответственно. Уравнения для переменных $\dot\theta_5$, $\dot\theta_6$, $\dot\theta_8$ и $\dot\theta_{10}$ совпадают по виду со-

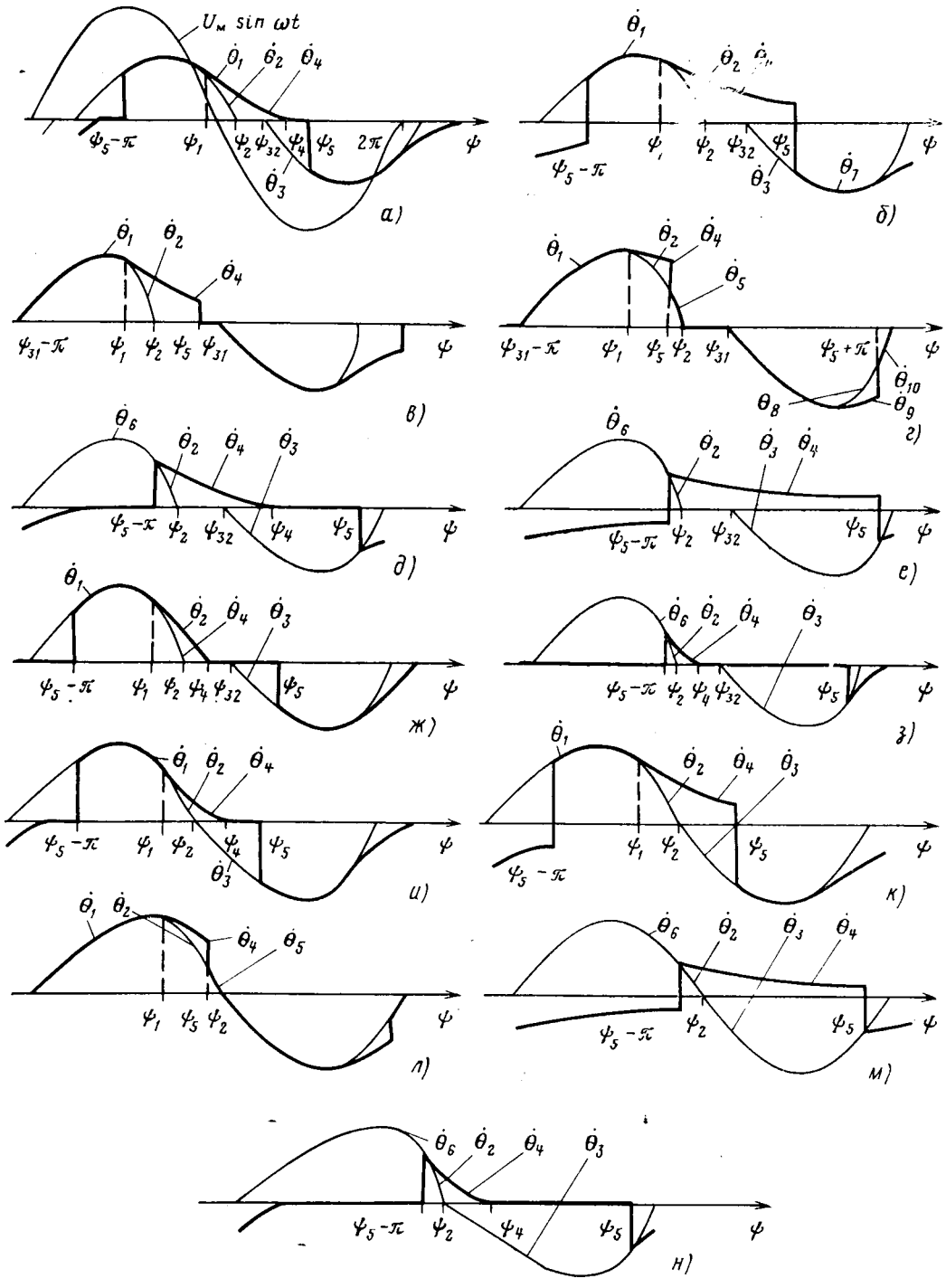


Рис. 1

ответственно с первым, третьим, четвертым и вторым уравнениями системы (3).

Для исследования колебаний рассматриваемого привода в любом из режимов, изображенных на рис. 1, достаточно аналитически описать движение обоих валов на интервале π изменения аргумента $\psi=\omega t$, как угодно расположенном внутри периода колебаний [1], и распространить полученные решения при условии симметричности вынужденных колебаний на остальную половину периода. Кроме того, интервал π в любом из режимов колебаний можно выбрать таким образом, что система уравнений (3) сократится до пяти уравнений (для переменных $\theta_1, \ldots, \theta_5$). Общее решение (4) уравнений системы (3), которое может использоваться для расчета любого из режимов вынужденных колебаний, приведено в табл. 1. Фазовые границы справедливости уравнений (4) определяются характерными фазовыми углами $\psi_1, \ldots, \psi_5$, которые так же, как и постоянные интегрирования $C_1, \ldots, C_5$ определяются из табл. 2. Раскрывая условия (5)—(14) табл. 2 при помощи равенств (4), получим систему из десяти трансцендентных уравнений (15) табл. 3, определяющих характерные фазовые углы $\psi_1, \ldots, \psi_5$ и постоянные интегрирования $C_1, \ldots, C_5$. Для расчета каждого из режимов, приведенных на рис. 1, используется от пяти до девяти уравнений системы (15). Условие выбора люфта в зависимости от режимов колебаний раскрывается в виде уравнений (16) табл. 3. Выражения (17) табл. 3 описывают условные обозначения $\chi_2(\psi)$, $\chi_3(\psi)$ и $\chi_4(\psi)$.

Проведем гармоническую линеаризацию рассматриваемого привода и определим коэффициенты первой гармоники при разложении в ряд Фурье выходных колебаний. Результаты представлены в табл. 4.

Логарифмические частотные амплитудная и фазовая характеристики (ЛАЧХ и ЛФХЧ) определяются по известным соотношениям [2] при использовании коэффициентов гармонической линеаризации.

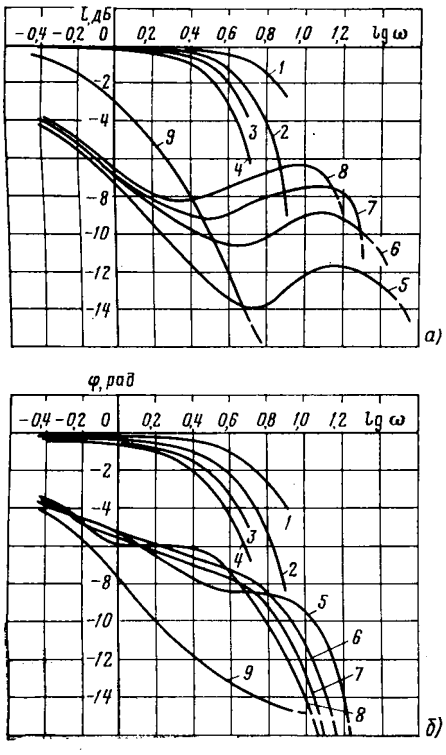


Рис. 2

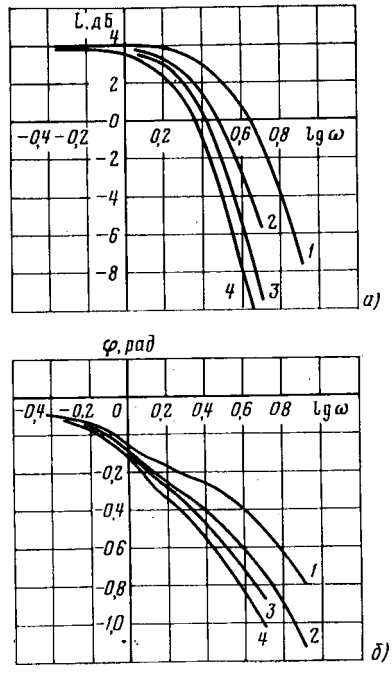


Рис. 3

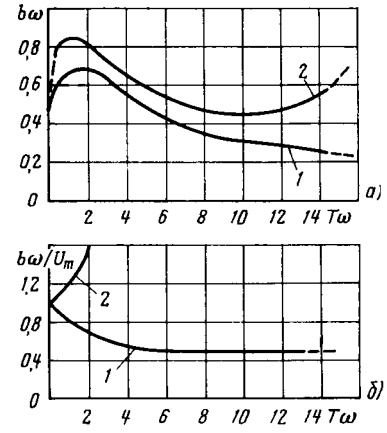


Рис. 4

Таблица 1

Номер	Уравнение	Примечание
1	$J_1\ddot{\theta}_1 + \xi_1\dot{\theta}_1 + M_1 \operatorname{sign}(\dot{\theta}_1) = kU_m \sin \omega t$ (1) или $\dot{\theta}_1 = 0$	При $\dot{\theta}_{вх} = \dot{\theta}_{вых} = \dot{\theta}_1$ т. е. люфт выбран
2	$J_2\ddot{\theta}_{вх} + \xi_2\dot{\theta}_{вх} + M_2 \operatorname{sign}(\dot{\theta}_{вх}) = kU_m \sin \omega t$ или $\dot{\theta}_{вх} = 0$; $J_3\ddot{\theta}_{вых} + \xi_3\dot{\theta}_{вых} + M_3 \operatorname{sign}(\dot{\theta}_{вых}) = 0$ или $\dot{\theta}_{вых} = 0$ (2)	при $\dot{\theta}_{вх} \neq \dot{\theta}_{вых}$ во время выбора люфта
3	$T_1\ddot{\theta}_1 + \dot{\theta}_1 = k_1U_m \sin \omega t - m_1$; $T_1\ddot{\theta}_7 + \dot{\theta}_7 = k_1U_m \sin \omega t + m_1$; $T_2\ddot{\theta}_2 + \dot{\theta}_2 = k_2U_m \sin \omega t - m_2$; $T_2\ddot{\theta}_3 + \dot{\theta}_3 = k_2U_m \sin \omega t + m_2$; $T_3\ddot{\theta}_4 + \dot{\theta}_4 = -m_3$; $T_3\ddot{\theta}_9 + \dot{\theta}_9 = m_3$ (3)	Нормированные уравнения, где $T_1 = \frac{J_1}{\xi_1}$; $T_2 = \frac{J_2}{\xi_2}$; $T_3 = \frac{J_3}{\xi_3}$; $k_1 = \frac{k}{\varepsilon_1}$; $k_2 = \frac{k}{\varepsilon_2}$; $m_1 = \frac{M_1}{\varepsilon_1}$; $m_2 = \frac{M_2}{\xi_2}$; $m_3 = \frac{M_3}{\xi_3}$
4	$\dot{\theta}_1(\psi) = k_1U_m \cos\psi_{01} \sin(\psi - \psi_{01}) - m_1 + C_1 e^{-\frac{\psi}{T_1\omega}}$; $\dot{\theta}_2(\psi) = k_2U_m \cos\psi_{02} \sin(\psi - \psi_{02}) - m_2 + C_2 e^{-\frac{\psi}{T_2\omega}}$; $\dot{\theta}_3(\psi) = k_2U_m \cos\psi_{02} \sin(\psi - \psi_{02}) + m_2 + C_3 e^{-\frac{\psi}{T_2\omega}}$; $\dot{\theta}_4(\psi) = C_4 e^{-\frac{\psi}{T_3\omega}} - m_3$; $\dot{\theta}_5(\psi) = k_1U_m \cos\psi_{01} \sin(\psi - \psi_{01}) + m_1 + C_5 e^{-\frac{\psi}{T_1\omega}}$ (4)	Общее решение системы (3), где $C_1, \ldots, C_5$ — постоянные интегрирования; $\psi_{01} = \operatorname{arctg} T_1\omega$; $\psi_{02} = \operatorname{arctg} T_2\omega$.

Таблица 2

Номер	Наименование условия	Уравнение	Примечание
1	Условие припасовывания движения ведущего вала	$\dot{\theta}_1(\psi_1) = \dot{\theta}_2(\psi_1)$ (5)	$\psi_1 \geqslant \psi_5 - \pi$
2	Условие припасовывания движения ведомого вала	$\dot{\theta}_1(\psi_1) = \dot{\theta}_4(\psi_1)$ (6)	$\psi_1 \geqslant \psi_5 - \pi$
3	Условие расцепления ведущего и ведомого валов	$\ddot{\theta}_2(\psi_1) = \ddot{\theta}_4(\psi_1)$ (7)	$\psi_1 \geqslant \psi_5 - \pi$
4	Условие определения ψ_2	$\left.\begin{array}{l}\dot{\theta}_2(\psi_2) = 0 \\ \dot{\theta}_5(\psi_2) = 0\end{array}\right\}$ (8)	при $\psi_5 \geqslant \psi_2$ при $\psi_5 < \psi_2$
5	Условие определения C_5	$\dot{\theta}_5(\psi_5) = \dot{\theta}_2(\psi_5)$ (9)	$\psi_5 < \psi_2$
6	Условие определения ψ_4	$\dot{\theta}_4(\psi_4) = 0$ (10)	—
7	Условие начала движения ведущего вала после остановки	$\dot{\theta}_3(\psi_{32}) = 0$ (11) или $\dot{\theta}_3(\psi_2) = 0$	если $\psi_{32} > \psi_2$ если $\psi_{32} \leqslant \psi_2$
8	Условие определения ψ_3	$\psi_3 = \psi_{31} = \pi + \arcsin \eta \frac{m_1}{k_1}$ (12) или $\psi_3 = \psi_{32} = \pi + \arcsin \eta \frac{m_2}{k_2}$	если $\psi_5 < \psi_3$ если $\psi_5 \geqslant \psi_3$ η — коэффициент, учитывающий, что момент трения покоя может быть больше момента трения движения
9	Условие симметричности вынужденных колебаний	$\left.\begin{array}{l}\dot{\theta}_3(\psi_5) = -\dot{\theta}_1(\psi_5 - \pi) \\ \dot{\theta}_1(\psi_{31} - \pi) = 0 \\ \dot{\theta}_2(\psi_5 - \pi) = -\dot{\theta}_3(\psi_5)\end{array}\right\}$ (13)	если $\psi_1 \geqslant \psi_5 - \pi$ и $\psi_5 \geqslant \psi_2$ если $\psi_2 \leqslant \psi_{31}$ и $\psi_5 < \psi_{31}$ если $\psi_1 = \psi_5 - \pi$
10	Условие выбора люфта	$2b = \int_{t_1}^{t_5} (\dot{\theta}_{\text{вых}} - \dot{\theta}_{\text{вх}})\, dt$ (14) или $2b\omega = \int_{\psi_1}^{\psi_5} (\dot{\theta}_{\text{вых}} - \dot{\theta}_{\text{вх}})\, d\psi$	при $\psi_1 \geqslant \psi_5 - \pi$

Аналитически решить систему уравнений (15) не представляется возможным, поэтому характерные фазовые углы ψ_1, ψ_2, ψ_5 были определены на ЦВМ с использованием численного метода интегрирования. Все последующие расчеты по системе (15) и определению ЛАЧХ и ЛФЧХ также проведены на ЦВМ. На рис. 2, *а*, *б* представлены ЛАЧХ и ЛФЧХ гармонически линеаризованного привода для различных значений люфта, полученные по рассматриваемой модели (L_0 и φ_0 — кривые *5—8*) и по модели [1, 2] (L_Γ и φ_Γ кривые *1—4*).

Из графиков рис. 2, *а*, *б* видно, что ЛАЧХ и ЛФЧХ, рассчитанные по различным моделям, отличаются друг от друга во всей области частот. Эти отличия определяются не только способами учета сухого трения в рассматриваемом приводе и приводе, рассчитанном по модели люфта [1, 2], но и тем, что в последнем не учитывается инерционность валов. Для сравнения логарифмических частотных характеристик, приведенных на рис. 2, по влиянию сухого трения построены поправочные логарифмические частотные характеристики ($L_\text{п}$ и $\varphi_\text{п}$) к модели [1, 2]. Поправочные характеристики могут быть получены и для других моделей [3, 4], однако модель [1, 2] является наиболее распространенной, поэтому выбрана для сравнения с исследуемой. Поправочная логарифмическая амплитудная (фазовая) частотная характеристика определяется по формуле

$$L_\text{п} = L_\Gamma - [L_0 - L_a] \text{ или } \varphi_\text{п} = \varphi_\Gamma - [\varphi_0 - \varphi_a],$$

где $L_\Gamma(\varphi_\Gamma)$ и $L_0(\varphi_0)$ — характеристики, полученные соответственно по модели [1, 2] и рассматриваемой модели; $L_a(\varphi_a)$ — характеристика апериодического звена с постоянной времени T_1 (кривые *9* рис. 2).

Поправочные характеристики, приведенные на рис. 3, *а*, *б*, зависят от частоты колебаний и значения люфта, причем в области частот $\omega < 2$ рад/с эти зависимости выражены слабее. В области частот $\omega > 3$ рад/с ошибки в определении логарифмических частотных характеристик привода, люфт которого рассчитан по модели [1, 2], резко увеличиваются с ростом частоты и значения люфта. Например, для $\omega = 5$ рад/с и $2b = 0{,}33$ рад поправки по затуханию составляют минус 8,8 дБ, а по фазовому сдвигу — 61,3°.

Для корректного расчета привода важным является определение областей существования вынужденных и субгармонических колебаний [3]. Вынужденные колебания существуют, если люфт выбирается на интервале $\psi_5 - \psi_1 \leqslant \pi$. Подставляя граничное условие $\psi_5 = \psi_1 + \pi$ (соответствует случаям рис. 1, *д*, *е*, *з*, *м*) в уравнение (14), получаем формулу (18) табл. 5 для расчета границы вынужденных колебаний.

Субгармонические колебания могут существовать, если выбор люфта происходит за время, большее одного полупериода колебаний [3]. При расцеплении валов в момент времени, соответствующий фазовому углу ψ_1, ведомый вал получает максимальное ускорение и продолжает вращение по инерции, а максимальный

Таблица 3

Номер	Уравнение	Примечание
1	$C_{1i} = \left[k_2 U_m \cos\psi_{02} \sin(\psi_{1i} - \psi_{02}) - m_2 - k_1 U_m \cos\psi_{01} \sin(\psi_{1i} - \psi_{01}) + m_{1i} + C_{2e}^{-\frac{\psi_1}{T_2\omega}}\right] e^{-\frac{\psi_1}{T_1\omega}}$ $C_2 = \left\{k_2 U_m \cos\psi_{02}\left[\cos(\psi_{1i} - \psi_{02}) + \frac{1}{T_3\omega}\sin(\psi_{1i} - \psi_{02})\right] + \frac{1}{T_3\omega}(m_3 - m_2)\right\} e^{\frac{\psi}{T_2\omega}} \Big/ \left(\frac{1}{T_2\omega} - \frac{1}{T_3\omega}\right)$ $C_3 = -[k_2 U_m \cos\psi_{02} \sin(\psi_{32} - \psi_{02}) + m_2]\, e^{\frac{\psi_{32}}{T_2\omega}}$ $C_4 = \left[k_2 U_m \cos\psi_{02} \sin(\psi_{1i} - \psi_{02}) + m_3 - m_2 + C_{2e}^{-\frac{\psi_1}{T_2\omega}}\right] e^{\frac{\psi_1}{T_3\omega}}$ $C_5 = \left[k_2 U_m \cos\psi_{02} \sin(\psi_5 - \psi_{02}) - k_1 U_m \cos\psi_{01} \sin(\psi_5 - \psi_{01}) + m_{1i} - m_2 + C_{2e}^{-\frac{\psi_5}{T_2\omega}}\right] e^{\frac{\psi_5}{T_1\omega}}$ $k_2 U_m \cos\psi_{02} \sin(\psi_2 - \psi_{02}) - m_2 + C_{2e}^{-\frac{\psi_2}{T_2\omega}} = 0$ $\psi_3 = \psi_{3i} = \pi + \arcsin\eta \frac{m_i}{k_i}$ $\psi_4 = T_3\omega \ln\frac{C_4}{m_3}$ $k_2 U_m \cos\psi_{02} \sin(\psi_5 - \psi_{02}) + m_2 + C_3 e^{-\frac{\psi_5}{T_2\omega}} - k_1 U_m \cos\psi_{01} \sin(\psi_5 - \psi_{01}) - m_1 + C_1 e^{-\frac{\psi_5 - \pi}{T_1\omega}} = 0$ $2b\omega = \int_{\psi_1}^{\psi_5} (\dot\theta_4 - \dot\theta_{вх})\, d\psi$	$i = 1, 2$;
2	$2b\omega = \chi_4(\psi_5) - \chi_4(\psi_1) - \chi_2(\psi_5) + \chi_2(\psi_1)$ $2b\omega = \chi_4(\psi_5) - \chi_4(\psi_1) - \chi_2(\psi_2) + \chi_2(\psi_1)$ $2b\omega = \chi_4(\psi_5) - \chi_4(\psi_1) - \chi_2(\psi_2) + \chi_2(\psi_1) - \chi_3(\psi_5) + \chi_3(\psi_3)$ $2b\omega = \chi_4(\psi_5) - \chi_4(\psi_1) - \chi_2(\psi_2) + \chi_2(\psi_1) - \chi_3(\psi_5) + \chi_3(\psi_2)$ $2b\omega = \chi_4(\psi_4) - \chi_4(\psi_1) - \chi_2(\psi_2) + \chi_2(\psi_1) - \chi_3(\psi_5) + \chi_3(\psi_3)$ $2b\omega = \chi_4\psi_4) - \chi_4(\psi_1) - \chi_2(\psi_2) + \chi_2(\psi_1) - \chi_3(\psi_5) + \chi_3(\psi_2)$ (6)	рис. 1, *г*, *л*; рис. 1, *в* рис. 1, *б*, *е*; рис. 1, *к*, *м*, рис. 1, *а*, *д*, *ж*, *з*; рис. 1, *и*, *и*;
3	$\chi_2(\psi) = -k_2 U_m \cos\psi_{02} \cos(\psi - \psi_{02}) - T_2\omega C_2 e^{-\frac{\psi}{T_2\omega}} - m_2\psi + C_2'$ $\chi_3(\psi) = -kU_m \cos\psi_{02} \cos(\psi - \psi_{02}) - T_2\omega C_3 e^{-\frac{\psi}{T_2\omega}} + m_2\psi + C_3'$ $\chi_4(\psi) = -T_3\omega C_4 e^{-\frac{\psi}{T_3\omega}} - m_3\psi + C_4'$ (7)	C_2', C_3', C_4' — постоянные интегрирования

люфт, который может быть выбран ($2b_2$) определяется по эпюрам изменения скорости ведущего и ведомого валов при субгармонических колебаниях $2b_2$ аналитически выражается формулой (19) табл. 5, где $\theta_1(\psi_1)$ — отклонение сцепленных валов от среднего положения в момент времени, соответствующий ψ_1; $\Delta\theta$ — угол, который проходит ведомый вал, двигаясь по инерции, с момента ψ_1 до остановки; θ_{3m} — амплитуда колебаний ведущего вала в отрицательном полупериоде колебаний.

Для рассматриваемого привода формула, определяющая границу вынужденных колебаний, примет вид (20) табл. 5. Постоянные интегрирования C_{11} и C_{33} находятся из начальных условий: формула (21) табл. 5, где t_0 — момент времени, при котором угловая скорость перемещения сцепленных валов достигает максимума.

На рис. 4 приведены кривые, ограничивающие области параметров, при которых существуют колебания в рассматриваемом приводе (*а*) и в приводе 3*б*, учитывающем инерционность сочленяемых валов без учета сухого трения. Из сравнения графиков видно, что границы вынужденных колебаний (кривые *1*), рассчитанные для обоих приводов, примерно совпадают только в области $2 < T\omega < 5$, а границы субгармонических колебаний (кривые *2*) не совпадают во всей области определения функций.

Выводы 1. Аналитическое исследование электропривода с учетом сухого трения, люфта и инерционности ведомого вала позволяет в отличие от привода, представленного моделью [1, 2], оценить параметры субгармонических колебаний по всей области частот.

2. Неучет сухого трения в электроприводе с инерционным ведомым валом может привести к ошибкам определения параметров в области вынужденных колебаний и к качественно неверным результатам в области, где возможны субгармонические колебания.

3. В области существования вынужденных колебаний отличие частотных характеристик рассматриваемого привода от привода, представленного моделью [1 и 2], тем сильнее, чем больше

Таблица

Номер	Уравнение	Примечание
1	$q=\frac{2}{\pi U_m}\int\limits_{\psi_i-\pi}^{\psi_i}\dot{\theta}_{\text{вых}}\sin\psi d\psi;\ q'=\frac{2}{\pi U_m}\int\limits_{\psi_i-\pi}^{\psi_i}\dot{\theta}_{\text{вых}}\cos\psi d\psi$	Общий вид коэффициентов гармонической линеаризации; $i=2,5$;
2	$q=\frac{2}{\pi U_m}[I_1(\psi_1)-I_1(\psi_5-\pi)+I_2(\psi_5)-I_2(\psi)];$ $q'=\frac{2}{\pi U_m}[I_4(\psi_1)-I_4(\psi_5-\pi)+I_5(\psi_5)-I_5(\psi_1)]$	рис. 1, *а*, *б*, *ж*, *и*, *к*;
3	$q=\frac{2}{\pi U_m}[I_1(\psi)-I_1(\psi_2-\pi)+I_2(\psi_1)+I_3(\psi)-I_3(\psi_5)];$ $q'=\frac{2}{\pi U_m}[I_4(\psi_1)-I_4(\psi_2-\pi)+I_5(\psi_5)-I_5(\psi_1)+I_6(\psi_2)-I_6(\psi_5)]$	рис. 1, *г*, *л*;
4	$q=\frac{2}{\pi U_m}[I_2(\psi_5)-I_2(\psi_5-\pi)];\ q'=\frac{2}{\pi U_m}[I_5(\psi_5)-I_5(\psi_5-\pi)]$	рис. 1, *д*, *е*, *з*, *м*, *н*;
5	$I_1(\psi)=\frac{1}{2}k_1U_m\cos\psi_{01}\left[\psi\cos\psi_{01}-\frac{1}{2}\sin(2\psi-\psi_{01})\right]+m_1\cos\psi+\frac{C_1}{\frac{1}{\pi^2\omega^2}+1}\times$ $\times e^{-\frac{\psi}{T_1\omega}}\left(-\frac{1}{T_2\omega}\sin\psi-\cos\psi\right)+C_1'';$	
6	$I_2(\psi)=\frac{C_4}{\frac{1}{T_3^2\omega^2}+1}e^{-\frac{\psi}{T_3\omega}}\left(-\frac{1}{T_3\omega}\sin\psi-\cos\psi\right)+m_3\cos\psi+C_2'';$	
7	$I_3(\psi)=\frac{1}{2}k_1U_m\cos\psi_{01}\left[\psi\cos\psi_{01}-\frac{1}{2}\sin(2\psi-\psi_{01})\right]+m_1\cos\psi+\frac{C_5}{\frac{1}{T_1^2\omega^2}+1}\times$ $\times e^{-\frac{\psi}{T_1\omega}}\left(-\frac{1}{T_1\omega}\sin\psi+\cos\psi\right)+C_3'';$	
8	$I_4(\psi)=-\frac{1}{2}k_1U_m\cos\psi_{01}\left[\psi\sin\psi_{01}+\frac{1}{2}\cos(2\psi-\psi_{01})\right]-m_1\sin\psi+\frac{C_1}{\frac{1}{T_1^2\omega^2}+1}\times$ $\times e^{-\frac{\psi}{T_1\omega}}\left(-\frac{1}{T_1\omega}\cos\psi+\sin\psi\right)+C_4''$	$C_1'', \ldots, C_6''$ — постоянные интегрирования
9	$I_5(\psi)=-\frac{C_4}{\frac{1}{T_3^2}+1}e^{-\frac{\psi}{T_3\omega}}\left(-\frac{1}{T_3\omega}\cos\psi+\sin\psi\right)-m_3\sin\psi+C_5'';$	
10	$I_6(\psi)=-\frac{1}{2}k_1U_m\cos\psi_{01}\left[\psi\sin\psi_{01}+\frac{1}{2}\cos(2\psi-\psi)\right]-m_1\sin\psi+\frac{C_5}{\frac{1}{T_1^2\omega^2}+1}\times$ $\times e^{-\frac{\psi}{T_1\omega}}\left(-\frac{1}{T_1\omega}\cos\psi+\sin\psi\right)+C_6''.$	

Таблица 5

Номер	Уравнение	Примечание
1	$$b_1\omega = \frac{1}{2}\left(\int\limits_{\psi_1}^{\psi_1+\pi}\dot\theta_4 d\psi - \int\limits_{\psi_1}^{\psi_2}\dot\theta_2 d\psi \int\limits_{\psi_2}^{\psi_1+\pi}\dot\theta_3 d\psi\right) = \frac{1}{2}\left\{k_2 U_m \cos\psi_{02}\left[2\cos(\psi_1+\pi-\psi_{02}) + \cos(\psi_2-\psi_{02}) - \right.\right.$$ $$\left. - \cos(\psi_3'-\psi_{02})\right] - T_3\omega C_4 e^{-\frac{\psi_1+\pi}{T_3\omega}}\left(1-e^{\frac{\pi}{T_3\omega}}\right) - \pi m_3 - m_2(2\psi_1-\psi_2-\psi_3'+\pi) +$$ $$\left. + C_2T_2\omega\left(e^{-\frac{\psi_2}{T_2\omega}} - e^{-\frac{\psi_1}{T_2\omega}}\right) + C_3T_2\omega\left(e^{-\frac{\psi_1+\pi}{T_2\omega}} - e^{-\frac{\psi_3'}{T_2\omega}}\right)\right\} \quad (18)$$	$b_1\omega$ — граница вынужденных колебаний; $\psi_3' = \max\{\psi_{32}, \psi_2\}$
2	$$2b_2 = \theta_1(\psi_1) + \Delta\theta + |\theta_{3m}| \quad (19)$$	$2b_2$ — максимальный люфт, который может быть выбран
3	$$b_2\omega = \frac{1}{2}\left[-\cos\psi_{0i}\cos(\psi_i-\psi_{01}) - m_1\psi_1 - \omega T_1C_1e^{-\frac{\psi_1}{T_1\omega}} + \omega C_{11} + \omega T_3C_4\left(e^{-\frac{\psi_1}{T_3\omega}} - e^{-\frac{\psi_4}{T_3\omega}}\right) - \right.$$ $$\left. - m_3(\psi_4-\psi_1) + \left|-\cos\psi_{02}\cos(\psi_2+\pi-\psi_{02}) + m_2(\psi_2+\pi) - \omega T_2C_3e^{-\frac{\psi_2}{\omega T_2}} + \omega C_{33}\right|\right] \quad (20)$$	C_{11} и C_{33} — постоянные интегрирования
4	$$\left.\begin{array}{l}\theta_1(t_0)=0;\\ \theta_2(t_2)=\theta_3(t_3');\\ \theta_1(t_1)=\theta_2(t_1)\end{array}\right\} \quad (21)$$	Начальные условия $t_0=\frac{\psi_0}{\omega}$; $t_1=\frac{\psi_1}{\omega}$; $t_2=\frac{\psi_2}{\omega}$; $t_3'=\frac{\psi_3'}{\omega}$

частота и величина люфта при том же значении сухого трения.

4. Рассмотренная модель электропривода позволяет определить границы вынужденных и субгармонических колебаний в отличие от моделей [1 и 2 и 3], для которых определяется только граница вынужденных колебаний.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Хлыпало Е. И.** Нелинейные системы автоматического регулирования. — Л.: Энергия, 1967.

2. **Бесекерский В. А., Попов Е. П.** Теория систем автоматического регулирования. — Л.: Наука, 1972.

3. **Подвальных А. С., Шаров С. Н.** Исследование вынужденных колебаний электромеханического привода с лифтом и инерционным ведомым телом. — Электричество, 1975, № 12.

4. **Погромский Ю. П.** Некоторые особенности люфтов как звеньев систем автоматического регулирования. — Изв. вузов. Электромеханика, 1971, № 3.

5. **Шаров С. Н.** Уточненный способ учета сухого трения в автоматических системах. — Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1968, № 6.

[25.06.82]

◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆◆

УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!

27—30 сентября 1983 г. в Алма-Атинском энергетическом институте состоится IX Всесоюзная научно-техническая конференция по проблемам автоматизированного электропривода.

Будут работать три секции:

Теоретические вопросы автоматизированного электропривода.

Системы промышленного электропривода.

Средства автоматизированного электропривода.

Хроника

УДК 621.313.322.004.6 (061.3)

Всесоюзное совещание «Разработка, создание и внедрение системы технической диагностики турбо- и гидроагрегатов»

(16—18 ноября 1982 г.)

Совещание состоялось на Трипольской ГРЭС. Цель его — обсуждение современного состояния проблем технической диагностики турбо- и гидроагрегатов. В совещании приняли участие около 170 представителей 55 организаций Минэнерго СССР и союзных республик, Минэнергомаша, Минэлектротехпрома, Минприбора, Минвуза СССР и РСФСР.

Было заслушано 60 докладов и сообщений по темам:

установление типичных дефектов оборудования мощных энергоблоков; установление и изучение признаков, характеризующих наличие дефектов в элементах энергоблоков; совершенствование существующих и разработка новых методов и средств диагностики дефектов оборудования в процессе эксплуатации и ремонтов; построение алгоритмов диагностики; принципы построения систем технической диагностики и требования к этим системам и отдельным устройствам; использование информационно-вычислительных комплексов для целей контроля и диагностики.

В докладах и сообщениях освещены основные результаты работ различных организаций. Разработаны и проходят опытную проверку такие методы диагностирования различных дефектов, как: вибрационный контроль турбоагрегатов с использованием спектрального анализа вибраций; вибрационный контроль трещин в роторах турбоагрегатов; эксплуатационный контроль экономичности паро- и газотурбинных установок для целей диагностики; контроль работоспособности автоматических систем регулирования турбин; контроль местных превышений температуры при помощи ионизационной камеры и инфракрасной техники; контроль прессовки активной стали генераторов и распушения крайних пакетов; контроль витковых замыканий в обмотках роторов турбогенераторов под нагрузкой; визуальный контроль состояния труднодоступных узлов с помощью эндоскопов; контроль гидроплотности и распределение охлаждающей воды по гидравлическим параллельным ветвям обмоток роторов и статоров турбогенераторов; контроль состояния скользящего контакта щеточных аппаратов турбогенераторов; контроль состояния вкладышей масляных уплотнений торцевого типа; контроль симметрии магнитного поля в воздушном зазоре гидрогенератора.

Ведутся работы по совершенствованию систем технологического контроля агрегатов: введена в опытную эксплуатацию автоматизированная система вибрационного контроля обмотки и сердечника статора турбогенератора 300 МВт на Трипольской ГРЭС; разработана опытная система технологического контроля генераторов на базе микроЭВМ и регистратора переходных процессов; проходят эксплуатационную проверку системы вибрационного контроля гидроагрегатов.

Разработан и введен в действие новый ГОСТ 25364—82 на нормы вибрации опор подшипников турбоагрегатов по виброскорости. Минприбором организован серийный выпуск современной аппаратуры для контроля вибрации подшипников турбоагрегатов. Ведутся исследования в области разработки алгоритмов обработки данных технологического контроля и параметров режима работы оборудования при помощи средств вычислительной техники для создания информационной базы диагностики. Разрабатываются основные принципы работы систем диагностики энергооборудования, базирующиеся на классификациях «дефекты — признаки» и учитывающие сравнительные оценки значимости дефектов.

Проведены исследования температурных полей генераторов и даны рекомендации по применению ряда контактных и бесконтактных средств измерений в системах теплового контроля генераторов, изучаются возможности диагностирования термических дефектов, разрабатывается теоретическая база процедуры диагностирования теплового состояния на основе теории распознавания образов.

Проведены также исследования дефектов, их признаков и циклической прочности литых корпусов мощных турбин. Разработан проект методики оценки экономической эффективности внедрения методов и средств диагностики в практику эксплуатации.

Выполненные работы по диагностике состояния турбо-гидроагрегатов на электростанциях являются лишь подготов тельным этапом развития технической диагностики энерг агрегатов.

Современное состояние систем, методов и средств выявл ния и оценки дефектов энергооборудования не позволяет о наруживать ряда важных дефектов, развитие которых приводи к повреждениям машин. В этих условиях обеспечение надеж ности оборудования требует значительных затрат на ремонт

Отмечено, что внедрение систем технической диагностик и необходимых для этого методов и средств в практику эксплу тации и ремонтов является одним из путей повышения надеж ности и экономичности энергетического оборудования за сч своевременного выявления и устранения дефектов и обоснова ного планирования ремонтов.

Совещание считает необходимым ускорить разработк и внедрение автоматизированных систем технической диагно стики (АСТД) турбо- и гидроагрегатов как одной из подсисте АСУ ТП электростанций; при этом разработку отдельных по систем АСТД вести на основе средств вычислительной техник обеспечивающих возможность объединения таких разработо в единой системе. Развитие систем, методов и средств диагно стики не означает снижения роли человека, принимающег решение, а направлено на повышение обоснованности и объе тивности этого решения.

Основными задачами по созданию таких систем являют нижеследующие.

В области НИР и ОКР:

продолжение изучения связей между дефектами и их пр знаками, вероятности возникновения и развития дефекто

прогнозирование характерных дефектов перспективных т пов агрегатов;

дальнейшая разработка методик оценки технико-экономич ской эффективности АСТД и новых средств диагностики турб и гидроагрегатов на электростанциях с учетом трудозатр эксплуатационного персонала;

усовершенствование систем сбора и обработки информаци о работе агрегатов электрических станций, создание на эт основе банка данных, необходимого для эффективного функци нирования АСТД;

продолжение работ по объединению в автоматизированны системы устройств эксплуатационного контроля работающи (вращающихся) агрегатов на базе существующих штатных достаточно хорошо апробированных новых методов и средст

разработка систем оптимального объема информации, вы даваемой персоналу;

разработка алгоритмов диагностирования дефектов на осн ве показаний систем контроля работающих агрегатов и архи ных данных, разработка соответствующих технических реш ний по реализации этих алгоритмов;

разработка алгоритмов принятия решений о возможност и условиях дальнейшей работы агрегата или о необходимы ремонтных мероприятиях по совокупным данным, полученны на работающем агрегате, при дополнительных осмотрах и испы таниях, а также архивных данных и прогнозных оценок;

разработка новых, более совершенных, чем существующи методов и средств диагностирования агрегатов электростанци создание на их основе более совершенных автоматизированны систем контроля трубо- и гидроагрегатов;

разработка требований к контролепригодности вновь изго товляемого оборудования.

В области организации работ:

ускорить согласование и утверждение межведомственног координационного плана по проблеме: «Диагностика турбо-гидроагрегатов»;

создать межведомственную комиссию для организации курирования работ по координационному плану;

ускорить утверждение методики расчета экономическог эффекта от внедрения методов и средств диагностики в практик эксплуатации;

просить Минприбор организовать разработку и промышленное производство средств диагностики по согласованным требованиям Минэнерго, Минэлектротехпрома и Минэнергомаша;

просить Главтехуправление включать технические требования на разработку нового оборудования и его изготовление Минэнергомашем, Минэлектротехпромом и другими ведомствами в соответствии с требованиями стандартов (ГОСТ 20417—75, ГОСТ 23563—79 и др.) в части разработок и оснащения поставляемого на электростанции оборудования системами и средствами технического диагностирования.

ГОЛОДНОВА О. С., ЕЗОВИТ Г. П., кандидаты техн. наук

УДК (621.311.018.782.3+621.319.7)061.3

Всесоюзный научно-технический семинар «Численные методы расчета электромагнитных переходных процессов в электрических системах и электростатических полей в высоковольтных конструкциях»

(24—27 мая 1982 г., Новосибирск)

Семинар был организован и проведен совместно четвертой секцией Научного совета АН СССР по проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики» (председатель секции — М. В. Костенко), Всесоюзным семинаром АН СССР и Минвуза «Кибернетика электрических систем» (руководитель — Н. А. Веников) и Всесоюзным научно-техническим семинаром «Проблемы оптимизации передачи электрической энергии переменным током» (руководитель — М. Л. Левинштейн).

В работе двух секций семинара (секция электромагнитных переходных процессов и секция электростатических полей) приняло участие 19 организаций.

Программой семинара были сформулированы следующие вопросы:

обсудить современное состояние математического и программного обеспечения исследования коммутационных и грозовых перенапряжений, переходных токов в электрических системах, восстанавливающихся напряжений (ВН) на контактах высоковольтных выключателей, переходных процессов в обмотках электрических машин, электростатических полей в высоковольтных конструкциях;

оценить технические возможности и эксплуатационные качества имеющихся программ и дать рекомендации на предпочтительное их использование при решении технических вопросов, указанных выше;

сформулировать основные задачи по совершенствованию математического и программного обеспечения на основании современных требований исследовательской и проектной практики.

На основании представленных докладов, дискуссий и результатов решений тестовых задач семинар сделал следующие рекомендации и выводы.

1. Для решения практических задач, связанных с расчетами электромагнитных переходных процессов и электростатических полей, в настоящее время следует использовать программы, подтвердившие свою работоспособность при решении тестовых задач.

2. Дальнейшую разработку программ целесообразно проводить в двух направлениях: программ (или их модификаций) с максимальной скоростью счета, с повышенной формализацией входных и выходных данных для выполнения массовых расчетов и программ, обладающих расширенными возможностями в части учета факторов, влияющих на результаты расчета.

3. Для вновь создаваемых программ следует использовать принцип произвольного компонентного состава и произвольной топологии исследуемых схем.

4. Математическое описание элементов энергосистем для программ расчета электромагнитных переходных процессов должно учитывать конструктивные особенности этих элементов: схемы соединения обмоток трансформаторов, реальные входы и выходы машин и аппаратов, моделирование подсистем без приведения их к одной ступени напряжения, пофазное различие параметров элементов и т. д. В программах целесообразно предусматривать возможность моделирования процессов дугогашения в высоковольтных выключателях, процессов в разрядниках и нелинейных ограничителях перенапряжений с искровыми приставками. Особое внимание следует уделять моделированию ВЛ с учетом реальной конструкции и геометрии, циклов транспозиции, схем заземления и скруток тросов, частотно-зависимых характеристик, коронного разряда, характеристик открытой дуги, а также моделированию кабельных и силовых линий и линий связи.

5. Для повышения производительности программ в их состав целесообразно включать математическое обеспечение для эквивалентирования подсистем, расчета квазиустановившихся процессов для симметричных и несимметричных режимов систем предусматривать последовательный или параллельный многовариантный режим расчетов, возможность получения результатов в статистической форме на основе методов статистических испытаний и планирования экспериментов.

6. При развитии программ расчета электростатических полей следует обращать внимание на улучшения алгоритмов с целью уменьшения времени счета и повышения точности решения сложных задач, на улучшение программного обеспечения для расчета трехмерных полей, на разработку программ расчета полей при наличии объемных зарядов и с учетом разрядных явлений в промежутках, на разработку способов автоматизации проектирования высоковольтных конструкций, на обеспечение диалога «конструктор — ЭВМ», на разработку языков описания исходных данных с целью снижения трудоемкости подготовки решения, на разработку методов синтеза электростатических полей.

7. В целях общего повышения качества исследований семинар просит ГлавНИИпроект и Главтехуправление Министерства энергетики и электрификации СССР поручить соответствующим организациям разработку единых методических указаний по численным расчетам коммутационных и грозовых перенапряжений, восстанавливающихся напряжений на контактах выключателей, переходных токов. к. з. и электростатических полей в высоковольтных конструкциях.

8. Учитывая практическую важность обсуждавшихся на семинаре вопросов, целесообразно продолжить его работу, собрав очередное заседание в 1984 г. К указанному сроку необходимо разработать новый цикл тестовых задач по переходным процессам (СибНИИЭ), электростатическим полям (НЭТИ), обратив внимание на использование в качестве примеров результатов реальных экспериментов.

КОВАЛЕВ Б. И., РАЖАНСКИЙ И. М., ХАЛИЛОВ Ф. Х., кандидаты техн. наук

Владимир Дмитриевич Барышников

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора, заведующего кафедрой электротехники Ленинградского технологического института целлюлозно-бумажной промышленности Владимира Дмитриевича Барышникова.

После окончания вечернего отделения ЛИИЖТ Владимир Дмитриевич работал инженером в научно-исследовательном бюро треста «Севзапэлектромонтаж», где одним из первых начал заниматься разработкой и исследованием автоматизированных многодвигательных электроприводов бумагоделательных машин с электронными системами управления; в 1939—1940 гг. участвовал в разработке и внедрении двух таких электроприводов в промышленное производство.

Во время Великой Отечественной войны он вместе с организацией был откомандирован на Урал, где занимался восстановлением и вводом в действие эвакуированного оборудования металлургических заводов, участвовал в строительстве новых заводов.

В 1944 г. В. Д. Барышников вернулся в Ленинград в научно-исследовательскую лабораторию треста «Севзапэлектромонтаж», где работал старшим инженером, начальником отдела электропривода и автоматики. Здесь под его руководством и непосредственном участии был разработан и внедрен ряд электронных систем управления электроприводами машин бумагоделательного производства.

В 1949 г. он поступил в аспирантуру ЛЭТИ им. В. И. Ульянова, (Ленина) а в 1952 г. защитил кандидатскую диссертацию, посвященную электронным системам автоматического управления электроприводами бумагоделательных машин, и был оставлен для педагогической работы на кафед электропривода и автоматизации пр мышленных установок (ЭАПУ). В ЛЭТИ в течение многих лет чита курсы промышленной электроники, т ории автоматического управления, сп циального электропривода.

В 1968 г. В. Д. Барышников з щитил докторскую диссертацию, п священную теории и инженерным ра четам автоматизированных электр приводов бумагоделательных маши а в 1971 г. был избран по конкурсу должность заведующего кафедрой ЭАП Северо-Западного заочного полите нического института, откуда в 1976 перешел на работу заведующим кафе рой электротехники Ленинградско технологического института целл лозно-бумажной промышленности.

Проф. В. Д. Барышников явл ется членом Научно-методической к миссии Минвуза СССР, научно-те нических советов ряда научно-иссл довательских и проектных организ ций, членом бюро секции электропр вода и САУ ЦП НТОЭ и ЭП, руковод постоянно действующим семинар этой секции. Им опубликовано бол 100 научных трудов, четыре книги ряд учебных пособий.

Заслуги В. Д. Барышникова отм чены орденом Красной Звезды и м далями, нагрудным знаком Минву СССР «За отличные успехи в работе

Группа товарищ

* * *

27 апреля с. г. заседание электротехнической секции Московского Дома ученых АН СССР было посвящено обсуждению работы журнала «Электричество». Помимо членов секции и представителей журнала на заседание были приглашены ученые московских вузов и НИИ — авторы и читатели «Электричества».

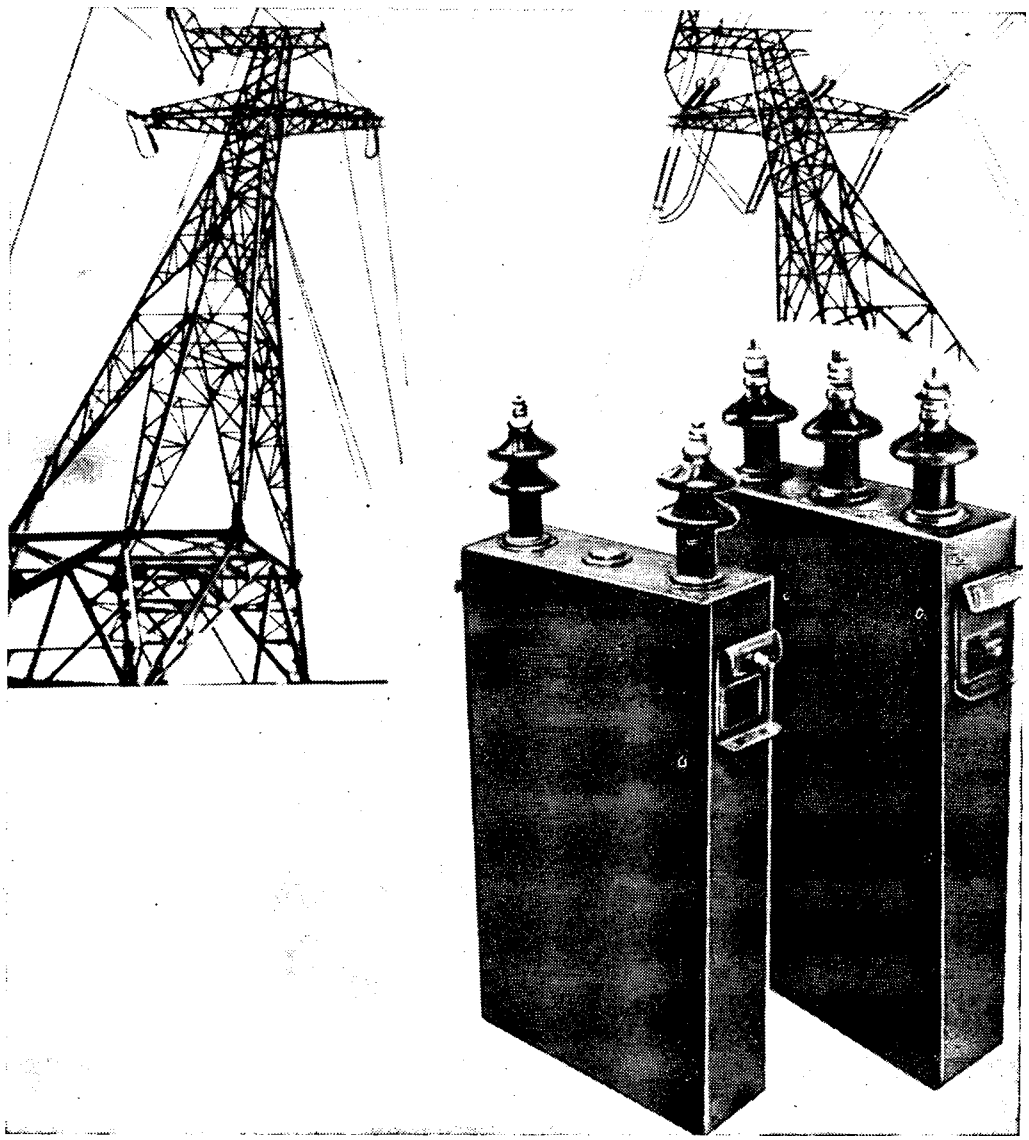
Председатель секции д. т. н. **С. В. Страхов** предоставил слово главному редактору журнала, д. т. н. **Л. Г. Мамиконянцу**, который рассказал собравшимся о тематике журнала, организации работы редколлегии. Доклад главного редактора дополнили члены редколлегии д. т. н. **А. В. Нетушил**, д. т. н. **А. В. Иванов-Смоленский**, д. т. н. **В. А. Лабунцов.**

В прениях по докладам выступили д. т. н. **Д. В. Свечарник** (МИИТ), д. т. н. **Г. Н. Рохлин** (журнал «Светотехника»), к. т. н. **В. В. Коген-Далин** (МЭИ), д. т. н. **Б. Н. Неклепаев** (МЭИ), к. т. н. **Ю. Е. Нитусов** (МВТУ), д. т. н. **С. В. Страхов** (МИИТ) и др. Отметив высокий научный уровень журнала, его авторитет в нашей стране и за рубежом, выступавшие указали на отдельные недостатки в работе журнала и внесли предложения по их устранению.

Редколлегия журнала «Электричество» благодарит электротехническую секцию МДУ и всех участников обсуждения за ценные замечания и предложения, которые, несомненно, будут способствовать улучшению деятельности журнала.

ДЛЯ ЭКОНОМИИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ, УЛУЧШЕНИЯ ЕЕ КАЧЕСТВА,
ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

Широкая гамма косинусных конденсаторов



повышают COSφ и компенсируют реактивную мощность силовых энергоустановок промышленной частоты 50 и 60 Гц;
выпускаются на напряжения от 0,22 до 11 кВ в трехфазном и однофазном исполнении и с одним заземленным вводом;
устанавливаются в закрытых помещениях и на открытом воздухе

Технические параметры

Тип конденсатора	Номинальное напряжение, кВ	Номинальная мощность, квар	Удельные характеристики	
			квар/кг	квар/дм³
КС2—0,38— 50—3У3	0,38	50	0,89	1,71
КС2—0,66— 50—3У3	0,66	50	0,89	1,71
КС2—6,3—75—2У3	6,3	75	2,73	5,13
КСО—6,3—25—2У3	6,3	25	1,47	3,05
КСК2—6,3—80—2У1	6,3	80	1,45	2,71
КСК2—1,05—125—2У1	1,05	125	2,24	4,28
КСК2—6,3—150—2У1	6,3	150	2,73	5,13

ENERGOMACHEXPORT

СССР, 127486, Москва, Дегунинская ул., 1 корп. 4. Телефон: 487-31-82. Телекс: 411965 ENEKSU

СОДЕРЖАНИЕ

Абрамян Е. А., Альтеркоп Б. А., Кулешов Г. Д. — Передача энергии электронным пучком: проблемы и перспективы 1

Гусейнов Ф. Г., Рахманов Н. Р. — Оперативная статистическая идентификация объектов электроэнергетической системы 6

Довганюк И. Я., Забровский С. Г., Кабанов П. С., Лазарев Г. Б., Мамиконянц Л. Г., Толстов Ю. Г., Шакарян Ю. Г. — Вопросы создания и применения мощных регулируемых электроприводов механизмов собственных нужд электростанций 10

Веников В. А., Щербина Ю. В., Лепорский В. Д. — Распределение системы оперативного управления электропотреблением 14

Меерович Э. А., Чальян К. М., Букздорф Н. В. — Оптимизация схем соединения экранов токопроводов с токоограничивающими реакторами 17

Туманов И. М., Севастьянов В. В., Рогацкий В. Г. — Компенсация реактивной мощности и симметрирование нагрузок тяговых трансформаторов 20

Денисов А. И., Сигарев Н. Н. — Области перспективного применения ортогональных функций Уолша в преобразовательной технике 25

Булатов О. Г., Лабунцов В. А., Одынь С. В. — Способы и устройства выключения тиристоров 30

Толмачев С. Т. — Эффективные параметры упорядоченных гетерогенных сред 35

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Ларионов В. П., Тарасова Т. Н. — Высокочастотный коронный разряд и его влияние на электрическую прочность воздушных промежутков 41

Решидов И. К., Зеликсон Д. Л., Кузьминский А. С. — Применение коронного разряда для измерения концентрации частиц в дымовых газах 43

Кухтиков В. А., Шлейфман И. Л. — Предварительный пробой в выключателях высокого напряжения . . 45

Сурвило И. К. — Сопоставление схем расщепления и пассивных фильтров измерительных органов 48

Орел О. А. — Зависимость потерь активной мощности в синхронных машинах от их реактивной нагрузки . . 50

СООБЩЕНИЯ

Жежеленко И. В., Степанов В. П., Быховская О. В. — Вероятностное моделирование расчетных электрических нагрузок промышленных установок 52

Попов П. Г., Шумилов Ю. А. — Расчет пусковых параметров асинхронного двигателя с прямыми пазами 54

Жиляков В. И. — К анализу оптимальных управлений на особых участках движения двухмассовой электромеханической системы 57

Шипилло В. П., Зезюлькин Г. Г. — Импульсная модель многофазного вентильного преобразователя . . . 59

Бондаренко А. В. — Общая теорема реализации активных *RC*-схем 63

Ивлиев Е. А., Иоссель Ю. Я. — К расчету электрической емкости методом площадок 65

Шаров С. Н., Зонис Е. М., Зонис Ю. М. — Исследование динамики электропривода с учетом люфта и сухого трения 68

ХРОНИКА 75

CONTENTS

Electron Beam Power Transmission: Problems and Prospects — **E. A. Abramian, B. A. Alterkop, G. D. Kuleshov** 1

Statistical Operative Identification of Power System Installations — **F. G. Guseinov, N. R. Rachmanov** . . 6

On the Design and Application of Powerful Controlled Electric Drives for Power Station Auxiliaries — **I. J. Dovganiuk, S. G. Zabrovski, P. S. Kabanov, G. B. Lazarev, L. G. Mamikonyantz, U. G. Tolstov, U. G. Shakarian** . . 10

Distribution of the System for Operative Control of Power Consumption — **V. A. Venikov, U. V. Scherbina, V. D. Leporski** 14

Optimization of Connections for the Screens of Conductors With Current-Limiting Reactors — **E. A. Meyerovitch, K. M. Chalyan, N. V. Buksdorf** 17

Reactive Power Compensation and Balancing of Loads on Traction Network Transformers — **I. M. Tumanov, V. V. Sevastyanov, V. G. Rogatski** 20

Fields for Future Application of Orthogonal Walsh Functions in Converter Technology — **A. I. Denisov, N. N. Sigarev** 25

Methods and Apparatus for Switching Off Thyristors — **O. G. Bulatov, V. A. Labuntsov, S. V. Odin** 30

Effective Parameters of Ordered Heterogenious Media — **S. T. Tolmachev** 35

FROM OPERATING EXPERIENCE

High-Frequency Corona Discharge and How It Influences the Electric Withstand Strength of Air Clearances — **V. P. Larionov, T. N. Tarasov** 41

Application of Corona Discharge for Measuring the Concentration of Particles in Flue Gases — **I. K. Reshidov, D. L. Zelikson, A. S. Kuzminski** 43

Preliminary Breakdown in High Voltage Circuit Breakers — **V. A. Kukhtikov, I. L. Shleifman** 45

Comparison of Splitting Circuits and Passive Filters for Measuring Elements — **I. K. Survilo** 48

How Real Power Losses in Synchronous Machines Depend on Their Reactive Load — **O. A. Orel** . . . 50

REPORTS

Stochastic Simulation of Electric Design Loads at Industrial Installations — **I. V. Zhezhelenko, V. P. Stepanov, O. V. Bikhovskaya** 52

Calculating the Starting Parameters of an Induction Motor Having Straight Slots — **P. G. Popov, U. A. Shumilov** 54

On Analysing Optimum Control Along Special Sections of the Trajectory of a Two-Mass Electromechanical System — **V. I. Zhilyakov** 57

A Pulse Model for a Polyphase Electronic Converter — **V. P. Shipillo, G. G. Zeziulkin** 59

A General Theorem for Realizing Active RC Networks — **A. V. Bondarenko** 63

On Calculating Capacitance by an Area Method — **E. A. Ivliyev, U. J. Yossel** 65

A Study of Electric Drive Dynamics With Account Taken of Backlash and Dry Friction — **S. N. Sharov, E. M. Zonis, U. M. Zonis** 68

CHRONICLE 75

Рефераты публикуемых статей

УДК 621.311.012.8.001.57:519.25.001.6

Оперативная статистическая идентификация объектов электроэнергетической системы. Гусейнов Ф. Г., Рахманов Н. Р — «Электричество», 1983, № 7.

Рассмотрены вопросы статистической идентификации различных моделей электроэнергетических объектов по данным их нормальной работы. Приведена методика оперативного оценивания передаточных функций одно- и многополюсной модели объекта использованием флуктуационных изменений входных и выходных режимных параметров. Библ. 10

УДК 62-83:621.311.18

Вопросы создания и применения мощных регулируемых электроприводов механизмов собственных нужд электростанций. Довганюк И. Я., Забровский С. Г., Кабанов П. С., Лазарев Г. Б., Мамиконянц Л. Г., Толстов Ю. Г., Шакарян Ю. Г. — «Электричество», 1983, № 7.

Обосновывается применение тиристорного электропривода переменного тока для регулирования производительности механизмов собственных нужд электростанций. Дана оценка эффективности такого регулирования, учитывающая разницу в относительных потерях электроэнергии при дросселировании и изменении частоты вращения механизмов. Приведена номенклатура и параметры мощных механизмов собственных нужд, для которых наиболее целесообразно применение электроприводов. Библ. 21

УДК 621.31.004.1.001.24

Распределенные системы оперативного управления электропотреблением. Веников В. А., Щербина Ю. В., Лепорский В. Д. — «Электричество», 1983, № 7.

Рассмотрена методологическая проблема расширения существующих функций автоматизированной системы диспетчерского управления энергосистем за счет автоматизированного управления электропотреблением.

УДК 621.316.35—215.062.001.24

Оптимизация схем соединения экранов токопроводов с токоограничивающими реакторами. Меерович Э. А., Чальян К. М., Буксдорф Н. В. — «Электричество», 1983, № 7.

Оптимизация схем соединения экранов проведена по минимуму суммарной мощности потерь, в том числе при условиях равномерного распределения этой мощности между экранами и обеспечения минимальной мощности потерь в экране средней фазы. Рассмотрены различные схемы соединения экранов при наличии токоограничивающих реакторов. Библ. 5.

УДК 621.314.214.332:621.316.761.2

Компенсация реактивной мощности и симметрирование нагрузок тяговых трансформаторов. Туманов И. М., Севастьянов В. В., Рогацкий В. Г. — «Электричество», 1983, № 7.

Приводятся результаты исследования разработанных авторами тиристорных переключающих устройств для компенсации реактивной мощности и симметрирования нагрузки тяговых трансформаторов электрифицированных железных дорог переменного тока. Показана высокая эффективность использования тиристорных переключающих устройств для целей симметрирования нагрузки и компенсации реактивной мощности в электрических сетях. Библ. 4.

УДК 621.314.001.24

Области перспективного применения ортогональных функций Уолша в преобразовательной технике. Денисов А. И., Сигарев Н. Н. — «Электричество», 1983, № 7.

Приведен обзор областей применения функций Уолша в преобразовательной технике. На конкретных примерах показана перспективность применения функций Уолша для расчета динамических характеристик вентильных преобразователей с широтно-импульсным регулированием, а также для построения цифровых и цифро-аналоговых систем управления преобразователями. Библ. 15.

УДК 621.396.671.011.5

Эффективные параметры упорядоченных гетерогенных сред. Толмачев С. Т. — «Электричество», 1983, № 7.

Рассмотрена линейная задача приведения для упорядоченной гетерогенной среды без ограничений по форме элементов, их концентрации, а также соотношению проницаемостей отдельных фаз. В общем случае задача сводится к определению вторичных зарядов или токов на поверхности раздела фаз. В случае включений простейшей формы (цилиндры, сферы, эллипсоиды) метод позволяет установить явные формулы для эффективной проницаемости, включающие как частный случай известные классические результаты. Библ. 6.

УДК 621.3.015.532

Высокочастотный коронный разряд и его влияние на электрическую прочность воздушных промежутков. Ларионов В. П., Тарасова Т. Н. — «Электричество», 1983, № 7

Рассмотрены результаты исследований основных характеристик коронного разряда в диапазоне частот 10—1500 кГц. Изложен способ оценки температуры воздуха в зоне коронирования по измеренным характеристикам зажигания. Определены области существования различных форм коронного разряда (лавинной, стримерной и кистевой). Показано, что увеличение частоты приводит к снижению пробивных напряжений промежутка, в некоторых случаях пробой происходит при начальном напряжении. Библ. 7.

УДК 621.928.7

Применение коронного разряда для измерения концентрации частиц в дымовых газах. Решидов И. К., Зеликсон Д. Л., Кузьминский А. С. — «Электричество», 1983, № 7.

Изложены принципы проектирования приборов коронного разряда, основанные на эффекте запирания тока коронного разряда объемным зарядом взвешенных частиц.

УДК 621.316.542.001.4

Предварительный пробой в выключателях высокого напряжения. Кухтиков В. А., Шлейфман И. Л., — «Электричество», 1983, № 7.

Приведены результаты аналитического и экспериментального- исследования предварительного пробоя в выключателях высокого напряжения. Полученные выражения и экспериментальные кривые позволяют оценить интервал длин пробиваемых промежутков, вероятность пробоя, влияние скорости включения, фазы напряжения, состояния поверхности контактов и полярности приложенного напряжения на длину пробиваемого промежутка. Библ. 2.

УДК 621.316.925

Сопоставление схем расщепления и пассивных фильтров измерительных органов. Сурвило И. К. — «Электричество», 1983, № 7

Приведено сравнение схемы расщепления с трехфазным выпрямителем и пассивных фильтров нижних частот, применяемых в измерительных органах релейной защиты. Библ. 5.

УДК 621.313.32.016.25.017.001.24

Зависимость потерь активной мощности в синхронных машинах от их реактивной нагрузки. Орел О. А.— «Электричество», 1983, № 7.

Приведены уточненные соотношения для определения коэффициентов аппроксимации функции потерь активной мощности в синхронных машинах, а также формулы расчета потерь в синхронных машинах при напряжении питающей сети, отличающемся от номинального. Библ. 6.

УДК 621.311.153.001.57

Вероятностное моделирование расчетных электрических нагрузок. Жеженко И. В., Степанов В. П., Быховская О. В. — «Электричество», 1983, № 7.

Приведены аналитические выражения коэффициента максимума для графиков нагрузки с различными типами корреляционных связей. Дана оценка влияния вида корреляционной функции графика на расчетный максимум нагрузки. Библ. 10.

УДК 621.313.333.001.24

Расчет пусковых параметров асинхронного двигателя с прямыми пазами. Попов П. Г., Шумилов Ю. А. — «Электричество», 1983, № 7.

Предлагается уточненный метод расчета электромагнитных процессов при пуске асинхронных двигателей. В основу положен расчет электромагнитного поля в поперечном сечении активной части АД методом конечных элементов. Описаны особенности реализации метода. Приведен пример расчета. Библ. 8.

УДК 62-83-52:621.3.024

К анализу оптимальных управлений на особых участках движения двухмассовой электромеханической системы. Жиляков В. И. — «Электричество», 1983, № 7.

Для электроприводов постоянного тока, как двухмассовой упругой системы, исследованы законы оптимального управления на особых участках. Аналитически определены границы существования особых участков и уравнения движения системы на них. Исследован характер движения систем при особых управлениях. 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., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.**

Научные редакторы А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макаршин

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 О. Д. Кузнецова

Сдано в набор 16.05.83. Подписано в печать 07.07.83. Т-15643. Формат 60×90¹/₈. Печать высокая.
Усл. печ. л. 10. Усл. кр.-отт. 10,5. Уч.-изд. л. 13,43. Тираж 5720 экз. Заказ 1311
Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат ВО «Союзполиграфпром»
Государственного комитета СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, г. Чехов Московской области

Цена 1 р.

Индекс 71106