



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1982

·ЭНЕРГОИЗДАТ·

5

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

5

1982

Май

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

МОСКВА

ЭНЕРГОИЗДАТ

ГОСУДАРСТВЕННАЯ ПРЕМИЯ СССР 1981 г. В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

В 1981 г. Государственная премия СССР в области науки и техники присуждена группе специалистов вузов и промышленности за разработку новых принципов, конструкций, технологии производства многокоординатных электроприводов и создание на их основе нового поколения прецизионного приборного оборудования.

Звания лауреатов Государственной премии СССР удостоены: сотрудники Московского энергетического института — **Ивоботенко Борис Алексеевич**, доктор техн. наук, профессор, **Ильинский Николай Федотович**, доктор техн. наук, заведующий кафедрой, **Мелкумов Георгий Ашотович**, канд. техн. наук, старший научный сотрудник, **Соломахин Дмитрий Васильевич**, канд. техн. наук, директор опытного завода; работники конструкторского бюро точного электронного машиностроения — **Зенькович Василий Александрович**, начальник отделения, **Ярош Анатолий Владимирович**, начальник отделения, **Ляшук Юрий Федорович**, начальник лаборатории, **Филиппович Евгений Владимирович**, ведущий конструктор, **Белявский Евгений Иванович**, ведущий инженер; **Булаев Александр Антонович**, главный инженер завода, **Сазонов Александр Афанасьевич**, доктор техн. наук, заведующий кафедрой Московского института электронной техники, **Гониашвили Элизбар Семенович**, канд. техн. наук, доцент Грузинского политехнического института им. В. И. Ленина.

В начале 70-х годов в связи с развитием приборостроения, робототехники, точного электронного машиностроения стало очевидным, что наличие изнашивающихся кинематических узлов с трудно контролируемыми погрешностями не позволяет в рамках любых традиционных систем электропривода приступить к созданию нового поколения приборов и технологического оборудования с резким (иногда на порядок) повышением требований к производительности и точности.

Проблема создания принципиально нового многокоординатного прецизионного электропривода

стала центральной в указанных устройствах. Ее решением на протяжении прошедшего десятилетия занимались ученые и инженеры Московского энергетического института, специалисты электронной и других отраслей промышленности.

В результате творческого содружества науки и производства создан оригинальный электропривод, удовлетворяющий самым жестким технологическим требованиям в различных областях современной техники.

Сформулирован новый принцип программного построения сложных и точных движений исполнительных органов машин, в соответствии с которым детерминируются траектории наиболее вероятных движений, вычисляются механические силы, им ставятся в соответствие электрические состояния электромеханических преобразователей, запоминаемые в виде цифровых кодов и реализуемые затем в виде дискретных приращений токов. Группировка посредством программы различных степеней свободы в готовые блоки движений уменьшает число независимых переменных системы, сводя их в пределе к одной.

Требования к точности движения определяют число используемых состояний. Опираясь большим числом состояний при развитой памяти и микропроцессорном обеспечении, можно учесть особенности магнитной геометрии и кинематики привода. Коррекция мгновенных состояний обратными связями с последующей адаптацией посредством видоизменения исходной программы позволяет наиболее простыми средствами учесть воздействия среды. В широком классе приборов, сборочных автоматов и технологическом оборудовании со стабильными условиями эксплуатации обратные связи при этом подходе не применяются и могут добавляться лишь при необходимости.

Такая концепция управления позволила исключить в созданном многокоординатном электроприводе изнашивающиеся в процессе эксплуатации кинематические узлы преобразования движения за

счет модульного построения электромеханических преобразователей энергии. Традиционные вращающиеся электродвигатели заменены электромагнитными модулями — специальными многофазными электромагнитами с перемещением в плоской, цилиндрической и сферической системах координат на воздушной опоре без механического соприкосновения взаимно движущихся элементов. Их комбинация, конструктивно объединенная с исполнительным органом, обеспечивает любую пространственную траекторию перемещения.

Реализация блочно-модульного принципа построения электропривода изменяет концепцию конструирования точных приборов и оборудования, так как любая совокупность требуемых движений достигается набором определенного числа однотипных модулей с различным расположением в пространстве относительно рабочего органа, с которым они соединяются непосредственно. При этом экономится труд разработчиков, резко сокращаются сроки создания новой техники. Привод становится компактным и универсальным, обеспечивает совмещение транспортных и рабочих операций, осуществляемых с высоким быстродействием и точностью.

Освоенные серийно модульные электроприводы характеризуются следующими показателями: скорости перемещения до 1 м/с; ускорения до 50 м/с²; удельное усилие 1—1,5 Н/см²; погрешность позиционирования до ± 5 мкм (в простейшей структуре без обратных связей).

Серийно выпускаемые модули приборных систем развивают усилия до 100 Н. Дальнейшее повышение тяговых усилий достигается увеличением их числа и наращиванием рабочих поверхностей.

Впервые в отечественной практике разработана принципиально новая технология серийного производства модульных двигателей и их композиций.

Для получения высокой точности использованы оригинальные приемы электрического редуцирова-

ния и масштабирования движения, основанные на предложенных авторами методах электрического дробления шага, разработаны структуры и схемы типовых электронных узлов (модулей), реализуемых на любых стандартных сериях микросхем. В новых разработках предложенные решения программно закреплены в структурах микропроцессора, что позволило иерархически наращивать возможности привода путем сочетаний готовых блоков.

Создание и эксплуатация нового поколения приборов с недостижимыми ранее показателями быстродействия, точности и долговечности подтвердили эффективность и универсальность концепции многокоординатного электропривода. На этой основе построено новое поколение оборудования для научных исследований (микроденситометры, анализаторы спектров, графопостроители), аппаратура для медицины и спорта, тренажеры с управлением от ЭВМ и др.

Наибольшие достижения сделаны в области электронного машиностроения, где освоено серийное производство комплекса важнейших технологических установок для проектирования, производства и контроля интегральных микросхем: установки для зондового контроля параметров микросхем, для прецизионного разделения полупроводниковых пластин на кристаллы лазерным лучом или алмазными резцами, оборудование для машинного проектирования и т. п.

Новое оборудование позволило повысить производительность труда на ряде основных технологических операций в 5—10 раз, улучшить качество, надежность и существенно увеличить выход годных изделий.

Проведенная работа открывает новые возможности создания высокопроизводительных приборов, машин и робототехнических комплексов.

Редколлегия журнала «Электричество» поздравляет лауреатов и желает им новых творческих достижений.



УДК 621.311.016.35:621.313.322.013.81

Колебательная устойчивость автоматически регулируемых электроэнергетических систем

РАГОЗИН А. А., канд. техн. наук, ОРСОВА А. А., инж.

Ленинград

В некоторых режимах ряда энергосистем СССР наблюдались нарушения колебательной статической устойчивости. Натурные испытания показали, что причиной такого нарушения могут являться как недостаточная эффективность некоторых конструкций систем возбуждения и структур АРВ, так и неудовлетворительная координация настроек АРВ генераторов различных станций. Сложность энергообъединений, включающих в себя большое число электростанций с АРВ различного типа, не позволяет однозначно ответить на вопрос о роли АРВ генераторов той или иной станции в возникновении этого явления.

Целью настоящей статьи является изучение колебательной устойчивости и демпферных свойств сложной энергосистемы с АРВ пропорционального и сильного действия и оценка влияния АРВ различных станций на условия возникновения качаний и качество демпфирования маловозмущенного движения.

Расчетная схема энергообъединения приведена на рис. 1 и содержит четыре эквивалентных генератора, оснащенных электромашиной системой возбуждения с АРВ пропорционального действия (генератор I) и тиристорными системами возбуждения с АРВ сильного действия (генераторы II, III

и IV). Эта схема приближенно соответствует схеме объединенной энергосистемы (ОЭС) Сибири, в некоторых минимальных режимах которой, характеризующихся перетоками мощности от электростанций западной части объединения (генератор I) в ее восточную часть, наблюдалась колебательная неустойчивость с частотой самораскачивания $0,35 \div 0,4$ Гц. На схеме показано потокораспределение для режима, близкого к такому, при котором согласно ОДУ Сибири, возникло самораскачивание.

При анализе колебательной статической устойчивости все синхронные генераторы были идеализированы в общепринятом смысле, а переходные процессы в статорных цепях и демпферные обмотки не учитывались. Мощность турбин полагалась неизменной, нагрузки учитывались шунтами постоянной проводимости. Уравнения для d , q -составляющих токов статорных цепей представлялись в форме Лебедева — Жданова. Математическое моделирование переходных процессов, протекающих в системах возбуждения и АРВ генераторов I, II, III и IV, осуществлялось в соответствии с типами систем возбуждения и регуляторов этих генераторов. Математическое описание этих процессов приведено в приложении.

Исследование колебательной статической устойчивости проводилось методом D -разбиения по программе, разработанной совместно ЛПИ им. М. И. Калинина и Ленинградским отделением Гидропроекта для ЦВМ второго поколения (в настоящее время эта программа переводится на ЦВМ серии ЕС). Эта программа в течение ряда лет успешно эксплуатируется в вычислительных центрах ЛПИ, Гидропроекта НИИПТ и других организаций для определения целесообразных коэффициентов усиления отдельных каналов различных систем регулирования, применяемых в энергосистемах. Максимальный объем задач, которые могут быть решены с помощью программы, составляет 90 уравнений малых возмущений, из которых 63 могут быть дифференциальными первого порядка.

Для системы регулирования возбуждения пропорционального действия генератора I кривые D -разбиения рассчитывались в координатах коэффициента усиления k_{oc} и постоянной времени T_{oc} гибкой отрицательной обратной связи (ГОС) с колец ротора (см. уравнение П-5 приложения), выраженных в 1/с и с соответственно. Настройка АРВ генераторов II, III и IV осуществлялась там, где это специально не оговаривается по данным таблицы в соответствии с коэффициентами регулирования АРВ этих генераторов.

На рис. 2 приведены результаты расчета границ самораскачивания и кривых равного затухания, соответствующих заданной интенсивности α демпфирования малых колебаний, в плоскости $T_{oc}-k_{oc}$ АРВ эквивалентного генератора I для расчетных схем и режима рис. 1. Постоянные времени системы возбуждения и АРВ при этом ($T_v=0,2$ с, $T_k=0,1$ с) — приблизительно соответствовали параметрам быстродействующих электромашинных (высокочастотных) систем возбуждения. Коэффициент регулирования k_U по отклонению напряжения менялся в диапазоне от 4 до 30 (здесь и в дальнейшем в качестве единицы измерения k_U принята

ед. возб. х. х./ (ед. напр. ст.). Кривую 1 на рис. 2 для $\alpha=0$ можно разбить на два участка. Первый участок характеризуется существенным изменением частот на границе самораскачивания в зависимости от коэффициента k_{oc} при практически неизменной T_{oc} , близкой к нулю. При $T_{oc} \approx 0$ выражение (П-5) преобразуется:

$$\Delta E_r (1 + pT_v + pk_{oc}) = - \frac{k_U \Delta U}{1 + pT_k}. \quad (1)$$

Таким образом, действие ГОС в этом случае равносильно увеличению постоянной времени T_v возбuditеля, охваченного контуром обратной связи, на величину k_{oc} . Последнее, в свою очередь, и приводит к тому, что на этом участке частоту самораскачивания в зависимости от k_{oc} можно изменять в широком диапазоне: от значений, близких к нулю, при больших k_{oc} , т. е. при введении существенного замедления в контур регулирования, до величины $\beta=2 \div 2,2$ рад/с ($0,32 \div 0,35$ Гц), соответствующей границе колебательной устойчивости генератора I при минимальном k_{oc} . Для второго участка кривой D -разбиения характерно не столь заметное повышение частоты самораскачивания при широком диапазоне изменения параметров настройки ГОС, достигаемое определенным сочетанием параметров настройки T_{oc} и k_{oc} , с одной стороны, ослабляющим замедляющее действие ГОС (увеличение T_{oc}), а с другой стороны — снижающим динамический коэффициент k_U (увеличение k_{oc}). Максимальная частота на границе самораскачивания, которая может быть достигнута здесь при положительных k_{oc} , определяется параметрами T_v , T_k , k_U и, как уже отмечалось выше, несущественно превосходит частоту, полученную при минимальном k_{oc} .

Дальнейшее повышение частоты самораскачивания возможно лишь при смене знака коэффициента k_{oc} . Эти участки кривых D -разбиения, находящиеся в зоне отрицательных k_{oc} на рис. 2 не показаны. Достаточно быстрое сужение области (кривая 2 на рис. 2), ограниченной кривой равного затухания с $\alpha=-0,2$, свидетельствует о низком качестве процесса регулирования.

Резюмируя изложенное, можно констатировать, что для обеспечения в рассматриваемом режиме статической устойчивости генератора I, оснащенного быстродействующей электромашинной системой возбуждения, требуется определенное воздействие от гибкой отрицательной обратной связи. При ма-

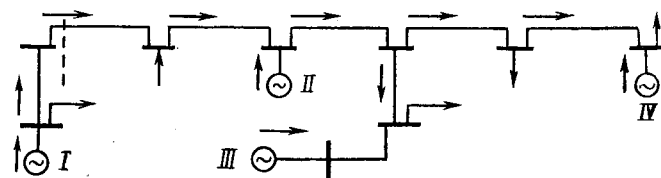


Рис. 1. Схема энергообъединения. Фазы э.д.с. возбуждения генераторов и узловых напряжений взяты относительно вектора напряжения генератора I. Параметры генераторов, приведенные к базисной мощности: I — $x_d=0,49$; $x'_d=0,17$; $T_{d0}=6,4$ с; $T_J=31$ с; II — $x_d=1,65$; $x_q=1,1$; $x'_d=0,38$; $T_{d0}=5,2$ с; $T_J=9,9$ с; III — $x_d=1,1$; $x_q=0,74$; $x'_d=0,25$; $T_{d0}=5,2$ с; $T_J=14,9$ с; IV — $x_d=0,4$; $x_q=0,27$; $x'_d=0,13$; $T_{d0}=7$ с; $T_J=22,3$ с.

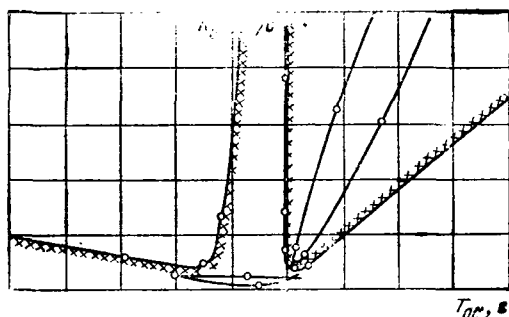


Рис. 2. Кривые D -разбиения в плоскости параметров регулирования T_{0c} , k_{0c} АРВ пропорционального действия генератора I .

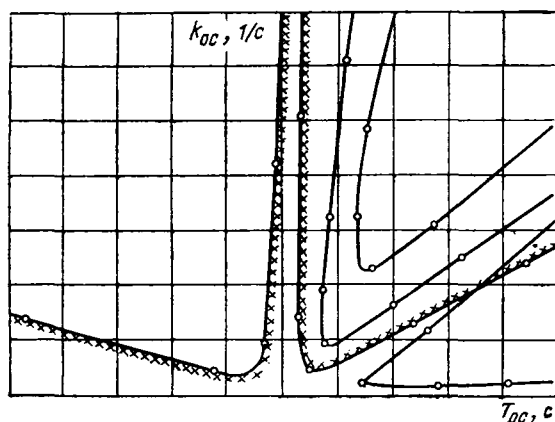


Рис. 3. Кривые D -разбиения при $T_b=0,5$ с; $T_k=0,8$ с; $k_U=30$ и $k_U=4$.

лой постоянной времени обратной связи ($T_{0c} \approx 0,1$ с) минимальное воздействие k_{0c} , требуемое для обеспечения статической устойчивости, составляет 1,6 1/с. Частота самораскачивания при этом воздействии достаточно хорошо согласуется с данными эксперимента. Это позволяет полагать, что основной причиной появления самораскачивания ОЭС Сибири в рассматриваемом режиме явилась недостаточная функциональная возможность электромашинных систем возбуждения и АРВ пропорционального действия генераторов I (западных энергосистем). При этом в наиболее неблагоприятном потенциальном (угловом) положении находится генератор I относительно генераторов II , III и IV . Разность $(\delta_{1j} - \alpha_{1j})$, где $j=2, 3, 4$; δ_{1j} — углы между э. д. с. генераторов I и j ; α_{1j} — углы потерь у взаимных сопротивлений, определяет взаимное положение генератора I относительно других генераторов. В рассматриваемом случае $\delta_{12} - \alpha_{12} = 100,1^\circ$; $\delta_{13} - \alpha_{13} = 98,4^\circ$; $\delta_{14} - \alpha_{14} = 151^\circ$. Таким образом, работа генераторов I с большими взаимными углами и обуславливает определенные трудности в обеспечении колебательной статической устойчивости генераторов в этом режиме.

При $k_U=4$ (кривые 3 и 4 на рис. 2) статическая устойчивость для рассматриваемого режима и прочих равных условиях обеспечивается при всех настройках ГОСТ, в том числе и при ее отсутствии. Области, ограниченные кривыми $\alpha \neq 0$, располагаются при этом значительно ниже области, соответствующих $k_U=30$, в результате чего существенно

уменьшаются требуемые коэффициенты регулирования k_{0c} . Частота самораскачивания при $k_U=4$ заметно падает, что вполне согласуется с физическим смыслом явления. Таким образом, если реализуемое стабилизирующее воздействие ГОС окажется недостаточным для сохранения статической устойчивости генератора I при больших k_U , можно рекомендовать некоторое снижение коэффициента усиления k_U .

Увеличение T_b и T_k до значений $T_b=0,5$ с и $T_k=0,8$ с, соответствующих некоторым типам традиционных электромашинных систем возбуждения, практически не приводит к изменению требуемого по условиям устойчивости минимального коэффициента усиления ГОС ($k_{0c \min}=1,8$) при $k_U=30$ (рис. 3). Частота самораскачивания при этой настройке заметно падает и составляет примерно 1,3 рад/с. С ростом интенсивности демпфирования маловозмущенного движения $k_{0c \min}$ и отвечающие им T_{0c} существенно возрастают, составляя при $\alpha=-0,2$ значения 3,8 и 1,8, а при $\alpha=-0,4$ — 9 и 3 соответственно. Так же, как и в первом случае, при недостаточности воздействия ГОС, реализуемого АРВ, статическая устойчивость генератора I при повышенных T_b и T_k может быть сохранена путем снижения k_U (кривые 4 и 5 на рис. 3).

Утяжеление режима электропередачи путем повышения на 0,2 отн. ед. перетока мощности в сечении $I-I$ (рис. 1) приводит к существенному увеличению требуемого для обеспечения статической устойчивости стабилизирующего воздействия ГОС с колец ротора; при этом возникает необходимость и в некотором повышении постоянной времени обратной связи T_{0c} . Так, результаты расчетов кривых D -разбиения показали, что для быстродействующих электромашинных систем возбуждения требуемый для обеспечения устойчивости минимальный коэффициент усиления ГОС удваивался, а для возбудительных систем с повышенными T_b и T_k — увеличивался почти в три раза по сравнению со значениями, полученными для предшествующего исходного режима. Снижение нагрузки электропередачи на 0,2 отн. ед. в сечении $I-I$ путем обратного перераспределения мощности между генераторами I и II энергосистемы приводит к существенному расширению областей ограниченных кривыми равно затухания; при этом резко падает и интенсивность стабилизирующего воздействия ГОС, требуемая для обеспечения колебательной устойчивости. Степень демпфирования малых колебаний при всех k_U сохраняется на прежнем уровне: $\alpha_{\min} \approx -0,4$.

Эффективным способом улучшения демпферных свойств систем возбуждения с АРВ пропорционального действия является также применение блока сильной стабилизации, разработанного Сибтехэнерго. Усовершенствование АРВ пропорционального действия Сургутских ГРЭС за счет установки этого блока позволило существенно повысить нагрузку электропередачи 500 кВ Сургут — Рефта по условиям самораскачивания.

Итак, можно отметить, что причиной самораскачивания энергосистемы во всех приведенных примерах явилась недостаточная функциональная возможность электромашинных систем возбуждения и

АРВ пропорционального действия генераторов *I* при их работе с большими исходными углами относительно генераторов других электростанций энергосистемы. Для быстродействующих электромашинных систем возбуждения, которыми оснащены наиболее мощные генераторы западных энергосистем ОЭС Сибири, частота самораскачивания при минимальном стабилизирующем управлении вполне согласуется с данными эксперимента, составляя примерно 0,4 Гц. Результаты расчетов кривых *D*-разбиения показали, что применение унифицированного АРВ сильного действия в форме (П-1)—(П-4) (см. приложение) на генераторе *I* позволяет не только обеспечить устойчивость наиболее тяжелого из рассмотренных режимов, но и достичь достаточно хорошего качества процесса регулирования, не выходя за границы реализуемых в АРВ сильного действия коэффициентов по стабилизирующим параметрам.

Оценим теперь влияние АРВ сильного действия генераторов *II*, *III* и *IV* на условия самораскачивания и качество маловозмущенного движения энергосистемы в рассматриваемых режимах ее работы. Здесь особенно важны вопросы наилучшего согласования настроек АРВ генераторов *I*, *II*, *III* и *IV* с точки зрения оптимального процесса регулирования. Решение этой задачи начнем с изучения влияния АРВ генератора *II* на устойчивость и качество маловозмущенного движения энергосистемы рис. 1 для исходного режима. Кривые *D*-разбиения в плоскости стабилизирующих параметров регулирования $k_{0\omega}$, $k_{1\omega}$ АРВ генератора *II* приведены на рис. 4. Эти кривые получены при минимальном стабилизирующем воздействии ($k_{0c}=2$ 1/с, $T_{0c}=0,1$ с), требуемом от ГОС по условиям обеспечения статической устойчивости генератора *I* при $k_U=30$ (см. рис. 2). Из анализа кривых следует, что достичь сколько-нибудь заметного улучшения качества процесса регулирования за счет оптимальной настройки АРВ сильного действия генератора *II* при выбранных параметрах ГОС АРВ генератора *I* не представляется возможным. Влияние канала регулирования по производной напряжения оказывается также весьма незначительным. Последнее видно из сравнения областей, ограниченных сплошными и штриховыми кривыми *D*-разбиения, полученными при максимальном ($k_U=11,2$ ед. возб. х.х./ед. напр. ст/с) и минимальном ($k_U=0$) коэффициентах усиления по этому каналу. Интенсивность демпфирования малых колебаний в этом случае $\alpha_{\min}=-0,2$; коэффициенты регулирования $k_{0\omega}$ и $k_{1\omega}$, соответствующие $\alpha_{\min}$, равны примерно их максимальным значениям ($k_{0\omega}=4$; $k_{1\omega}=1,5$), реализуемым в современных конструкциях АРВ сильного действия.

Аналогичные результаты были получены при существенном изменении параметров настройки ГОС и k_U АРВ генератора *I*. При полученной ГОС в АРВ генератора *I* область устойчивости в координатах стабилизирующих параметров АРВ генератора *II* смещалась в зону нереализуемых коэффициентов $k_{0\omega}$, $k_{1\omega}$, а качество процесса регулирования, характеризуемое $\alpha_{\min}$, ухудшалось.

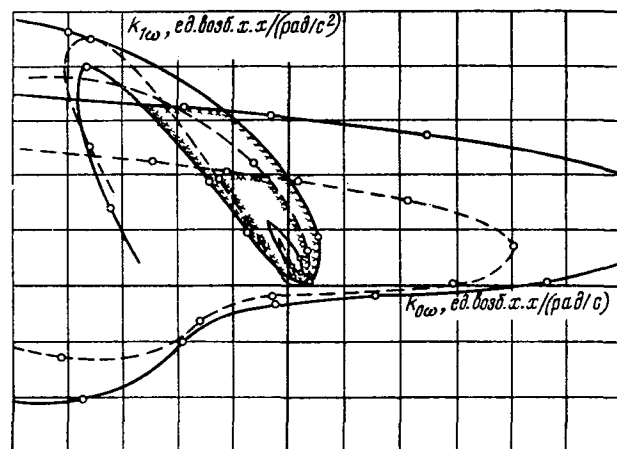


Рис. 4. Кривые *D*-разбиения в координатах коэффициентов $k_{0\omega}$, $k_{1\omega}$ АРВ сильного действия генератора *II*.

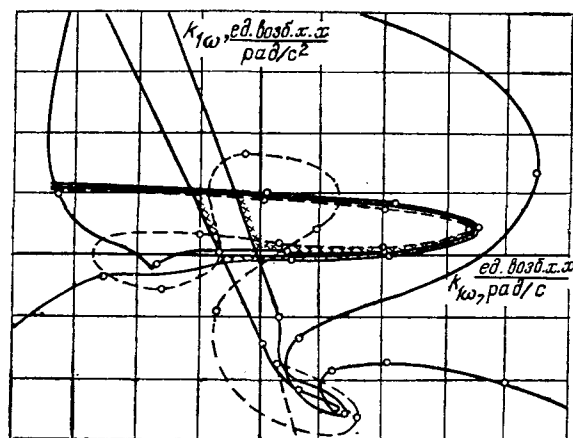


Рис. 5. Кривые *D*-разбиения в координатах коэффициентов $k_{0\omega}$, $k_{1\omega}$ АРВ генератора *II* в максимальном режиме ОЭС.

Анализ кривых *D*-разбиения показал также весьма малую эффективность стабилизирующих параметров АРВ генератора *IV* в части ликвидации самораскачивания и повышения демпфирования малых колебаний энергосистемы в рассматриваемых режимах ее работы.

В целях сопоставления исследуем условия самораскачивания и оценим взаимосвязь между настройками АРВ сильного действия генераторов *II*, *III*, *IV* и АРВ пропорционального действия генератора *I* при изменении направления перетока мощности в энергосистеме — перетоке мощности от генераторов *II*, *III*, *IV* в объединение, эквивалентруемое генератором *I*. Такое потокораспределение характерно для режима максимальных нагрузок ОЭС Сибири. При этом в наиболее неблагоприятном потенциальном положении оказываются уже генераторы *IV*, *III* и *II* по отношению к генераторам *I*, т. е. наблюдается обратная картина той, которая имела место в минимальных режимах работы ОЭС Сибири. Углы $\delta_{j1}-\alpha_{j1}$, $j=2, 3, 4$, иллюстрирующие это положение, составили: $\delta_{21}-\alpha_{21}=92,4^\circ$, $\delta_{31}-\alpha_{31}=111^\circ$, $\delta_{41}-\alpha_{41}=115^\circ$. Однако, поскольку генераторы *II*, *III*, *IV* оснащены быстродействующими возбуждательными системами с АРВ сильного действия, имеющими достаточно высокие функциональные возможности, статическая устойчивость энергоси-

стемы в максимальном режиме в зоне реализуемых коэффициентов АРВ сильного действия обеспечивается достаточным запасом. Это наглядно показывает изображенное на рис. 5 D -разбиение плоскости коэффициентов регулирования по стабилизирующим параметрам АРВ генератора II. Остальные параметры регулирования АРВ генератора II, а также параметры регулирования АРВ генераторов III и IV задавались согласно данным таблицы. Параметры электромашиной системы возбуждения и АРВ пропорционального действия эквивалентного генератора I принимались равными: $T_b=0,5$ с, $T_k=0,8$ с, $k_U=30$. Качество процесса регулирования и здесь остается на достаточно низком уровне. На рис. 5 показано вырождение области, ограниченной кривой равного затухания с $\alpha=-0,4$.

Генератор	k_{0U} , ед. возб. х. х. ед. напр. ст.	k_{1U} , ед. возб. х. х. ед. напр. ст/с	$k_{0\omega}$, ед. возб. х. х. рад/с	$k_{1\omega}$, ед. возб. х. х. рад/с ²	k_{1If} , ед. возб. х. х. ед. тока возб/с
II	50	11,2	0,56	—	0
III	50	11,2	0,56	—	0
IV	50	6,48	1,16	0,82	0

Выводы. 1. Одной из основных причин низкочастотного самораскачивания сложных энергосистем, содержащих генераторы с АРВ различного типа, является недостаточная функциональная возможность электромашиных систем возбуждения и АРВ пропорционального действия генераторов объединений в режимах с направлением перетока мощности от этих энергообъединений в приемные энергосистемы.

2. Роль АРВ сильного действия мощных электростанций промежуточных и приемных энергосистем при самораскачивании в этих режимах весьма незначительна; регуляторы возбуждения генераторов этих станций не могут практически повлиять на улучшение условий устойчивости и качества регулирования возбуждения генераторов с АРВ пропорционального действия.

Приложение. Уравнения переходных процессов, протекающих в АРВ генераторов.

Закон регулирования возбуждения генераторов II, III, IV, реализуемый с помощью АРВ сильного действия и изменение напряжения на возбудителе записаны в операторной форме:

$$V_{yMC} = \frac{k_{yMC}}{1 + 0,018p} \left[\frac{1}{1 + 0,013p} \left(-\hat{k}_{0U}\Delta U - \frac{\hat{k}_{1U}pU}{1 + 0,026p} \right) + \frac{1}{1 + 0,056p} \left(\frac{\hat{k}_{0\omega}p\Delta\omega}{1 + p} + \frac{\hat{k}_{1\omega}p\Delta\omega}{1 + 0,025p} \right) + \frac{\hat{k}_{1If}pIf}{1 + 0,065p} + V_{к.ц} + V_{LOC} \right]; \quad (П-1)$$

$$V_{к.ц}(1 + 0,027p) = -k_{к.ц}pV_{yMC}; \quad (П-2)$$

$$V_{EOC}(1 + 0,007p) = -k_{BOC}\Delta E_r; \quad (П-3)$$

$$\Delta E_r(1 + 0,044p) = k_b V_{yMC}, \quad (П-4)$$

где ΔE_r — вариация напряжения на обмотке возбуждения; V_{yMC} , $V_{к.ц}$, V_{EOC} — выходные сигналы суммирующего магнитного усилителя регулятора, корректирующей цепи с выхода этого усилителя и блока обратной связи по напряжению возбуждения; k_{yMC} — коэффициент усиления магнитного усилителя; $k_{к.ц}$, k_{BOC} — коэффициенты передачи корректирующей цепи и блока обратной связи; k_b — общий статистический коэффициент передачи выходного фильтра и возбудителя; $\hat{k}_{0U}$, $\hat{k}_{1U}$, $\hat{k}_{0\omega}$, $\hat{k}_{1\omega}$, $\hat{k}_{1If}$ — статистические коэффициенты передачи выявительных органов регулятора по отклонению напряжения, его производной, частоте напряжения и его производной, производной тока ротора соответственно. Выбор коэффициентов усиления k_b и k_{yMC} (настройки возбудителя и АРВ) согласно методике накладки АРВ производится таким образом, чтобы общий коэффициент усиления системы «регулятор — возбудитель» каждого генератора без жесткой обратной связи ($k_{EOC} = 0$) составлял $k_{yMC}k_b = 15$ ед. возб. ном/мА. При этом кратность жесткой обратной связи (под кратностью понимается отношение коэффициента усиления основного канала регулирования при разомкнутой и замкнутой жесткой обратной связи) устанавливалась такой, чтобы обеспечивалось условие:

$$\frac{k_{yMC}k_b}{1 + k_{yMC}k_b k_{BOC}} = 3 \frac{\text{ед. возб. ном}}{\text{мА}}.$$

Коэффициент передачи $k_{к.ц}$ корректирующей цепи соответствовал положениям «6—7» на переключателе кратности АРВ.

Из соотношений (П-1) — (П-4) нетрудно установить, что для получения суммарных коэффициентов усиления k_{0U} , k_{1U} , $k_{0\omega}$, $k_{1\omega}$, k_{1If} по отдельным каналам регулирования необходимо соответствующие частичные коэффициенты усиления $\hat{k}_{0U}$, $\hat{k}_{1U}$, $\hat{k}_{0\omega}$, $\hat{k}_{1\omega}$, $\hat{k}_{1If}$, выраженные в миллиамперах на единицу измеряемого параметра, домножить на величину $\frac{k_b k_{yMC}}{1 + k_{yMC}k_b k_{BOC}}$.

В целях упрощения постоянные времени дифференцирующих звеньев при поиске коэффициентов усиления по стабилизирующим параметрам считаются неизменными.

Упрощенная операторная форма уравнений процессов электромашиной системы возбуждения и АРВ пропорционального действия генератора I:

$$\Delta E_r = -\frac{1}{1 + pT_b} \left(\frac{k_U \Delta U}{1 + pT_k} + \frac{k_{OC} p E_r}{1 + pT_{OC}} \right), \quad (П-5)$$

где k_U , k_{OC} — общие коэффициенты усиления по каналам отклонения напряжения статора и гибкой отрицательной обратной связи с колец ротора; T_b , T_k , T_{OC} — эквивалентные постоянные времени возбудителя, корректора напряжения и гибкой отрицательной обратной связи.

Вследствие недостаточной информации о характеристиках электромашиных систем возбуждения и АРВ пропорционального действия генераторов I, а также их разнотипности, расчеты колебательной статической устойчивости проводились при широком варьировании входящих в выражение (П-5) параметров.

[02.10.81]

Об использовании фильтровых избирательных органов в устройстве однофазного автоматического повторного включения

МИХАЙЛОВА М. В., инж.

Москва

В настоящее время на воздушных линиях (ВЛ) 330 кВ и выше, как правило, используются устройства однофазного автоматического повторного включения с избирательными органами (ИО) сопротивления. Однако на протяженных сильно нагруженных ВЛ, а также на ВЛ проходящих в районах с большими удельными сопротивлениями грунтов (например, скальные грунты, вечная мерзлота), где переходные сопротивления замыкания на землю R_3 могут достигать десятков и сотен омов, указанные ИО не удовлетворяют требованию чувствительности. В связи с этим представляется целесообразным проведение исследования возможностей использования других типов ИО, в первую очередь фильтровых избирательных органов (ФИО), которые принципиально более чувствительны к R_3 , чем ИО сопротивления.

Предложенные за рубежом ФИО, реагирующие на угол сдвига фаз между токами обратной и нулевой последовательностей, осуществляют выбор только особой фазы, т. е. поврежденной при однофазном замыкании на землю и неповрежденной при двухфазном замыкании на землю, поэтому они должны дополняться органом, позволяющим отличить один вид замыкания от другого [Л. 1]. Устройство, выбирающее поврежденную фазу, в котором осуществляется совместная работа двух указанных органов, является комбинированным фильтровым избирательным органом (КФИО).

В качестве органа, позволяющего отличить вид замыкания на землю, для совместного действия с упомянутым типом ФИО использовалось реле сопротивления дистанционной защиты (имеющее характеристику в виде окружности с центром в начале координат), включенное на напряжение между несособными фазами и на разность токов этих фаз, т. е. на петлю междуфазного замыкания. При таком включении реле сопротивления при двухфазном замыкании на землю не реагирует на R_3 и в сочетании со сработавшим ФИО в особой фазе обеспечивает отключение трех фаз, а при однофазном замыкании на землю, будучи включенными на петлю неповрежденных фаз, замеряет сопротивление на грузочного режима и потому не действует. Отключение поврежденной фазы производится от ФИО. Однако в дальнейшем указанное выполнение устройства широкого применения не нашло, поскольку реле сопротивления с упомянутой характеристикой при значительных передаваемых по линии мощностях имело недостаточную чувствительность.

Предложенные в нашей стране ФИО, реагирующие на угол сдвига между током нулевой последовательности и междуфазным напряжением $\arg \frac{\dot{U}_{м.ф}}{\dot{I}_0}$ [Л. 1] и на угол сдвига фаз между напряжениями прямой и обратной последовательностей $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$ (или между напряжением прямой и суммой напряже-

ний обратной и нулевой последовательностей $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2 + k\dot{U}_0}$, где k — специально выбираемый коэффициент) [Л. 2], как показали исследования, обладают малым запасом по селективности и, следовательно, ограниченной областью применения. Поэтому в дальнейшем появились предложения использовать указанные органы для различения вида замыкания на землю в КФИО, в которых для выбора особой фазы установлен фильтровый орган, реагирующий на угол сдвига фаз между токами или напряжениями обратной и нулевой последовательностей, что значительно расширило возможности применения таких органов [Л. 2—4, 9].

В отличие от ИО сопротивления КФИО не могут быть применены для осуществления защиты ВЛ в цикле ОАПВ, кроме того, они подвержены неправильному действию при отключении поврежденной фазы [Л. 2]. В связи с этим при использовании КФИО необходимо применение специальных устройств, предназначенных для осуществления защиты в цикле ОАПВ [Л. 5 и 6], а также специальных схемных решений [Л. 2 и 7].

На рис. 1 представлена структурная схема КФИО. В ней учитывается, что при двухфазном замыкании на землю через R_3 , помимо органа, выбирающего особую фазу, может сработать также и аналогичный орган отстающей фазы. На рис. 2 приведена векторная диаграмма токов обратной и нулевой последовательностей для двухфазного замыкания на землю через R_3 , изменяющееся от 0 до ∞ , из которой видно, что $\arg \frac{\dot{I}_0}{\dot{I}_{2A}}$ в месте установки устрой-

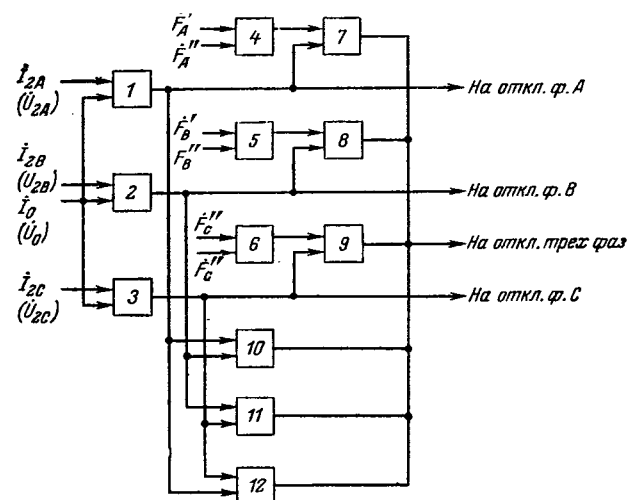


Рис. 1. Структурная схема комбинированного фильтрового избирательного органа.

1, 2, 3 — органы, выбирающие особую фазу; 4, 5, 6 — органы, определяющие вид замыкания на землю; 7—12 — логические элементы И; $F'_A, F''_A, F'_B, F''_B, F'_C, F''_C$ — величины, подводимые к схемам сравнения по фазе органов, определяющих вид замыкания на землю.

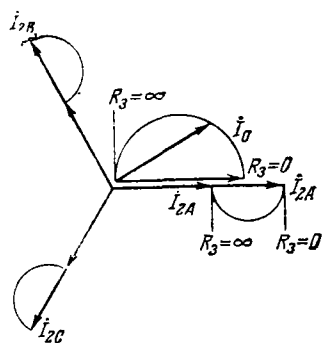


Рис. 2. Векторная диаграмма токов обратной и нулевой последовательностей в месте установки избирательного органа при двухфазном замыкании на землю $BC—0$ через R_3 .

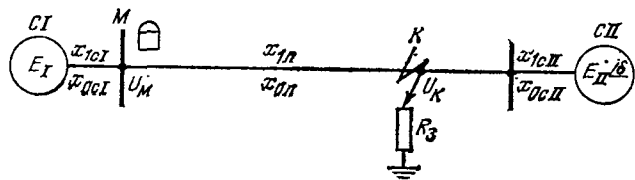


Рис. 3. Исходная схема сети.

E_I, E_{II} — эквивалентные э. д. с. систем CI и CII ; U_M, U_K — напряжения доаварийного режима в месте установки устройства и в месте повреждения.

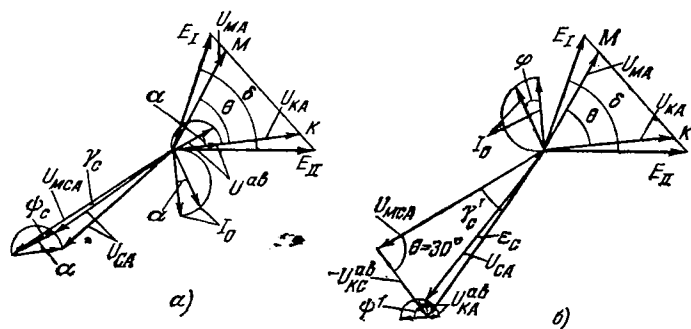


Рис. 4. Векторные диаграммы для КФИО 1-го типа.

а — при однофазном замыкании на землю; б — при двухфазном замыкании на землю.

Обозначения:

$$\alpha = \arctg \frac{3R_3}{2x_{1\Sigma} + x_{0\Sigma}}; \quad \varphi = \arctg \frac{6R_3}{x_{1\Sigma} + 2x_{0\Sigma}};$$

$$\varphi' = \arctg \frac{9R_3 x_{1\Sigma}}{18R_3^2 + (x_{0\Sigma} - x_{1\Sigma})(x_{1\Sigma} + 2x_{0\Sigma})}.$$

ства изменяется от 0 до 90° (при условии равенства углов полных сопротивлений в схемах замещения обратной и нулевой последовательностей). Орган, выбирающий особую фазу, должен срабатывать при изменении $\arg \frac{I_0}{I_{2A}}$ в этом диапазоне. При выполнении такого органа срабатывающим в диапазоне $-90^\circ \leq \arg \frac{I_0}{I_{2A}} \leq +90^\circ$, начиная с некоторого значе-

ния R_3 , когда угол между токами (или напряжениями) нулевой и обратной последовательностей в фазе, отстающей от особой, становится равным или меньше 90° (рис. 2), помимо органа, выбирающего особую фазу, срабатывает также и аналогичный орган отстающей фазы. По факту срабаты-

вания двух таких органов образуется цепь на отключение трех фаз (рис. 1).

В настоящей статье приведены результаты исследования поведения КФИО, при этом особое внимание уделено количественному анализу влияния на их поведение переходного сопротивления замыкания на землю и нагрузки ВЛ и определению на этой основе возможных областей применения КФИО. Рассматриваются КФИО двух типов, имеющие одинаковые органы выбора особой фазы и разные — определения вида замыкания на землю. В КФИО 1-го типа орган, различающий вид замыкания, реагирует на угол сдвига фаз между током нулевой последовательности I_0 и междуфазным напряжением между особой и опережающей фазами

$U_{м.ф.}$, т. е. на $\arg \frac{U_{м.ф.}}{I_0}$ [Л. 2], а в КФИО 2-го типа — на угол сдвига фаз между напряжениями прямой U_1 и обратной U_2 последовательностей особой фазы, т. е. на $\arg \frac{U_1}{U_2}$ [Л. 4, 9]. Следует отметить, что в [Л. 4] орган, реагирующий на

$\arg \frac{U_1}{U_2}$, используется не для определения двухфазного замыкания на землю (как на рис. 1), а для определения однофазного замыкания на землю, что может ограничить чувствительность устройства. При однофазном замыкании на землю угол между составляющими обратной и нулевой последовательностей не зависит от значения R_3 , и орган выбора особой фазы обеспечивает четкий выбор поврежденной фазы, а при двухфазном замыкании на землю в зависимости от значения R_3 срабатывают один или два органа выбора особой фазы, обеспечивая образование цепи на отключение трех фаз. Следовательно, анализ КФИО сводится к анализу его второго органа, различающего вид замыкания на землю. Исследование КФИО проведено с использованием метода расчетных выражений, представляющих $\arg \frac{U_{м.ф.}}{I_0}$ и $\arg \frac{U_1}{U_2}$ как функции нагрузки

(угла δ между э. д. с. или угла θ между напряжениями в месте установки устройства ОАПВ и в месте повреждения), R_3 и параметров сети. Эти функции получены исходя из выведенных с исполь-

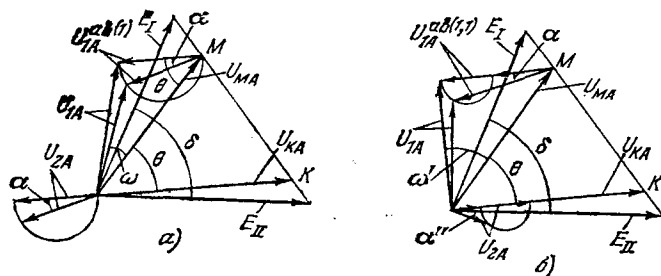


Рис. 5. Векторные диаграммы для КФИО 2-го типа.

а — при однофазном замыкании на землю; б — при двухфазном замыкании на землю.

Обозначения:

$$\alpha' = \arctg \frac{3R_3 x_{1\Sigma}}{18R_3^2 + (x_{1\Sigma} + x_{0\Sigma})(x_{1\Sigma} + 2x_{0\Sigma})}.$$

Величина на входе ИО	Выражения для токов и напряжений в месте установки ОАПВ	
	замыкания на землю фазы А	замыкания на землю фаз В и С
Ток нулевой последовательности	$I_0 = \dot{U}_{KA} \frac{K_{T0}}{Z_{\Sigma}^{(1)}}$	$I_0 = -\dot{U}_{KA} \frac{K_{T0}}{j(x_{1\Sigma} + 2x_{0\Sigma}) + 6R_3}$
Напряжение прямой последовательности	$\dot{U}_{1A} = \dot{U}_{MA} - \dot{U}_{1A}^{ab(1)} = \dot{U}_{MA} - \dot{U}_{KA} \frac{jx_{1CT}K_{T1}}{Z_{\Sigma}^{(1)}}$	$\dot{U}_{1A} = \dot{U}_{MA} - \dot{U}_{1A}^{ab(1,1)} = \dot{U}_{MA} - \dot{U}_{KA} \frac{jx_{1CT}K_{T1}}{Z_{\Sigma}^{(1,1)}}$
Напряжение обратной последовательности	$\dot{U}_{2A} = -\dot{U}_{KA} \frac{jx_{1CT}K_{T1}}{Z_{\Sigma}^{(1)}}$	$\dot{U}_{2A} = \dot{U}_{KA} \frac{jx_{1CT}K_{T1}}{Z_{\Sigma}^{(1,1)}} \frac{jx_{0\Sigma} + 3R_3}{j(x_{1\Sigma} + x_{0\Sigma}) + 3R_3}$
Междуфазное напряжение	$\dot{U}_{CA} = \dot{U}_{MCA} + \dot{U}_{CA}^{ab} = \dot{U}_{MCA} + \dot{U}_{KA} \frac{x_{1CT}K_{T1}}{x_{1\Sigma}} \times$ $\times \frac{3}{2 + \frac{jx_{0\Sigma} + 3R_3}{jx_{1\Sigma}}}$	$\dot{U}_{CA} = \dot{U}_{MCA} - \dot{U}_{KC}^{ab} - \dot{U}_{KA}^{ab} = \dot{U}_{MCA} - \dot{U}_{KC} \frac{x_{1CT}K_{T1}}{x_{1\Sigma}} -$ $- \dot{U}_{KA} \frac{x_{1CT}K_{T1}}{x_{1\Sigma}} \frac{\frac{jx_{0\Sigma} + 3R_3}{jx_{1\Sigma}} - 1}{1 + 2 \frac{jx_{0\Sigma} + 3R_3}{jx_{1\Sigma}}}$

Примечание. $x_{1\Sigma}$, $x_{0\Sigma}$ — эквивалентные индуктивные сопротивления прямой (обратной) и нулевой последовательностей; K_{T1} , K_{T0} — коэффициенты токораспределения аварийной составляющей прямой (обратной) и нулевой последовательностей; $Z_{\Sigma}^{(1)} = j(2x_{1\Sigma} + x_{0\Sigma}) + 3R_3$ — эквивалентное сопротивление однофазного замыкания на землю; $Z_{\Sigma}^{(1,1)} = jx_{1\Sigma} + \frac{jx_{1\Sigma}(jx_{0\Sigma} + 3R_3)}{j(x_{1\Sigma} + x_{0\Sigma}) + 3R_3}$ — эквивалентное сопротивление двухфазного замыкания на землю; $\dot{U}_{1A}^{ab(1)}$, $\dot{U}_{1A}^{ab(1,1)}$ — аварийные составляющие прямой последовательности в фазе А при замыкании на землю одной и двух фаз; $\dot{U}_{CA}^{ab}$ — аварийная составляющая напряжения $\dot{U}_{CA}$ при замыкании на землю одной фазы; $\dot{U}_{KC}^{ab}$, $\dot{U}_{KA}^{ab}$ — слагающие аварийной составляющей напряжения $\dot{U}_{CA}$ при замыкании на землю двух фаз.

зованием метода наложения выражений для напряжений и токов (см. таблицу) в месте установки устройства для исходной схемы передачи, приведенной на рис. 3, при однофазном А—О и двухфазном ВС—О замыканиях на землю и анализа на их основе векторных диаграмм (рис. 4 и 5).

При этом принималось допущение, что все параметры сети индуктивные, сопротивления прямой и обратной последовательностей одинаковы и сопротивление дуги между фазами при двухфазном замыкании на землю мало по сравнению с сопротивлением R_3 и поэтому может не учитываться.

Ниже приведены результаты анализа функций $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ и $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$, позволяющие сделать ряд выво-

дов о влиянии отдельных факторов на поведение КФИО, а также о расчетных условиях, определяющих пределы изменения указанных функций.

Комбинированный фильтровый избирательный орган 1-го типа. При однофазном замыкании на землю в режиме, когда со стороны установки КФИО осуществляется передача мощности (рис. 4,а),

$$\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0} = \theta - \gamma_c - \alpha - 120^\circ, \quad (1)$$

где γ_c — угол между напряжением предшествующего режима и полным напряжением $\dot{U}_{CA}$; α — угол, отражающий влияние переходного сопротивления замыкания на землю.

В случае однофазного металлического замыкания на землю вблизи места установки устройства

ОАПВ ($R_3=0$, $\alpha=0$, $\theta=0$) значение угла γ_c зависит только от соотношения $x_{1\Sigma}/x_{0\Sigma}$.

При $x_{1\Sigma} \gg x_{0\Sigma}$ $\gamma_c=60^\circ$ и $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0} = -180^\circ$. При иных соотношениях $x_{1\Sigma}/x_{0\Sigma}$ $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ находится в области меньших отрицательных значений. Наличие R_3 приводит к увеличению отрицательных значений $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ и переходу их в область положительных значений ($\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0} < -180^\circ$) при больших R_3 . При

удаленном замыкании на землю значение γ_c снижается, и основное влияние на рассматриваемую функцию оказывают углы θ (т. е. нагрузка) и α (т. е. R_3).

Из выражения (1) следует, что влияние углов θ и α противоположно, при этом минимальное (по модулю) отрицательное значение $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ имеет при максимальном θ (максимальная нагрузка) и $\alpha=0$ (отсутствие R_3). Это значение $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ является одним

из расчетных при определении пределов изменения этой функции при однофазном замыкании на землю.

Другое расчетное значение $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ выбирается

из двух, рассчитанных при однофазном замыкании

на землю через максимальное R_3 вблизи места установки устройства ОАПВ и на противоположной стороне при отсутствии нагрузки. В качестве расчетного принимается наибольшее отрицательное (если оба полученных значения отрицательны и $\left| \arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0} \right| < 180^\circ$) или наименьшее положительное значение (если $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0} < 180^\circ$).

При однофазном замыкании на землю в режиме, когда со стороны установки КФИО осуществляется прием мощности,

$$\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0} = -\theta - \gamma_c - \alpha - 120^\circ. \quad (2)$$

Влияние углов θ и α в данном случае одинаково, их увеличение приводит к росту отрицательного значения рассматриваемой функции и переходу ее в область положительных значений (когда $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0} < -180^\circ$). Наименьшее (по модулю) отрицательное значение $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ имеет при удаленном однофазном металлическом коротком замыкании на землю. Это значение является одним из расчетных при определении пределов изменения функции. Другим расчетным является значение $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ при удаленном однофазном замыкании на землю через максимальное R_3 в режиме приема максимальной нагрузки. При нахождении функции в области отрицательных значений получаемое расчетное отрицательное значение $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ максимально. При переходе функции в область положительных значений получаемое расчетное значение минимально. Если принимаемая нагрузка невелика, расчетным может оказаться однофазное замыкание на землю через максимальное R_3 вблизи места установки устройства ОАПВ.

При двухфазном замыкании на землю в режиме, когда со стороны установки КФИО осуществляется передача мощности (рис. 4,б),

$$\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0} = \theta + \gamma'_c + \epsilon_c - \varphi + 60^\circ, \quad (3)$$

где γ'_c и ϵ_c определяют угол между напряжением предшествующего режима и полным напряжением $\dot{U}_{CA}$; φ — угол, отражающий влияние R_3 на ток нулевой последовательности.

При металлическом двухфазном коротком замыкании на землю в месте установки устройства ОАПВ, когда отсутствует влияние углов θ , φ и ϵ_c , значение $\gamma'_c = 30^\circ$ и $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0} = 90^\circ$. При удаленном

металлическом двухфазном коротком замыкании на землю и отсутствии нагрузки, когда аварийные составляющие напряжения $\dot{U}_{CA}$ малы, снижается значение угла γ'_c , а следовательно, и значение $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$. Наличие R_3 ($\varphi \neq 0$) еще более снижает значение рассматриваемой функции в пределе ($R_3 \rightarrow \infty$) до $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0} = -30^\circ$. Наличие нагрузки приводит к увеличению значения рассматриваемой функции.

Максимальное значение $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ принимает при удаленном металлическом двухфазном коротком замыкании на землю в режиме передачи максимальной нагрузки. Учитывая, что получаемое при этом значение может оказаться в случае небольшой передаваемой мощности меньше 90° (что соответствует близкому повреждению), в общем случае в качестве расчетного выбирается максимальное из указанных двух значений $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$. Минимальное значение рассматриваемая функция принимает при удаленном повреждении через максимальное R_3 и отсутствии нагрузки. При этом следует иметь в виду, что при двухфазном замыкании на землю через R_3 отключение трех фаз может производиться по факту срабатывания двух органов, предназначенных для выбора особой фазы. Следовательно, определение пределов изменения $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ при двухфазном замыкании на землю следует ограничить тем значением R_3 , при котором срабатывают два органа выбора особой фазы. Это значение R'_3 определяется из условия:

$$R'_3 = \frac{1}{3} \operatorname{tg} 30^\circ x_{0\sigma} = \frac{1}{3\sqrt{3}} x_{0\sigma}. \quad (4)$$

Следовательно, расчетное минимальное значение $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ имеет место при удаленном повреждении через R_3 , выбранное по условию (4).

При двухфазном замыкании на землю в режиме, когда со стороны установки КФИО осуществляется прием мощности,

$$\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0} = -\theta - \gamma'_c + \epsilon_c - \varphi + 60^\circ. \quad (5)$$

Максимальное значение $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ имеет место при металлическом двухфазном коротком замыкании на землю в месте установки устройства ОАПВ и составляет -90° . Минимальное значение $\arg \frac{\dot{U}_{CA}}{I_0}$ имеет место при удаленном двухфазном замыкании на землю при R_3 , выбранном по условию (4), в режиме приема максимальной нагрузки.

Комбинированный фильтровый избирательный орган 2-го типа. При однофазном замыкании на

землю в режиме, когда со стороны установки КФИО осуществляется передача мощности (рис. 5,а),

$$\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = -180^\circ - \alpha + \theta + \omega, \quad (6)$$

где ω — угол между составляющей предшествующего режима и полным напряжением U_1 при однофазном замыкании на землю, причем влияние его на $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$ значительно меньше, чем влияние углов α и θ .

Из выражения (5) видно, что влияния углов θ и α противоположны. При отсутствии нагрузки ($\theta=0$) рассматриваемая функция зависит в основном от R_3 , в этом случае $\omega < 0$ и $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} < -180^\circ$ или иначе $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} < 180^\circ$.

При этом в качестве расчетного принимается минимальное из двух значений $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$ при удаленном и близком замыкании на землю через R_3 и отсутствии нагрузки. При достаточно больших R_3 значение $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$ приближается к 90° .

Наличие нагрузки значительно снижает влияние R_3 , причем при $-\alpha + \theta + \omega = 0$ сохраняется значение $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = -180^\circ$.

При отсутствии R_3 ($\alpha=0$) и достаточно большой нагрузке значение $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} > -180^\circ$ и приближается к -90° . Таким образом, в качестве другого расчетного следует принимать удаленное металлическое замыкание на землю при максимальной нагрузке.

При однофазном замыкании на землю в режиме, когда со стороны установки КФИО осуществляется прием мощности,

$$\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = 180^\circ - \alpha - \theta - \omega. \quad (7)$$

Из выражений (7) видно, что нагрузка и R_3 влияют одинаково, уменьшая значение $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$. При этом, если нагрузка незначительна (θ мал), в качестве расчетного следует принять минимальное из двух значений $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$, получаемых при удаленном (при наличии нагрузки) и близком замыкании на землю через R_3 . Если же нагрузка большая (θ достаточно велик), расчетным будет только удаленное замыкание.

Максимальное значение $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$ для приемного конца линии составляет 180° , что соответствует металлическому замыканию на землю при отсутствии нагрузки независимо от удаленности повреждения.

При двухфазном замыкании на землю в режиме, когда со стороны установки КФИО осуществляется передача мощности (рис. 5,б),

$$\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \theta + \alpha'' + \omega', \quad (8)$$

где ω' — угол между составляющей предшествующего режима и полным напряжением $\dot{U}_1$ при двухфазном замыкании на землю; α'' — см. рис. 5,б.

Из выражения (8) видно, что влияние углов θ и α'' одинаково и $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$ тем больше, чем больше нагрузка (θ) и R_3 (α''). Можно показать, что угол α'' достигает максимального значения при

$$R_3 \approx \frac{1}{3} \sqrt{\frac{x_{0\Sigma} (x_{1\Sigma} + 2x_{0\Sigma})}{2}}. \quad (9)$$

Значение R_3 , полученное по выражению (9), следует сравнить со значением R'_3 , полученным по выражению (4). В качестве предельного расчетного принимается меньшее. Легко показать, что расчетным всегда является полученное по выражению (4).

Следует отметить, что по сравнению с возможными значениями угла θ угол α'' невелик, так как мало зависит от значения R_3 , и поэтому оказывает меньшее влияние на $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$.

Знак угла ω' при отсутствии нагрузки ($\theta=0$) и замыкании через R_3 — отрицательный и становится положительным лишь при некотором значении угла θ . Поэтому в качестве максимального расчетного следует рассматривать значение $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$ при удаленном двухфазном замыкании на землю через R_3 , значение которого определяется по условию (4) в режиме передачи максимальной нагрузки. Минимальное значение $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = 0$, что соответствует металлическому замыканию на землю при отсутствии нагрузки независимо от удаленности повреждения или близкому замыканию на землю независимо от R_3 .

При двухфазном замыкании на землю в режиме, когда со стороны установки КФИО осуществляется прием мощности,

$$\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = -\theta + \alpha'' - \omega'. \quad (10)$$

Из выражения (10) видно, что влияние θ и α'' различно. В качестве расчетного минимального (отрицательного по знаку) следует принять значение $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$ при двухфазном металлическом удаленном замыкании в режиме приема максимальной нагрузки.

Максимальное (положительное) значение $\arg \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$ имеет при удаленном замыкании на землю через R_3 , значение которого определяется по условию (4) при отсутствии нагрузки.

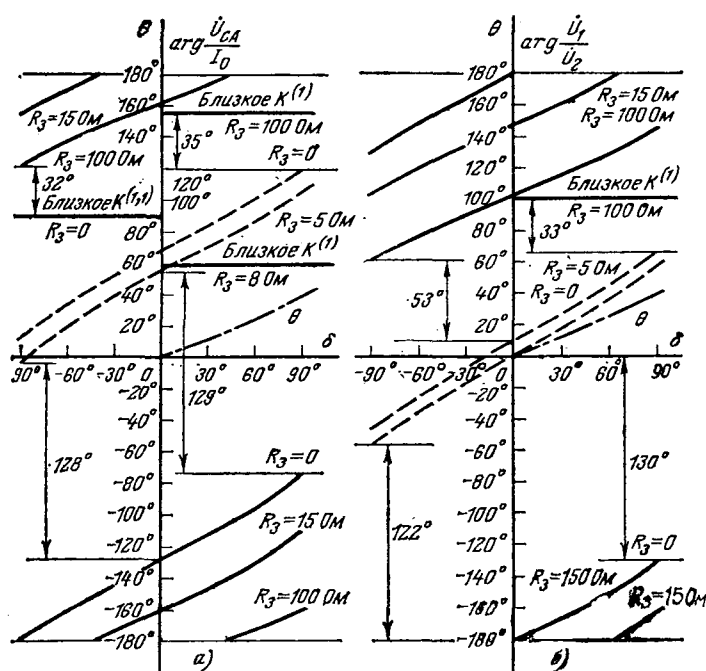


Рис. 6. Кривые зависимостей $\arg \frac{U_{CA}}{I_0} = f_1(\delta)$ и $\arg \frac{U_1}{U_2} = f_2(\delta)$ для КФИО 1-го типа (а) и 2-го типа (б), а также $\theta = f_3(\delta)$.

Полученные выражения и расчетные условия позволяют определить области возможного применения указанных типов КФИО. С этой целью были проведены расчеты на ЦВМ рассмотренных функций при сочетании ряда условий (изменение R_3 , δ , параметров сети).

В качестве примера на рис. 6 представлены кривые, полученные в результате расчетов функций соответственно $\arg \frac{U_{CA}}{I_0} = f_1(\delta)$ и $\arg \frac{U_1}{U_2} = f_2(\delta)$ для следующих сочетаний параметров сети: $x_{IC I} = x_{OC I} = 50$ Ом; $x_{IC II} = 50$ Ом; $x_{OC II} = 25$ Ом; $l = 200$ км; $x_{1л} = 60$ Ом; $x_{0л} = 210$ Ом; $E_I = E_{II}$; $R_3 = 0 \div 100$ Ом. Здесь же показаны углы запаса для обоих типов КФИО, установленных на передающем и приемном концах линии, и углы $\theta = f_3(\delta)$.

Из сравнения рис. 6, а и б видно, что для рассмотренных КФИО углы запаса достаточно велики для правильного их функционирования при замыканиях на землю в режимах, когда со стороны установки КФИО осуществляется только передача либо только прием мощности, при изменении переходного сопротивления относительно земли практически в любом диапазоне.

В случае же, когда со стороны установки КФИО может осуществляться как передача, так и прием мощности, достаточный запас по углу практически не обеспечивается. Исследования для других вариантов сочетания параметров сети (с более мощными системами по концам линии) показали, что для принятых пределов изменения углов между э. д. с. углы запаса для передающего и приемного концов значительно снижаются, а на реверсивном конце такой запас вообще может отсутствовать.

Другими словами, в указанных случаях для реверсивного конца диапазон изменения нагрузки и переходного сопротивления, при котором обеспечивается правильное функционирование рассмотренных КФИО, снижается, причем это несколько больше сказывается для КФИО 2-го типа. Последнее связано с тем, что области изменения $\arg \frac{U_1}{U_2}$ при однофазном и двухфазном замыкании на землю направлены навстречу друг другу (рис. 6, б), что при однофазных замыканиях на землю через большие R_3 может приводить к нежелательному сокращению угла запаса.

Использование в таких случаях $\arg \frac{U_1}{U_0}$ может оказаться более благоприятным, так как области изменения $\arg \frac{U_1}{U_0}$ при обоих видах повреждения направлены в одну сторону.

Полученные пределы изменения углов, на которые реагируют исследуемые органы, позволяют выбрать задаваемую область срабатывания (уставки) КФИО для конкретных условий.

В целом количественный анализ известных типов КФИО показал, что область их возможного применения достаточно широка и значительно превышает область применения ИО сопротивления [Л. 8].

Эти КФИО принципиально могут быть использованы для ВЛ, на которых ИО сопротивления не проходят по чувствительности к R_3 , в первую очередь для ВЛ, проходящих в районах с большим удельным сопротивлением грунтов. При этом в тех случаях, когда КФИО 2-го типа не дает существенно больших запасов по углу по сравнению с КФИО 1-го типа, использование последнего как более простого по выполнению и эксплуатации является предпочтительным.

Дополнительные исследования показали, что значительно большую область применения имеет КФИО, использующий для различения вида замыкания на землю реле сопротивления, включенное на петлю междупазного замыкания с характеристикой в плоскости Z , обеспечивающей необходимую чувствительность к двухфазному замыканию на землю, в том числе через дугу между фазами, а также отстройку от нагрузочного режима. В качестве такой характеристики может использоваться четырехугольник, охватывающий начало координат.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Атабеков Г. И. Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей. — М., Л.: Госэнергоиздат, 1957.
- Ермоленко В. М. Принципы выполнения избирательных органов для пофазного отключения в защитах, лишенных избирательной способности. — В кн.: Автоматика и телемеханика в энергосистемах. — М.: Госэнергоиздат, 1950.
- Изранлев М. С., Меклин А. А., Эскин Г. Л. Особенности выполнения релейной защиты и автоматики линий в районах с большими переходными сопротивлениями в месте короткого замыкания. — В кн.: Вопросы проектирования электрической части линий электропередачи, подстанций и энергосистем на современном этапе. — М.: Энергия, 1974.
- А. с. № 610224 (СССР). Способ выбора поврежденной фазы при несимметричных коротких замыканиях на землю / Ц. Т. Жанаев, Т. Б. Заславская. — Оpubл. в Б. И., 1978, № 21.

Пусковой орган ввода автоматического резерва для комплексной нагрузки

БОРОДЕНКО В. А., инж (Павлодар), ПОЛЯКОВ В. Е., доктор техн. наук (Свердловск)

Рост единичной и суммарной мощности синхронных и асинхронных двигателей в узлах нагрузки предъявляет повышенные требования к эффективности функционирования устройств противоаварийной автоматики. Обычный показатель числа правильных срабатываний автоматики ввода резервного питания (АВР) не характеризует в полной мере уровень надежности электроснабжения потребителей, поскольку не учитывает сохранение технологического процесса после перерыва питания. Так, на обследованном предприятии кратковременное прекращение электроснабжения в трех случаях из шести привело к нарушению работы производства несмотря на успешное действие автоматики. В двух случаях, хотя перерыв питания не превышал 0,3 с (собственное время переключения выключателей), подключенные к секции синхронные двигатели (СД) насосов вышли из синхронизма и были отключены защитой. В третьем случае восстановление напряжения после паузы длительностью 1,8 с вызвало поломку муфты связи электродвигателя с агрегатом.

В этой связи представляется целесообразным оценивать эффективность функционирования автоматики в узлах нагрузки дополнительным показателем

$$k_3 = \frac{k_1}{k_2} 100\%,$$

где k_1 — количество правильных срабатываний с сохранением технологического режима; k_2 — общее число правильных срабатываний противоаварийной автоматики.

Успешность работы АВР возрастает с увеличением значения k_3 . Для повышения k_3 устройства противоаварийной автоматики должны оценивать или прогнозировать поведение нагрузки в аварийной ситуации, выполнять специальные мероприятия по обеспечению непрерывности производства, в частности, путем самозапуска электродвигателей. К задачам противоаварийной автоматики в режиме потери питания следует отнести: повышение быстроты действия выявительных органов; гашение возбуждения СД с последующей их ресинхронизацией; автоматическую быструю разгрузку самозапускаемого агрегата по технологии; отключение конденсаторных батарей, неотвечественной нагрузки и агрегатов, не допускающих самозапуск; временное отключение части ответственной нагрузки с тяжелыми условиями самозапуска — на погашенной сек-

ции; задержку подачи резервного питания по уровню остаточного напряжения секции или по времени; синфазную подачу резервного питания; повышение напряжения резервирующей секции перед замещением питающих вводов подключением конденсаторных батарей, форсировкой возбуждения работающих СД, переключением обмоток питающего трансформатора; автоматическую разгрузку резервирующего трансформатора; автоматическое очередное подключение потребителей к источнику в функции тока, напряжения или времени, либо по заданной программе. Объем осуществляемых мероприятий в каждом конкретном случае должен определяться составом нагрузки.

Анализ показывает, что перечисленные функции реализуются либо непосредственно органом выявления потери питания, входящим в систему противоаварийной автоматики, либо по появлению управляющего воздействия на его выходе. Отсюда очевидна актуальность построения пускового органа АВР со сравнительно простой, состоящей из однотипных элементов схемой и широкими функциональными возможностями.

Если у потребителей без двигательной нагрузки потерю питающего напряжения устанавливают, как правило, по уровню напряжения, то при наличии электродвигателей дополнительно фиксируют уровень частоты напряжения секции, направление активной мощности на питающем вводе, разность фаз напряжений источников или токов двигателей одной секции, скорость снижения частоты и т. д. [Л. 1]. Разнородность контролируемых признаков приводит к построению пусковых органов из независимых, не связанных органически узлов, усложнению их измерительных частей, затрудняет унификацию устройств автоматики. Исследования показали возможность распознавания факта потери питания при любом составе нагрузки по единому информационному признаку. Для этого фиксируется последовательность появления во времени прямых и инверсных сигналов, формируемых из однополярных полувольт напряжений рабочего и контрольного (резервного) источника, в моменты совпадения этих сигналов.

Обозначим сигналы о наличии полувольт заданной полярности напряжения первого (второго) источника (секции) через $x_1(x_2)$, а сигналы об их отсутствии — через $\bar{x}_1(\bar{x}_2)$. В нормальном режиме и при отсутствии обоих напряжений совпадение

5. Беляков Ю. С. Защита высоковольтных линий в цикле ОАПВ. — Электрические станции, 1975, № 10.

6. Коржецкая Т. А., Левинуш А. И. Принципы выполнения резервной защиты в цикле ОАПВ. — Электричество, 1978, № 8.

7. Опыт эксплуатации устройств однофазного автоматического повторного включения (ОАПВ) на транзитных линиях 220 кВ в системе Мосэнерго/ Н. В. Виноградов, В. В. Ильиничин, В. А. Семенов, Н. Ф. Шибенко. — Сб. информационных материалов Мосэнерго, 1959, вып. XX. — М.: Госэнергоиздат.

8. Дороднова Т. Н., Михайлова М. В., Рубинчик В. А. Исследование расчетных условий для выбора параметров характеристики срабатывания избирательных органов устройств ОАПВ. — Электричество, 1980, № 2.

9. Мутон Л., Суяр М. Быстродействующие статические реле сопротивления. — В кн.: Современная релейная защита. Доклады Международной конференции по большим электрическим системам CIGRE, 1968. Под ред. В. М. Ермоленко и А. М. Фодосеева. — М.: Энергия, 1970.

функциональных возможностей. Так, при обрыве цепи трансформатора напряжения происходит сдвиг вторичных напряжений по фазе, при этом количество образующихся вспомогательных сигналов будет больше одного. Отсюда алгоритм выявления неисправности трансформатора напряжения

$$H = (y_2 + y_3) \bar{z} D_5^\dagger,$$

где $D_5^\dagger$ — оператор задержки сигнала на время t_5 , для отстройки от изменения угла сдвига фаз напряжений в процессе выбега электродвигателей.

При работе АВР в ряде случаев необходима задержка подачи резервного питания на выбегающие электродвигатели, что позволяет избежать больших токов и моментов несинхронного включения [Л. 3]. Кроме того, не разрешается включение секций потребителя на параллельную работу при несовпадении напряжений по фазе. Блокировка действия органа в указанных режимах осуществляется, если число вспомогательных сигналов, равных 1, отлично от одного:

$$B = \bar{z} = \bar{S}_1^5(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5).$$

На рис. 2 показана логическая структура пускового органа АВР двустороннего действия для подстанций с произвольным составом нагрузки и неявным резервированием [Л. 4], позволяющая реализовать синтезированные алгоритмы. К трансформаторам напряжения взаиморезервируемых секций TV1, TV2 через формирователи импульсов (длительностью до полупериода) 1 и 2 с прямыми и инверсными выходами подключены схемы совпадения 3 и 4 с контролем порядка поступления сигналов. Элементы 5—8 имеют задержку порядка 0,5—1 мс на срабатывание (t_1) и от $t_2 = 0,03$ с (элементы 5 и 8) до $t_3 = 0,3$ с (элементы 6 и 7) — на возврат. Цепь выявления выбега двигателей образована третьей схемой совпадения 14, выходы которой соединены с блоками отключения вводов первой 18 и второй 19 секций. Цепь выявления потери питания потребителем без двигателей составлена элементом ИЛИ 10, элементом времени 13 и конечными логическими схемами И 15 и 16. Элементы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ 11 и 12, ЗАПРЕТ 17 совместно с узлом внешней блокировки 9 образуют специализированное контролирующее устройство, управляющее работой логической части и выходных элементов пускового органа [Л. 5]. Отметим, что в качестве блока сигнализации 20 могут быть использованы существующие узлы типовых схем, например центральной сигнализации подстанций. Блок 21 производит подачу разрешающего сигнала на включение секционного выключателя.

В нормальном режиме работы потребителя выключатели вводов Q1, Q2 включены, секционный выключатель Q3 отключен, напряжения секций u_1 и u_2 , как правило, близки друг другу по фазе и амплитуде. Сигналы $\bar{x}_1$, x_2 и x_1 , $\bar{x}_2$ не совпадают во времени, управляющие воздействия на входе временных элементов 5-8 отсутствуют. В случае потери питания первой секцией без двигателей $u_1 = 0$, на входе схемы 3 периодически совпада-

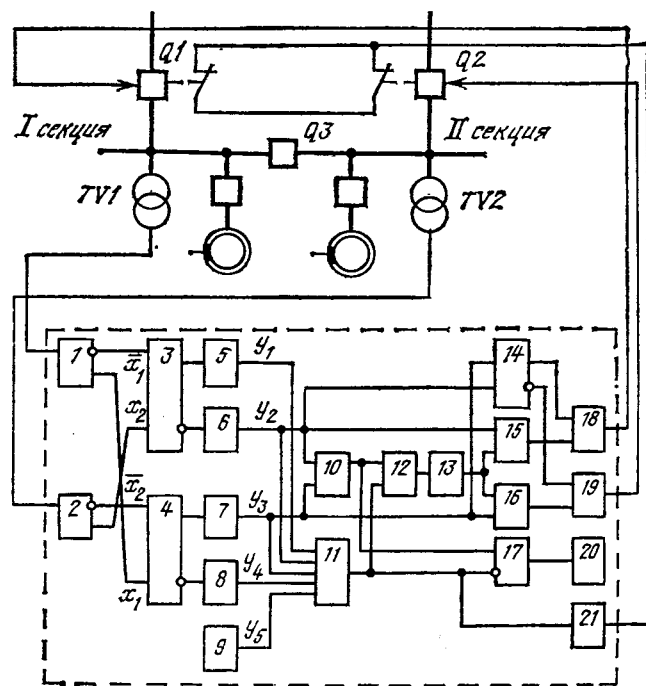


Рис. 2. Структурная схема выявительного органа АВР.

ют сигналы $\bar{x}_1 = x_2 = 1$, причем появление $\bar{x}_1 = 1$ опережает во времени появление сигнала $x_2 = 1$. Благодаря этому формируется непрерывный сигнал $y_2 = 1$, во то время как $y_1, y_3, y_4 = 0$. По единственному сигналу на входе схема ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ 11, реализующая функцию z , разрешает отсчет заданной выдержки времени t_4 АВР элементом 13 и включение секционного выключателя блоком 21 после отключения рабочего ввода, запрещает подачу сигнала неисправности блоком 20. Через установленную задержку элемент И 15 действует на блок отключения ввода первой секции 18, блок 21 через замкнувшийся блок-контакт отключившегося рабочего выключателя Q1 даст команду на включение выключателя Q3.

Если отсутствие напряжения на входе устройства вызвано отключением автомата вторичных цепей трансформатора напряжения, входящий в состав узла внешней блокировки 9 блок-контакт этого автомата формирует воздействие y_5 , поступающее на вход схемы 11 одновременно с y_2 . Поскольку количество входных воздействий не соответствует реализуемой функции, сигнал на выходе схемы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ отсутствует, что обеспечивает запрет работы временного элемента АВР 13 и блокировку включения секционного выключателя. Элемент ЗАПРЕТ 17 формирует сигнал неисправности, который включает блоки сигнализации 20 с задержкой t_5 , отстроенной от вероятных изменений сигналов y_1 — y_4 во время правильного действия пускового органа при аварийной ситуации на подстанции.

В начале выбега потерявшей питание двигательной нагрузки первой секции совпадение во времени сигналов $\bar{x}_1, x_2$ и $x_1, \bar{x}_2$ на входах схем 3 и 4 происходит с опережением $x_1 = \bar{x}_1 = 1$. Последовательность импульсов возрастающей длительности на выходах схем 3 и 4 преобразуется элементами

задержки 6 и 8 в непрерывные сигналы $y_2=y_4=1$, тогда как $y_1, y_3=0$. Из-за неравенства числа входных воздействий единице сигнал на выходе схемы 11 отсутствует — разрешается пуск блока сигнализации 20, запрещается работа элемента выдержки времени АВР 13 и блока включения секционного выключателя 21. Если длительность существования данного режима превысит установленную в блоке 20 задержку t_5 , что говорит об обрыве фазы, перегорании предохранителя трансформатора напряжения или несимметрии входных напряжений по любой другой причине, индикация неисправности цепей АВР позволяет оперативному персоналу своевременным вмешательством предотвратить последующее возможное ложное действие автоматики.

Обычный процесс выбега двигателей характеризуется обязательным наступлением противофазы напряжений u_1 и u_2 , после чего в момент совпадения сигналов $x_1, \bar{x}_2$ и $\bar{x}_1, x_2$ порядок их образования изменяется на противоположный ($\bar{x}_2, x_2=1$ появляется прежде $x_1, \bar{x}_1=1$). Последовательность импульсов убывающей длительности появляется на иных выходах схем 3 и 4 и преобразуется элементами задержки 5 и 7 в непрерывные сигналы $y_1, y_3=1$. Сигнал y_4 через время $t_2=30$ мс становится равным нулю, сигнал y_2 запоминается на время t_3 , контролирующее устройство функционирует прежним образом. Поскольку на обоих входах схемы 14 совпадают сигналы $y_2=y_3=1$, причем $y_2=1$ образовался раньше, схема 14 действует на отключение ввода первой секции блоком 18. Следовательно, при перерыве питания двигателей устройство производит пуск АВР по расхождению векторов сравниваемых напряжений на угол 180° без дополнительной выдержки времени, с учетом последовательности смены знака разности фаз.

Работа пускового органа АВР в случае неисправности второй секции отличается от описанной выше только очередностью образования сигналов y_1-y_4 и, следовательно, действием блока 19 на отключение второго питающего ввода. Время t_3 распознавания органом факта потери питания электродвигателей зависит от длительности расхождения векторов напряжений на $\delta_{\text{ср}}=180^\circ$, определяемой в свою очередь действительными механическими характеристиками подключенной к секции нагрузки. Так, для агрегата с приводом от синхронного двигателя с суммарной постоянной инерции $T_J=5$ с, коэффициентом загрузки $k_3=0,7$, номинальным углом нагрузки $\delta_0=30^\circ$ время t_3 составит 0,345 с в соответствии с выражением [Л. 1]:

$$t_3 = \sqrt{\frac{(\delta_{\text{ср}} - \delta_0) T_J}{9000 k_3}}.$$

Возврат устройства в исходное состояние происходит после восстановления нормального электроснабжения потребителя автоматически, на общесистемное понижение частоты орган не реагирует.

В зависимости от характеристик двигательной нагрузки ее переключение на резервный источник производится с несинхронной или синфазной пода-

чей питания на возбужденные СД, либо с ожиданием затухания остаточной э. д. с. двигателей до допустимого значения [Л. 3]. Рассмотрим возможности реализации перечисленных способов разработанным органом.

Считая в пределах первых трех периодов биеений напряжений выражение для t_3 пригодным для описания процесса выбега нагрузки с любым моментом сопротивления, получаем, что повторное совпадение напряжений двигателей и резерва по фазе (720°) наступает через 2 с момента исчезновения питания. Следовательно, можно ожидать ближе к синфазному включение синхронных двигателей в цикле быстродействующего АВР при втором совпадении напряжений по фазе, если выполняется условие

$$t_3 = t_{\text{откл. в}} + t_{\text{вкл. р. в}},$$

где $t_{\text{откл. в}}$ и $t_{\text{вкл. р. в}}$ — собственные времена срабатывания вводного и резервирующего выключателей; t_3 — время изменения угла сдвига фаз от начального до угла срабатывания органа (180°). На промышленном предприятии с СД 320 — 1600 кВт и асинхронными двигателями 1000 кВт, получены $t_3 = 0,24 \div 0,32$ с. При стандартных масляных выключателях 6 кВ ($t_{\text{откл. в}}$ не более 0,1 с; $t_{\text{вкл. р. в}}$ не более 0,2 с) выявительный орган обеспечивает подачу напряжения на агрегаты, имеющие меньшие значения T_J с некоторым запозданием, а на агрегаты, имеющие большие значения T_J — с некоторым опережением относительно момента совпадения напряжений по фазе.

Для реализации метода задержки действия АВР по уровню остаточного напряжения двигателей блок 18 одновременно с отключением рабочего ввода действует на гашение возбуждения СД, схема 11 в контролирующем устройстве продолжает блокировать включение секционного выключателя. По мере снижения напряжения двигателей наступает момент (рис. 1,б), когда независимо от изменения разности фаз напряжений величина одного из них, например u_1 становится недостаточной для срабатывания входного порогового элемента, и его переключение прекращается. При таком значении входного сигнала, равном $(0,25 \div 0,4) u_{\text{ном}}$, устройство разрешает подачу питания на выбегающие двигатели: сигналы y_1, y_3, y_4 становятся равными нулю, сигнал $y_2=1$, схема ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ 11 воздействует на блок 21. Рассматриваемый метод переключения нагрузки на резерв обычно требует некоторых изменений в схеме подключения реле однократности действия устройства АВР, вызванных тем, что время между отключением рабочего ввода и включением резервирующего выключателя может превысить задержку реле на возврат. Представляется целесообразным в этом случае осуществлять возврат реле однократности по факту первого включения резервирующего выключателя, что, как правило, обеспечивается простыми схемными решениями.

Если контроль уровня остаточный э. д. с. двигателей на секции не предусматривается, контакты

блока 21 из цепи включения секционного выключателя могут быть исключены.

Действие пускового органа АВР при несинхронном включении питания СД 630 кВт аммиачного компрессора (частота вращения 750 об/мин) во втором периоде биений (см. рис. 3) обеспечило стабильность технологического процесса. Зафиксированный на осциллограмме рис. 3 перерыв питания составил 0,42 с, максимальный бросок тока несинхронного включения — около $8 \cdot I_{\text{ном.дв}}$ или $1,46 I_{\text{пуск.дв}}$; длительность качаний двигателя после подачи напряжения — 0,7 с, напряжение секции поддерживалось на уровне не менее $0,79 U_{\text{ном}}$ в течение всего процесса переключения. В данном случае установленные на объекте выключатели имели собственные времена отключения и включения соответственно 0,07 и 0,1 с.

Питание нагрузки собственных нужд электрических станций осуществляется, как правило, от одного рабочего источника, который может замещаться в цикле одностороннего АВР резервным трансформатором (линией). Отметим особенности применения разработанного пускового органа для объектов с явным резервированием. Для одной пары выключателей (один — рабочий, один — резервный) на секции шин собственных нужд устанавливается одно устройство, контролирующее напряжение секции и напряжение со стороны питания резервного элемента. Контакт соответствующего (одного) из выходных блоков 18 и 19 подключается к цепям отключения рабочего выключателя, кон-

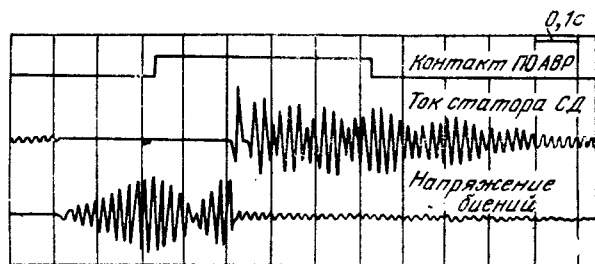


Рис. 3. Несинхронное переключение выходящей двигательной нагрузки на резервный источник питания.

такт второго блока может использоваться для сигнализации о состоянии резервирующего элемента; контакт блока 21 вводится при необходимости в цепь включения резервного выключателя секции. Предусмотренная в типовых схемах блокировка действия АВР при неисправностях трансформатора напряжения от реле РНФ—1М для разработанного устройства не требуется; сигнализация указанного режима производится блоком 20.

Исследования выявили возможность неправильного действия органов пуска АВР по величине и знаку разности фаз при восстановлении на секции напряжения выходящих двигателей в произвольной фазе после отделения нагрузки от источника с быстродействующей защитой. Вероятное в подобном случае отключение автоматикой резервного питающего ввода на подстанции с неявным резервированием ведет к длительному перерыву электро-

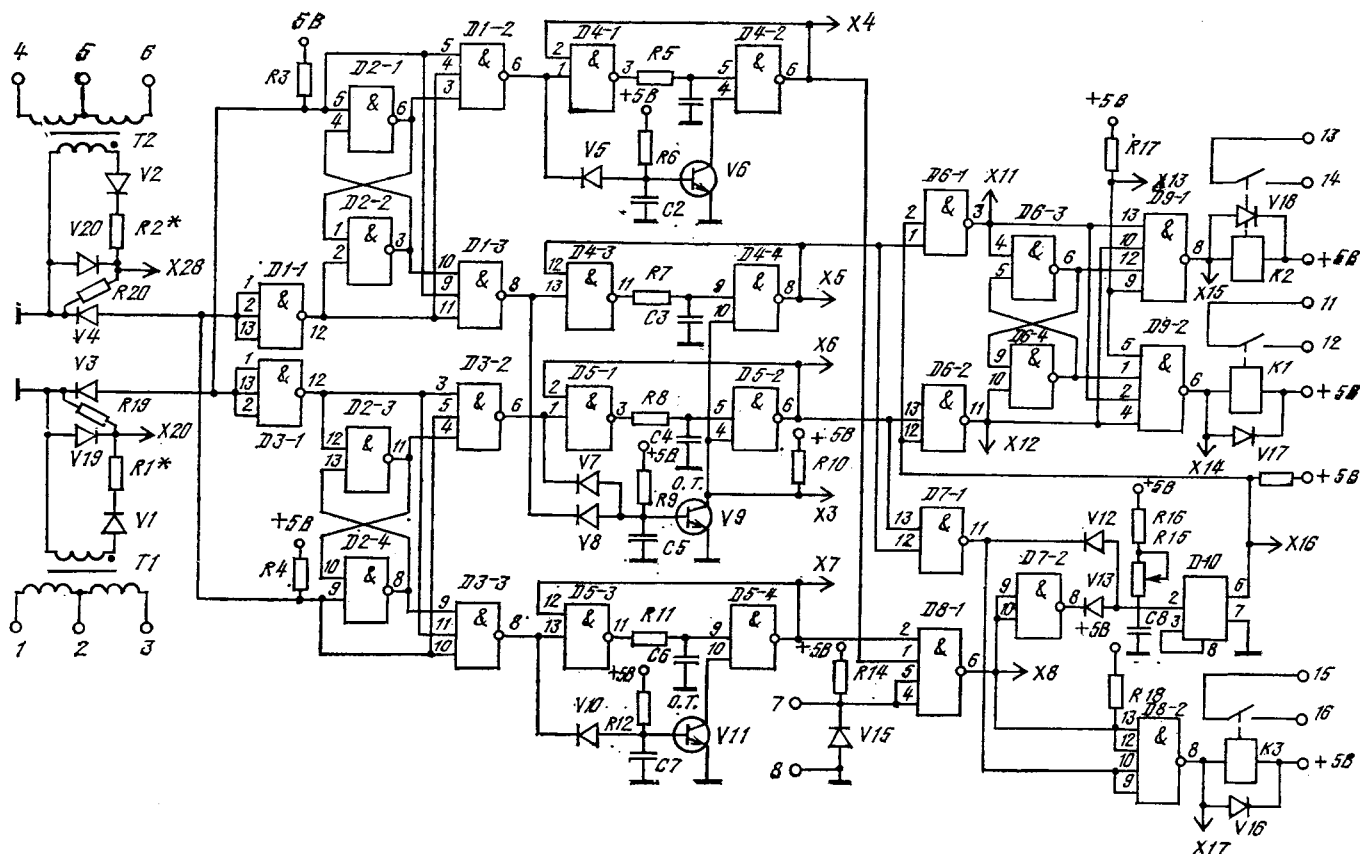


Рис. 4. Принципиальная схема упрощенного варианта пускового органа АВР.

снабжения потребителей и крупному ущербу. Разработанное устройство характеризуется повышенной устойчивостью функционирования в указанном режиме: снижение напряжения от близкого короткого замыкания вызывает формирование сигнала $y_2(y_3)$ соответствующего поврежденной секции. После восстановления остаточной э. д. с. выбегающих двигателей воздействие $y_3(y_2)$, соответствующее неповрежденной секции, появляется вторым независимо от знака фазного угла между сравниваемыми напряжениями, что обеспечивает правильную работу выявительного органа.

Для практического внедрения пускового органа АВР на основе предложенного принципа разработаны упрощенные схемы, вариант которых на интегральных микросхемах серии 155 показан на рис. 4. Для изображенного на этом рисунке устройства характерно совмещенное исполнение выходных элементов, блоков сигнализации и запрета включения секционного выключателя, узла сброса выдержки времени t_3 . При построении схемы специализированного контролирующего устройства учитывалось, что воздействия y_1, y_4 появляются только при фазовом сдвиге входных напряжений, причем наличие y_1 подразумевает присутствие в то же время сигнала y_3 , а y_4 — соответственно y_2 . Поэтому схема ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ заменена здесь элементом совпадения И — НЕ сигналов y_1, y_4, y_3 на микросхеме Д8-1. Блок на микросхеме Д8-2 и реле КЗ выполняет функции сигнализации неисправности цепей трансформатора напряжения и блокирования включения секционного выключателя. Ячейка выдержки времени АВР на микросхеме Д10 является единственным элементом устройства, используемым только у потребителей без электродвигателей, остальные элементы имеют универсальное назначение и работают при любом составе нагрузки.

Снижению габаритов и упрощению схемы устройства способствует построение входных формирователей импульсов на тиристорных оптронах типа АОУ 103В, работающих в режиме малых анодных токов. Возможно также включение входных формирователей V3, V4 на трехфазную систему напряжений каждого источника через трансформаторы T1, T2. Исполнение трансформаторов обеспечивает в режимах обрыва фазы или перегорания предохранителя трансформатора напряжения, когда наблюдается снижение одного из линейных вто-

ричных напряжений до $0,08u_{ном}$ сигнал на входе тиристора, пропорциональный геометрической сумме входных напряжений и достаточный для его переключения. В устройстве использованы реле с герконами, обеспечивающие через дополнительные промежуточные реле-повторители управление выключателями.

Устройство содержит однотипные временные ячейки с диодной логикой на входе, выполненные на транзисторах КТ 315Г для малых выдержек времени и на составном транзисторе микросхемы К101КТ1Б — для больших. В соответствии с принципом действия органа высокая точность соблюдения временных задержек, за исключением t_4 , не требуется. Питание цепей устройства выполняется от стабилизированного источника напряжения 5 В постоянного тока.

Выводы. 1. Распознавание факта потери питания потребителей по последовательности появления входных сигналов позволяет в значительной степени решить вопрос унификации пусковых органов АВР, упростить их измерительную часть, расширить функциональные возможности.

2. Для потребителей, состав нагрузок которых изменяется относительно часто и нерегулярно, целесообразно предусматривать автоматическую перестройку задержки срабатывания пускового органа АВР в зависимости от действительного характера нагрузки на обесточенной секции.

3. Выполненный с использованием стандартных интегральных элементов на основе предложенного принципа орган выявления потери питания реализует без перестройки логической структуры основные функциональные задачи АВР в узлах с комплексной нагрузкой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Барзам А. Б. Системная автоматика. — М.: Энергия, 1973.
2. Поляков В. Е., Троценко А. А. Использование временных булевых функций при анализе и синтезе логических схем релейной защиты. — Электричество, 1978, № 12.
3. Келли. Влияние остаточного напряжения на двигателях на работу реле в цикле АВР. — В кн.: Собственные нужды электрических станций. — М. — Л., ГЭИ, 1958.
4. А. с. 760 308 (СССР). Блок пуска автоматике ввода резервного питания / В. А. Бороденко. — Оpubл. в Б. И., 1980, № 32.
5. Поляков В. Е., Орлов В. А., Федотов В. П. Непрерывный логический контроль устройств релейной защиты. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1979, № 2.

[18.03.81]



Регрессионный анализ установившихся режимов электрической системы

МАМЕДЯРОВ О. С., канд. техн. наук

Баку

При решении большого круга задач планирования, проектирования и эксплуатации энергетических систем (ЭЭС), а также анализе различных режимов их работы широко используются многочисленные алгоритмы и программы, разработанные для ЦВМ. Однако эти алгоритмы позволяют лишь рассчитывать частные значения исследуемых параметров при заданных исходных данных. Например, серия программ расчета установившихся режимов ЭЭС позволяет по заданным значениям исходных данных для конкретной схемы сети рассчитывать потокораспределение в сети, уровни напряжений в узлах, суммарные потери мощности в системе. Исследователя же, как правило, интересуют не частные значения, а взаимосвязи параметров, определение факторов, существенно влияющих на исследуемый процесс, способы изменения процесса в нужном направлении. Для этой цели приходится проводить многочисленные расчеты при различных сочетаниях значений исходных данных и разных схемах соединений в системе, обрабатывать большое количество получаемой информации. В связи с этим возникает необходимость разработки методики, повышающей эффективность исследований и обеспечивающей приемлемую точность решения поставленной задачи.

В настоящей статье рассматривается возможность использования для этой цели регрессионного моделирования сложной системы [Л. 1 и 2]. При этом с использованием имеющихся программ расчета установившегося режима на ЦВМ проводятся целенаправленные исследования, в результате которых получают регрессионные модели для анализа или управления. Такие модели могут быть получены при регрессионном анализе или методом планирования многофакторного эксперимента (МПЭ).

При этом уравнение связи между выходными параметрами Y и входными переменными $x_1, x_2, \dots, x_n$ записывается в виде некоторого полинома — отрезка ряда Тейлора:

$$Y = b_0 + \sum_{i=1}^n b_i x_i + \sum_{i,j=1}^n b_{ij} x_i x_j + \sum_{i=1}^n b_{ii} x_i^2, \quad (1)$$

где b_i, b_{ij}, b_{ii} — коэффициенты.

При рассмотрении стационарных режимов ЭЭС взаимосвязи между параметрами обычно определяются уравнениями не выше второго порядка, а при небольших пределах изменений эти связи могут быть даже линейными. Поэтому уравнение (1) может описывать большой круг задач установившихся режимов ЭЭС. Задача отыскания статической связи (1) сводится к нахождению коэффициентов уравнения регрессии по результатам экспериментов в ряде точек исследуемого пространства. При этом для построения линейных моделей использу-

ется полный или дробный факторный эксперимент, а для построения квадратичной модели — ортогональное центральное композиционное планирование или рототабельное планирование [Л. 2].

Использование МПЭ для получения уравнения регрессии (1) отличается от обычной процедуры метода наименьших квадратов организованностью эксперимента (расчета), который проводится в определенных точках и в требуемом количестве, возможностью использования критериев оптимальности при построении экспериментальных планов, значительным снижением вычислительных трудностей расчета коэффициентов уравнения регрессии для случая ортогонального планирования. При этом каждая независимая входная величина варьируется на двух уровнях согласно матрице планирования, т. е. предусматривается осуществление активного эксперимента в системе.

Целесообразность использования именно МПЭ для получения регрессионных моделей ЭЭС объясняется тем, что большинство целевых зависимостей, существующих в этих системах, допускают хорошую аппроксимацию линейными моделями или моделями второго порядка, для которых отыскание значений коэффициентов аппроксимирующего полинома эффективно производится методом наименьших квадратов, на котором базируется МПЭ.

Достоинства регрессионных моделей полиномиального типа — простота, наглядность, удобство обращения. Коэффициенты полиномов непосредственно показывают степень количественного влияния каждого из параметров на исследуемый процесс. При ортогональном планировании добавляется еще независимость вычисления коэффициентов полинома.

Обычно в (1) независимые переменные x_i представляются в нормированном виде:

$$x_{in} = \frac{x_i - x_{i0}}{\Delta x_i},$$

где x_{i0} — базисное значение переменной, принимаемое равным ее значению в середине заданного интервала; Δx_i — шаг варьирования переменной.

Нормированные величины принимают предельные значения ± 1 . Если переменные x_i — независимые случайные величины, заданные в доверительных интервалах $x_i \pm \Delta x_i$ с вероятностью, близкой к единице, то нормированные переменные x_{in} будут независимыми, центрированными с $M(x_i) = 0$ случайными величинами, заданными в пределах ± 1 с той же вероятностью.

Зависимости (1) являются статистическими, и поэтому требуется подвергнуть их статистическому анализу, который включает оценку значимости коэффициентов найденных зависимостей, и проверку адекватности уравнения в целом.

Для проведения статистической оценки значимости коэффициентов b_i обычно используется кри-

терий Стьюдента:

$$|b_i| > \varepsilon = t \sqrt{\sigma^2(y)_i N}, \quad (2)$$

где t — значение критерия Стьюдента при числе степеней свободы $f = N - 1$; N — число экспериментов, использованных для получения уравнения (1), а адекватность уравнения после отсеивания несущественных факторов проверяется по критерию Фишера [Л. 3]:

$$F_{\text{рас}} = \frac{\sigma^2(y)_{\text{ад}}}{\sigma^2(y)_{\text{вос}}} < F_{\text{таб}}.$$

Однако как при определении значимости коэффициентов, так и при проверке на адекватность, необходимо определять дисперсию воспроизводимости параллельных опытов $\sigma^2(y)_{\text{вос}}$. При проведении экспериментов на ЦВМ проведение параллельных опытов дает повторяющиеся результаты. Поэтому для проверки значимости коэффициентов и адекватности модели дисперсия воспроизводимости определяется косвенным (искусственным) путем. Например, при распределении переменных по нормальному закону $\sigma^2(y)_{\text{вос}}$ можно определить из выражения [Л. 4]:

$$\sigma^2(y)_{\text{вос}} = 0,11 \sum_{i=1}^n b_i^2,$$

а также в зависимости от возможной (принятой) максимальной ошибки ε в определении Y по выражению:

$$\sigma^2(y)_{\text{вос}} = \varepsilon b_0.$$

Оценку адекватности уравнения можно производить по среднеквадратической погрешности. При этом мерой неадекватности является

$$\sigma^2(y)_{\text{ад}} = \frac{1}{N - q} \sum_{k=1}^N (y_k - \hat{y}_k)^2, \quad (3)$$

где q — число коэффициентов уравнения (1); y_k — значение целевого параметра y , рассчитанного по исходной теоретической модели в точке k , $\hat{y}_k$ — то же значение, рассчитанное по уравнению (1).

Эта величина, а также ε в области пространства независимых переменных должны быть сопоставлены с диапазоном изменения целевого параметра или допустимой ошибки его определения. Можно считать, что уравнение является адекватным, если

$$\frac{\sqrt{\sigma^2(y)_{\text{ад}}}}{|y_{\text{max}}|} < d, \quad (4)$$

и

$$\delta(y)_{\text{max}} = \max_{k \in x} |y_k - \hat{y}_k| < d, \quad (5)$$

где y_{max} — базисное или максимальное из всех рассчитанных по теоретической модели значений y ; d — заданная погрешность аппроксимации теоретической модели; δ_{max} — максимальная ошибка пред-

сказания y в области X ; X — заданная (рассматриваемая) область пространства независимых переменных.

Среди контрольных точек, в которых производится сопоставление теоретических y и предсказанных $\hat{y}$ значений целевой функции, и ищется максимальное между ними расхождение $\delta(y)_{\text{max}}$. При этом, кроме точек, соответствующих плану, должен использоваться еще ряд характерных точек.

Наконец, для грубой оценки уравнения регрессии ее адекватность можно проверить и по разности $y_0 - b_0$, где y_0 — значение исследуемой величины при проведении эксперимента и базисных значениях факторов. Если эта разность не превышает заданной погрешности, то уравнение можно считать адекватным в заданной области варьируемых факторов. В общем случае погрешность регрессионной модели должна задаваться исследователем в зависимости от решаемой задачи. Например, для анализа уровней напряжения в электрической сети, где ее значение изменяется не более, чем на 10%, погрешность модели не должна быть более 1—2%. Для анализа потерь активной мощности погрешность может достигать 5%, а для реактивной мощности даже 10%.

С помощью МПЭ могут быть построены регрессионные модели сложных ЭЭС, представляющие возможность для весьма эффективного анализа установившихся режимов и могущие успешно использоваться при оперативном управлении. При этом объект исследования — ЭЭС может представляться детерминированно и в вероятностной форме.

При построении детерминированной регрессионной модели ЭЭС ставится задача аппроксимации сложной модели ЭЭС детерминированным полиномом, в некотором смысле наилучшим образом отвечающем исходной модели. В соответствии с особенностями режимов ЭЭС можно предложить следующую методику моделирования для построения детерминированных регрессионных моделей ЭЭС.

Все параметры исследуемой системы необходимо разделить на две группы: выходные (целевые или оптимизируемые) и входные варьируемые (независимые переменные). Для входных варьируемых параметров выбирается область варьирования. При этом стремятся, чтобы она охватила те режимы, которые представляют интерес для исследователя (например, область оптимальных режимов). Далее выбирают вид аппроксимирующего полинома (модели), обычно в линейном или квадратичном виде, и соответственно оптимальный план постановки эксперимента. Эксперимент проводится согласно правилам планирования на ЦВМ. Обработка результатов такого эксперимента позволяет количественно оценить коэффициенты искомого аппроксимирующего полинома (модели).

При применении МПЭ должны реализоваться все требования регрессионного анализа. Важнейшее значение имеет требование совместимости рассчитываемых режимов и некоррелированности варьируемых факторов.

Для обеспечения совместимости рассчитываемых режимов по условиям обеспечения баланса мощности в ЭЭС в схеме предусматривается балан-

сирующая станция, способная обеспечить все режимы электростанций согласно матрице планирования эксперимента. Сходимость и существование всех расчетных режимов показывает совместимость всех расчетов в принятой области варьируемых переменных.

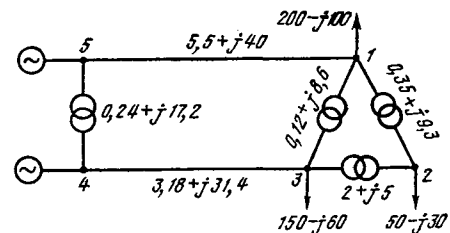
Требование некоррелированности варьируемых факторов заключается в изменении значений факторов независимо друг от друга. Выполнение этого условия на модели функционирования трудностей не представляет, когда в схеме предусмотрена мощная балансирующая станция. Получающиеся при этом неоптимальные сочетания варьируемых факторов (например, неоптимальная нагрузка электростанций) не имеют значения, так как полученная адекватная модель справедлива при всех сочетаниях этих факторов в принятой области их варьирования.

Выбор балансирующей станции оказывает влияние на результаты расчета установившегося режима и, следовательно, на значение коэффициентов уравнения регрессии. Поэтому с целью повышения достоверности результатов при итерационных методах расчета установившегося режима выбор места балансирующей станции имеет большое значение и должен соответствовать действительно балансирующей станции энергосистемы. Следовательно, построенные по результатам расчета установившегося режима с разными балансирующими станциями регрессионные модели будут отличаться своими коэффициентами. Однако расчеты по этим моделям при одинаковых значениях варьируемых факторов, включая и нагрузку балансирующих станций, дадут результаты, отличающиеся лишь погрешностью модели. В этом можно убедиться, рассмотрев коэффициенты и результаты расчета потерь активной мощности π в сети, схема которой приведена на рис. 1. В этой схеме МПЭ найдены зависимости потерь активной мощности от активной нагрузки генераторного узла и коэффициентов трансформации трансформаторов, которые изменяются в пределах $\pm 0,05k_{т.н.}$

При этом балансирующими станциями приняты в одном случае станция в узле 4, в другом — в узле 5. Результаты расчетов приведены в табл. 1.

При построении вероятностной регрессионной модели ЭЭС по какому-либо выходному параметру y_i необходимо оценить вид и числовые характери-

Рис. 1.



стики закона распределения этого параметра при возможных случайных вариациях входных факторов.

С целью облегчения процесса исследования моделирования влияния случайных факторов проводится отдельно от постановки планируемого эксперимента. Для этого в ряде точек исследуемого пространства входных варьируемых параметров осуществляется моделирование влияния случайных факторов. По результатам такого моделирования оценивается шум системы (дисперсия воспроизводимости).

На базе оцененной дисперсии воспроизводимости $\sigma^2(y)_{\text{вос}}$ осуществляется статистический анализ зависимостей между этим параметром и входными исследуемыми переменными x_i . С помощью этого анализа зависимости $y_i = f(x_i)$ упрощаются, так как из них удаляются параметры x_j , несущественно влияющие на y_i и действие которых в данном случае эквивалентно шуму системы. Найденная таким образом оценка дисперсии воспроизводимости позволяет провести статистический анализ на значимость вычисленных коэффициентов регрессии, а затем проверить адекватность всего полинома в целом. В случае удовлетворения гипотезы об адекватности его можно использовать для решения поставленной задачи.

В настоящее время вероятностное моделирование часто используется для оценки влияния погрешностей исходных данных на результаты расчета режимных параметров. При этом требуется определить вид и числовые характеристики распределения целевого параметра y_i при случайных вариациях группы входных переменных x_i , а также выделить те параметры x_j , погрешности которых вносят наиболее существенный вклад в результирующую погрешность расчета. Необходимость такого выделения параметров, существенно влияющих на результаты расчета, возникает в случае, если результирующая погрешность превышает максималь-

Таблица 1

№ варианта расчета	Балансирующая узел	Мощность станций, Мвт		Коэффициент уравнения								Результаты расчета π при			
		№ 4	№ 5	b_0	b_1	b_2	b_3	b_{12}	b_{13}	b_{23}	b_{123}	x_1		$x_2 = -1$ $x_3 = -1$	$x_2 = +1$ $x_3 = -1$
												P_4	P_5		
1	№ 4	150 ± 100		11,33	0,13	-1,37	0,12	-0,85	0,61	-0,36	-0,36	350	62	12,63	11,05
2	№ 5	250 ± 100		10,75	0,61	-1,91	-0,21	0,33	-0,32	-0,51	-0,64	350	62	12,33 $\Delta\pi = 2,37\%$ 12,58	11,46 $\Delta\pi = 3,5\%$ 10,08
3	№ 4	150 ± 100		11,33	0,13	-1,37	0,12	-0,85	0,61	-0,36	-0,36	250	162		
4	№ 5	250 ± 100		10,75	0,61	-1,91	-0,21	0,33	-0,32	-0,51	-0,64	250	162	12,36 $\Delta\pi = 1,8\%$	9,56 $\Delta\pi = 4,76\%$

но допустимую, и поэтому необходимо именно им предъявлять повышенные требования к точности задания.

Вероятностная регрессионная модель ЭЭС позволяет установить в явном виде взаимосвязь между исследуемыми параметрами, а с помощью коэффициентов найденных уравнений регрессии и методикой статистической оценки параметров [Л. 2] оценить существенность влияния каждого из x_j на y_i и обоснованно отсеять незначимые x_j . По этим же уравнениям регрессии в ряде случаев оказывается возможным оценить и параметры многомерного распределения выходной величины y_i при случайных вариациях x_j . Если получить требуемые оценки по уравнениям регрессии не удастся, то приходится использовать метод статистических испытаний, применение которого в данной ситуации значительно упрощается, так как отпадает необходимость в моделировании вариаций целого ряда отсеянных несущественных параметров x_j .

По приведенной методике построен ряд детерминированных и вероятностных моделей ЭЭС. В приложении дана общая методика построения регрессионной модели применительно к схеме рис. 3. Здесь поставлена задача отыскания зависимости потерь активной мощности π от напряжения на шинах станции U_1 , реактивной мощности станции Q_{11} , коэффициента трансформации трансформатора $Tr-1$ с продольно-поперечным регулированием. Такая зависимость нужна для управления снижением потерь электроэнергии в сети и не может быть получена аналитическим путем.

При создании регрессионных моделей разработчик сталкивается со следующими трудностями: выбор вида получаемого уравнения; выбор предслов варьирования влияющих факторов, обеспечивающих адекватность при более простой модели; оценка факторов, существенно влияющих на результаты расчетов и т. д.

Как правило, процедура получения простых уравнений регрессии связана со сложными расчетами, обработкой результатов, изменением исходных данных и повторным проведением расчетов до получения удовлетворительной точности.

В целях повышения эффективности получения регрессионных моделей разработана система автоматизации всех этапов расчета, названная АСМЭ—автоматизированная система машинного эксперимента. Эта система состоит из ряда блоков и подпрограмм: ввода и вывода информации, формирования матрицы планирования, статистического моделирования, прикладных программ и обработки результатов эксперимента, анализа предсказательных свойств получаемых аппроксимационных моделей, изменений условия проведения эксперимента, логических и стыковочных модулей.

Структурная схема АСМЭ представлена на рис. 2. Она состоит из головной программы А и

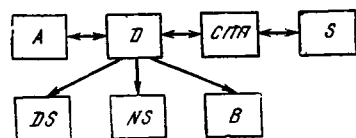


Рис. 2.

ряда подпрограмм. Головная программа А вводит общие данные, организует весь вычислительный процесс, вызывает стандартную подпрограмму СПП, анализирует полученные результаты и выбирает дальнейший ход расчетов.

Подпрограмма Д предназначена для стыковки программ А и СПП. Стандартная подпрограмма расчета или оптимизации СПП, в данном случае была использована для расчета установившегося режима с учетом комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов.

Подпрограмма ввода служебной информации DS определяет режим работы АСМЭ и массив данных для СПП.

Подпрограмма В осуществляет стыковку АСМЭ с СПП, если последняя написана на другом алгоритмическом языке. В данном случае головная и все подпрограммы составлены на языке ПЛ/1. Используемые СПП были написаны на языке ФОРТРАН-IV. Поэтому В фактически осуществляет передачу данных с ПЛ/1 на ФОРТРАН-IV с одновременным переименованием их.

Подпрограмма NS предназначена для передачи результатов на языке ФОРТРАН-IV в головную программу с переименованием их. Подпрограмма S производит выбор тех целевых параметров (результатов расчетов по СПП), для которых система находит зависимость от варьируемых исходных данных.

Разработанная АСМЭ автоматически составляет матрицу планирования эксперимента, проводит серию расчетов по СПП, а затем после обработки полученных результатов, позволяет найти искомые регрессионные зависимости. В случае необходимости система может проверить ожидаемые свойства полученных моделей внутри исследуемого пространства варьируемых исходных данных. Если проверка обнаруживает ошибки предсказания, превышающие допустимые, то по желанию пользователя можно уменьшить исследуемую область варьируемых исходных данных и повторить исследование сначала.

Для формирования нормированной матрицы планирования в АСМЭ разработан специальный алгоритм, базирующийся на использовании двоичного счетчика. Принцип работы алгоритма заключается в следующем. Если в нормированной матрице планирования значение факторов на нижнем уровне заменить на нуль и записать все строки в обратном порядке, то преобразованная матрица планирования будет последовательно отображать все состояния двоичного счетчика от нуля до некоторого максимального числа, которое можно в него записать. Таким образом, имея двоичный счетчик и последовательно расшифровывая состояние каждого разряда в каждой из его строк, можно сформировать любую нормированную матрицу, число факторов в которой не превышает числа разрядов мантиссы в разрядной сетке используемой ЦВМ.

Разработанная система для ЦВМ типа ЕС-1022 при памяти 128 кбайт рассчитана на число узлов в схеме сети до 60, число ветвей до 70, число основных факторов от 1 до 6, число взаимодействий от 1 до 5, число уравнений от 1 до 5.

Время счета по АСМЭ зависит от сложности задачи и в основном определяется временем расчета установившихся режимов. Например, для рис. 1 общее время расчета, включающего восемь расчетов установившегося режима и их обработку составило около 1,5 мин.

Приложение. Построение регрессионной модели по схеме рис. 3.

Базисные значения варьируемых факторов: $x_1=k_T=0$; $x_2=\varphi=45^\circ$; $x_3=Q_{11}=82$ Мвар; $x_4=U_1=110$ кВ. Шаг варьирования для $x_1=0,05$; $x_2=30^\circ$; $x_3=10$ Мвар; $x_4=5$ кВ. Наибольшие значения $x_1=+0,05$; $x_2=75^\circ$; $x_3=92$ Мвар; $x_4=115$ кВ. Наименьшие значения: $x_1=-0,05$; $x_2=15^\circ$; $x_3=72$ Мвар; $x_4=105$ кВ.

Матрица планирования для линейной и квадратичной модели приведена в табл. 2, в которой первые 16 опытов используются для построения линейной модели по полному факторному эксперименту типа 2^4 . Опыты 17—24 представляют собою звездные точки для каждого фактора и используются только для построения квадратичной модели, а опыт 25 является центральной точкой. При четырехфакторной задаче звездное плечо

$$\alpha = \sqrt{N \cdot 2^{k-2} - 2^{k-1}} = 1,414.$$

Для построения квадратичной модели используется ортогональное центральное композиционное планирование [Л. 2]. При этом для ортогонализации столбцов x_0 и x_i^2 проводится преобразование:

$$\tilde{x}_i^2 = x_i^2 - \varphi,$$

где

$$\varphi = \frac{2^k + 2\alpha^2}{N}.$$

Для четырехфакторной задачи $\varphi=0,8$.

Оценки коэффициентов регрессии определяются при линейной модели:

$$\hat{b}_i = \frac{\sum_{g=1}^N x_{gi} y_g}{N}, \quad (i = 0, 1, 2, \dots, n),$$

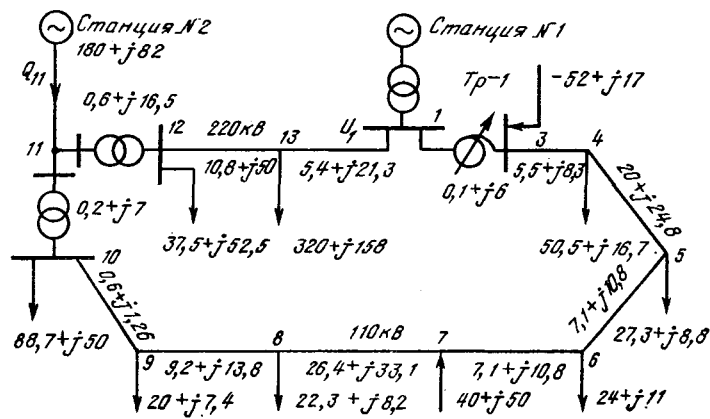


Рис. 3.

при квадратичной модели

$$\hat{b}_i = \frac{\sum_{g=1}^N x_{gi} y_g}{\sum_{g=1}^N x_{gi}^2}, \quad b^*_0 = b_0 - \varphi \sum_{i=1}^n b_{ii}.$$

Значения полученных коэффициентов регрессии сведены в табл. 3.

Значимость коэффициентов проверяется по критерию Стьюдента:

$$|b_i| > \varepsilon = t \sqrt{\frac{\sigma^2(\pi)_{\text{вос}}}{N}}.$$

Так как опыты (расчеты) не дублируются, принимаем, что ошибка в определении π (ошибка воспроизводимости) не должна превышать 2%, т. е. $\sigma(\pi)_{\text{вос}} = 0,2b_0$, и для линейной и квадратичной модели имеем $\sigma(\pi)_{\text{вос.л}} = 0,02 \cdot 22,37 = 0,447$ и $\sigma(\pi)_{\text{вос.к}} = 0,02 \cdot 21,97 = 0,439$ соответственно. Для линейной модели при числе степеней свободы $f=N-1=15$ и уровне значимости $\alpha=0,1$ величина t -критерия [Л. 2 и 3] имеет значение $t=1,75$, для квадратичной модели при $f=N-1=24$ и $\alpha=0,1$, $t=1,71$.

Таблица 2

№ опыта	x_1	x_2	x_3	x_4	$x_1 x_2$	$x_1 x_3$	$x_1 x_4$	$x_2 x_3$	$x_2 x_4$	$x_3 x_4$	$\tilde{x}_1^2$	$\tilde{x}_2^2$	$\tilde{x}_3^2$	$\tilde{x}_4^2$	π	$\hat{\pi}_1$	$\hat{\pi}_k$
1	—	—	—	—	+	+	+	+	+	+	0,2	0,2	0,2	0,2	26,185	26,150	26,124
2	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	24,993	25,004	24,962
3	—	+	—	—	—	+	—	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	25,618	25,604	25,578
4	+	+	—	—	+	—	—	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	25,513	25,550	25,508
5	—	—	+	—	+	—	—	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	25,489	25,372	25,357
6	+	—	+	—	—	+	—	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	24,138	24,226	24,196
7	—	+	+	—	—	—	+	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	24,874	24,826	24,812
8	+	+	+	—	+	+	—	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	24,720	24,772	24,741
9	—	—	—	+	+	—	—	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	20,069	20,176	20,157
10	+	—	—	+	—	—	+	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	19,155	19,031	18,996
11	—	+	—	—	—	+	—	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	19,582	19,631	19,612
12	+	+	—	—	+	—	—	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	19,609	19,576	19,541
13	—	—	+	—	+	—	—	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	20,103	20,090	20,084
14	+	—	+	—	—	+	—	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	18,958	18,945	18,922
15	—	+	+	—	—	—	+	—	—	—	0,2	0,2	0,2	0,2	19,522	19,545	19,538
16	+	+	+	—	+	+	+	+	+	+	0,2	0,2	0,2	0,2	19,487	19,490	19,468
17	—1,414	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1,2	—0,8	—0,8	—0,8	22,479		20,400
18	+1,414	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1,2	—0,8	—0,8	—0,8	21,520		21,528
19	0	—1,414	0	0	0	0	0	0	0	0	—0,8	1,2	—0,8	—0,8	21,849		21,964
20	0	+1,414	0	0	0	0	0	0	0	0	—0,8	1,2	—0,8	—0,8	21,841		21,964
21	0	0	—1,414	0	0	0	0	0	0	0	—0,8	—0,8	1,2	—0,8	22,265		22,261
22	0	0	+1,414	0	0	0	0	0	0	0	—0,8	—0,8	1,2	—0,8	21,752		21,667
23	0	0	0	—1,414	0	0	0	0	0	0	—0,8	—0,8	—0,8	1,2	26,577		26,709
24	0	0	0	+1,414	0	0	0	0	0	0	—0,8	—0,8	—0,8	1,2	18,706		18,762
25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	—0,8	—0,8	—0,8	—0,8	21,848	22,374	21,964

Таблица 3

Вид модели	b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	b_{12}	b_{13}	b_{14}	b_{23}	b_{24}	b_{34}	b_{11}	b_{22}	b_{33}	b_{11}
Линейная	22,37	-0,3	-0,12	-0,216	-2,81	0,27	-0,03	0,044	-0,02	0,01	0,17	—	—	—	—
Квадратичная	21,97	-0,31	-0,01	-0,209	-2,807	0,27	-0,03	0,044	-0,02	0,01	0,17	0,14	0,025	0,088	0,38

Таблица 4

Вид модели	t	$\sigma^2(\pi)_{\text{вос}}$	$ b_i _{\min}$	q	f_1	f_2	$\sigma^2(\pi)_{\text{ад}}$	F_p	$F_{\text{таб}}$	$\delta_{\max}, \%$	N
Линейная	1,75	0,27	0,19	6	10	5	0,0054	0,033	4,77	2,4	16
Квадратичная	1,71	0,19	0,15	7	18	6	0,0075	0,039	3,87	0,53	25

Тогда
для линейной модели

$$|b_i|_{\min} = 1,75 \frac{0,447}{16} = 0,19;$$

для квадратичной модели

$$|b_i|_{\min} = 1,71 \frac{0,439}{25} = 0,15.$$

Таким образом, незначимыми коэффициентами являются $b_2, b_{13}, b_{14}, b_{23}, b_{24}, b_{11}, b_{22}, b_{33}$.

Проверка адекватности модели проводится F -критерием Фишера по формуле:

$$F_p = \frac{\sigma^2(\pi)_{\text{ад}}}{\sigma^2(\pi)_{\text{вос}}},$$

где $\sigma^2(\pi)_{\text{ад}} = \frac{\sum_{g=1}^N (\pi_g - \hat{\pi}_g)^2}{N - q}$ — дисперсия неадекватности; q — число членов аппроксимирующего полинома.

Действительные значения π и значения, рассчитанные по регрессионной модели, $\hat{\pi}$, приведены в табл. 2. Используя эти значения получим:

для линейной модели $\sigma^2(\pi)_{\text{ад}} = 0,0054$; $\sigma^2(\pi)_{\text{вос}} = 0,447^2 = 0,2$;

для квадратичной модели $\sigma^2(\pi)_{\text{ад}} = 0,0075$; $\sigma^2(\pi)_{\text{вос}} = 0,439^2 = 0,19$.

Модель считается адекватной, если $F_p < F_{\text{таб}}$. Табличное значение F -критерия определяется по степеням свободы $f_1 = N - q$ и $f_2 = q - 1$ [Л. 2 и 3].

Результаты статистического анализа линейных и квадратичных уравнений сведены в табл. 4.

Из табл. 4 следует, что как квадратичное, так и линейное уравнения регрессии адекватны. Однако в центральной точке максимальная погрешность квадратичной модели намного меньше, чем линейной.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Клайн Дж. Статистические методы в имитационном моделировании. М.: Статистика, 1978.
2. Налимов В. В., Чернова Н. А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. — М.: Наука, 1965.
3. Шаракшанэ А. С., Железнов И. Г. Испытание сложных систем. — М.: Высшая школа, 1974.
4. Круг Н. К., Коренева А. Д., Ярных Л. В. К анализу режимов электрических систем в условиях вероятностного задания исходных данных. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 5.

[31.07.81]

УДК 621.314.2.001.24

О стационарных процессах в преобразователях

ЗАВЬЯЛОВ В. И., канд. техн. наук

Москва

Задача о существовании стационарных процессов возникает из того факта, что управляя вентилями по наперед заданному закону мы не всегда получим стационарный процесс, его может просто не существовать. Исходные данные задачи: схема преобразования, свойства вентиля, закон управления. Свойства вентиля и закон управления определяют характер переключающей функции (ПФ) — функции, которая фиксирует интервалы включен-

ного и выключенного состояния вентиля на временной оси.

Задача заключается в нахождении соответствия между параметрами схемы и параметрами ПФ (интервалами проводимости, углами включения вентиля). Связующим звеном является условие стационарности — равенство начальных условий на концах интервала повторяемости, так как стационарность понимается здесь как периодичность, по-

вторяемость. Решение будем искать в виде ограничений, налагаемых на углы управления, и ограничений, налагаемых на параметры силовой схемы преобразователя, так как в конечном счете — при проектировании, надлежит выбирать как параметры силовой схемы, так и строить систему управления.

Нас будут интересовать лишь наиболее общие качественные закономерности, поэтому будем стремиться к самой простой идеализации, отвечающей поставленной цели, так как только на этом пути может быть достигнута максимальная ясность и общность результатов.

Рассмотрим инверторы, ведомые сетью, и выпрямители, работающие на ЭДС. Задачу будем решать применительно к вентилям, обладающим односторонней проводимостью, и закону управления, допускающему лишь однократное включение вентилей на интервал повторяемости. Примем следующую идеализацию: 1) переменное напряжение синусоидально; 2) потери в схеме отсутствуют; 3) вентили — идеальные ключи.

Первое допущение, с одной стороны, чрезвычайно упрощает задачу, с другой, несомненно правомочно для рассматриваемого класса преобразователей. Опыт изучения стационарных процессов показывает, что учет потерь в схеме (как это делается, например, в [Л. 1 и 2]) не может прибавить ничего качественно нового к рассматриваемому вопросу, но усложняет и сужает задачу. Еще далее отодвинул бы нас от цели одновременный учет времени восстановления запирающих свойств реальных вентилей [Л. 3, 4], эта задача имеет самостоятельное, но, очевидно, вторичное значение.

Необходимую математическую запись задачи получим следующим образом. Процесс в схеме на интервале проводимости описывается уравнением

$$i_d = \frac{1}{L_d \omega} \int (U_d - u) d\theta, \quad (1)$$

где i_d , L_d — ток и индуктивность сглаживающего реактора; ω и u — угловая частота и мгновенное значение переменного напряжения; U_d — постоянное напряжение.

Для множества стационарных решений, характеризующихся равенством значений тока i_d на концах интервала проводимости, из (1) имеем:

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} (U_d - u) d\theta = 0, \quad (2)$$

где θ_1 и θ_2 — углы включения и выключения вентилей.

Тогда после интегрирования и преобразований получим:

$$\frac{U_d}{U_m} = \frac{2}{\lambda} \sin\left(\frac{\lambda}{2}\right) \sin\left(\frac{\lambda}{2} + \theta_1\right), \quad (3)$$

где λ — интервал проводимости.

Выражение (3) содержит всю совокупность стационарных решений m -фазного преобразователя; оно родственно обычно применяемому (см. напри-

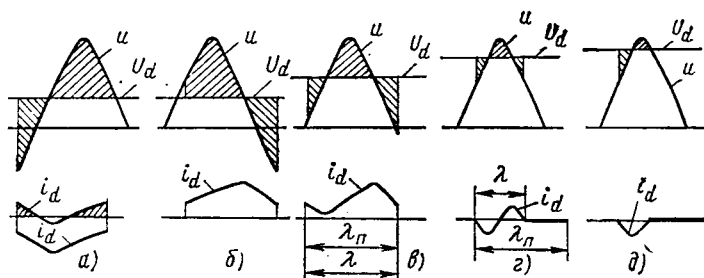


Рис. 1. К иллюстрации всех характерных решений выражения (3).

а, б, в — непрерывные решения; г, д — прерывистые; а, б, д — решения с однократной, а в, г — с двукратной сменой знака напряжения реактора на интервале проводимости; решения, соответствующие ограничениям (4) и (5) представлены на рис. 1, г и 1, д; U_d , u — постоянное и переменное напряжения.

мер, [Л. 5]), однако, выгодно отличается от последнего простотой и единством вида независимо от фазности схемы, что достигается простым переносом начала отсчета углов в нулевую точку синусоиды переменного напряжения.

Следует помнить, что (3) дает совокупность «геометрических» решений, включающих лишь отношения напряжений и углов — решений, лишенных энергетической однозначности, безразличных к уровню, начальным условиям¹ и направлению тока i_d . Последнее говорит о его избыточности по отношению к нашему случаю (вентили с односторонней проводимостью).

Все характерные виды решений уравнения (3) показаны на рис. 1. Прежде всего отметим, что каждому сочетанию λ и U_d/U_m отвечают два зеркально симметричных решения (рис. 1, а и б). Кроме того, одно решение обладает еще и внутренней симметрией (рис. 1, г). Решения бывают:

- 1) непрерывные $\lambda = 2\pi/n$ (рис. 1, а, б, в);
- 2) прерывистые $\lambda < 2\pi/n$ (рис. 1, г, д);
- 3) с однократной сменой знака напряжения реактора на интервале проводимости (рис. 1, а, б);
- 4) с двукратной сменой знака напряжения реактора на интервале проводимости (рис. 1, в, г, д).

Перейдем к графическому изображению области существования стационарных процессов. Для нашей цели очень важно правильно выбрать систему координат, чтобы была обеспечена наглядность, четко выделены все границы и специфические участки. На рис. 2 эта диаграмма построена по (3) в координатах U_d/U_m , λ . Она включает в себя все возможные решения уравнения (3) и состоит из области OMB_2E_2 , ограниченной осями координат и линией MB_2 , соответствующей прерывистым режимам и прямой B_2E_2 , соответствующей непрерывным режимам.

Как видно, потеря энергетической однозначности решений привела к тому, что все множество непрерывных режимов на «геометрической» диаграмме стягивается в линию. Но для наших целей это не недостаток, а преимущество — освобождается место для информативной части диаграммы. На диаграмме проведены линии постоянства углов включения вентилей θ_1 .

¹ В прерывистом решении начальные условия нулевые.

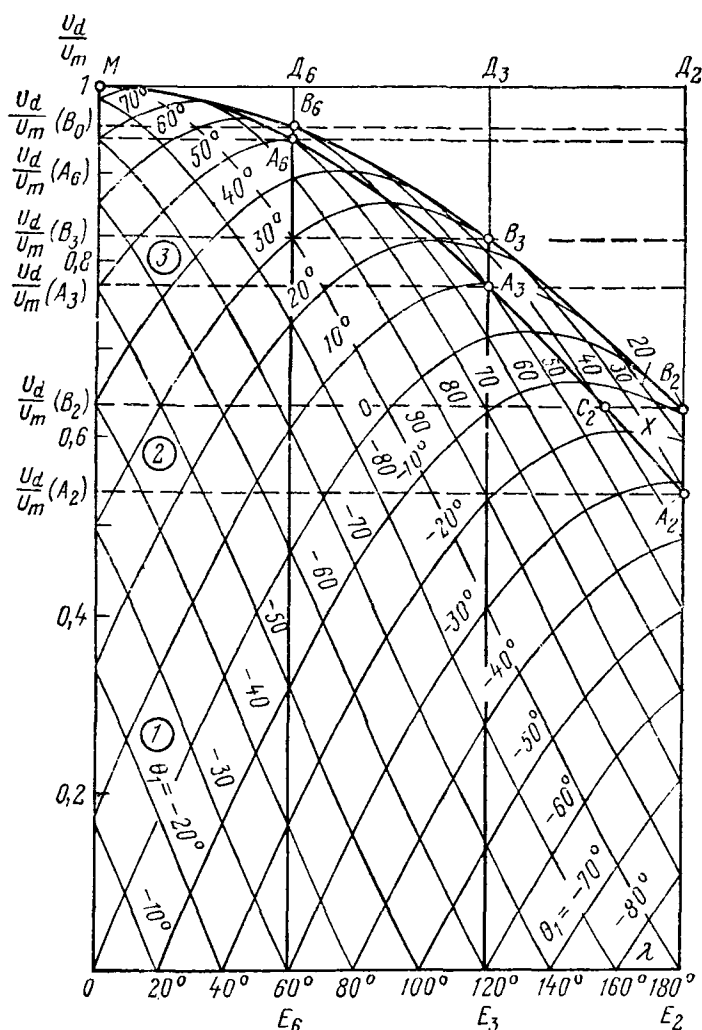


Рис. 2. Графическое изображение области существования стационарных процессов в плоскости U_d/U_m , λ для m -фазного преобразователя.

Единство записи уравнения статики (3) независимо от фазности схемы позволило получить универсальную (пригодную для m -фазных преобразователей) диаграмму области существования стационарных процессов. При рассмотрении конкретной схемы следует ограничить рис. 2 справа вертикальной прямой $D_n E_n$, соответствующей интервалу повторяемости схемы $\lambda_n = 2\pi/n$. Индекс при буквах указывает на число коммутаций за период. Так, для однофазной, трехфазной однополупериодной и трехфазной двухполупериодной схем имеем соответственно: $D_2 E_2$, $D_3 E_3$, $D_6 E_6$.

Ограничение MB_2 , отвечающее предельному значению U_d/U_m для заданного λ , получим из (3) при $\theta_1 = 90^\circ - \lambda/2$:

$$\frac{U_d}{U_m} = \frac{\sin \frac{\lambda}{2}}{\lambda/2}. \quad (4)$$

Решение, иллюстрирующее ограничение (4), приведено на рис. 1,г. Это как раз то единственное симметричное решение, о котором говорилось выше. Ограничение (4) наиболее общее, оно присуще самой схеме преобразования.

Как уже отмечалось, выражение (3) не учитывает односторонней проводимости вентиля и потому содержит избыточные для нашего случая решения, решения с изменением знака тока (например, рис. 1,з). Ограничение по односторонней проводимости вентиля заключается в том, что в прерывистом режиме напряжение на сглаживающем реакторе не должно два раза изменять знак, т. е. границей является угол выключения вентиля в момент сравнения переменного напряжения с постоянным:

$$\theta_2 = \pi - \arcsin U_d/U_m$$

или

$$\theta_1 = \pi - \arcsin U_d/U_m - \lambda. \quad (5)$$

Из (5) и (3) получим это ограничение в форме $\theta_1 = f(\lambda)$:

$$\theta_1 = \arctg \frac{1 - \cos \lambda - \lambda \sin \lambda}{\lambda \cos \lambda - \sin \lambda}. \quad (6)$$

Решение иллюстрирующее ограничение (6) приведено на рис. 1,д. Это как раз то решение, когда U_d/U_m достигает максимума при заданном угле θ_1 . По (3) и (6) на рис. 2 построена линия ограничения MA_2 , которая отсекает все решения с изменением знака тока i_d . Теперь область существования стационарных процессов представляет в виде четырехугольника $OMA_2 E_2$ и прямой $B_2 E_2$. Отметим, что односторонняя проводимость вентиля выделяет еще один вид решений — прерывистые решения с коммутацией, типа приведенного на рис. 1,а (ток заштрихован). На диаграмме рис. 2 они никак не выделяются из группы непрерывных режимов и могут иметь место только при двукратном включении вентиля на интервале повторяемости.

Рис. 2 наглядно иллюстрирует, что преобразователи, работающие в прерывистых режимах, отличаются более широкими регулировочными возможностями, чем работающие в области непрерывных режимов. Для непрерывного режима диапазон

регулирования составляет $0 < \frac{U_d}{U_m} < \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{\pi/n}$. Для

прерывистого режима — $0 < \frac{U_d}{U_m} < 1$ независимо от фазности схемы.

Определим координаты характерных точек рис. 2.

Точка А соответствует непрерывному режиму и ограничению по односторонней проводимости:

$$\lambda(A_n) = \frac{2\pi}{n}.$$

Из (3)

$$U_d/U_m(A_n) = \frac{\sin \pi/n}{\pi/n} \sin\left(\frac{\pi}{n} + \theta_1\right),$$

где $\theta_1(A_n)$ определяются согласно (6).

Для однофазной схемы

$$\lambda(A_2) = \pi; \theta_1(A_2) = -32^\circ 30'; U_d/U_m(A_2) = 0,537;$$

для трехфазной однополупериодной схемы:

$$\lambda(A_3) = 2\pi/3; \theta_1(A_3) = 9^\circ 19'; U_d/U_m(A_3) = 0,775;$$

для трехфазной двухполупериодной схемы:

$$\lambda(A_6) = \pi/3; \theta_1(A_6) = 49^\circ 55'; U_d/U_m(A_6) = 0,940.$$

Точка B_n соответствует непрерывному режиму с максимальным значением U_d/U_m :

$$\lambda(B_n) = 2\pi/n;$$

$$U_d/U_m(B_n) = \frac{\sin \pi/n}{\pi/n}.$$

Горизонтальные прямые, проведенные через точки A и B , делят область существования стационарных процессов на три участка, процессы в которых имеют качественное различие (на рис. 2 нумерация участков указана арабскими цифрами в кружках применительно к однофазной схеме для прямых, проведенных через точки A_2B_2). Такое разделение позволяет классификационно упорядочить все стационарные режимы преобразователя.

На первом участке ($0 < U_d/U_m < U_d/U_m(A)$) возможные непрерывные и прерывистые режимы, переход из одного режима в другой плавный. На втором участке ($U_d/U_m(A) < U_d/U_m < U_d/U_m(B)$) возможны непрерывные и прерывистые режимы, но переход из одного режима в другой сопровождается скачком интервала проводимости, величину которого в каждом конкретном случае можно определить по рис. 2. На третьем участке ($U_d/U_m(B) < U_d/U_m < 1$) возможны только прерывистые режимы. Очевидно, что появление второго участка в области существования стационарных процессов связано с односторонней проводимостью вентилей. Решения, характерные для каждого из участков, показаны на рис. 1: для первого — рис. 1,а, б, для второго — рис. 1,в, для третьего — рис. 1,д.

Как уже отмечалось, при проектировании необходимо знать не только ограничения, налагаемые на углы управления и интервалы проводимости, но и на параметры преобразователя², которых в нашем случае пять: U , P , L_d , ω , U_d/U_m (где P — мощность фазы преобразователя). Значения ϵ , P , U примем равными единице. Тогда процессы в «единичном» преобразователе определяются двумя параметрами U_d/U_m и L^*_d , и мы получаем возможность оперировать с плоскостью. (Переход от единичного преобразователя к реальному осуществляется из преобразования подобия: $L = \frac{L^* U^2}{P \omega}$)

Запишем выражения, необходимые для построения области существования стационарных процессов в плоскости (U_d/U_m , L^*_d).

Повторно интегрируя (1) на интервале проводимости, получаем:

$$L^*_d = \frac{U_d n}{U_m \pi m} \left[\frac{U_d}{2U_m} (\theta_2^2 - \theta_1^2) + \sin \theta_2 - \right.$$

$$\left. - \sin \theta_1 + (\theta_2 - \theta_1) C \right]. \quad (7)$$

Постоянная интегрирования C определяется из условия $i_d = 0$ при $\theta = \theta'_2$:

$$C = - \left(\frac{U_d}{U_m} \theta'_2 + \cos \theta'_2 \right), \quad (8)$$

где $\theta'_2 = \theta_2$ — для прерывистого режима и гранично-непрерывного режима первого участка; $\theta'_2 = \pi - \arcsin \frac{U_d}{U_m}$ — для гранично-непрерывного режима второго участка.

Если бы мы использовали понятие мощность на интервале проводимости, то выражение (7) было бы совершенно безразлично к виду схемы. Но, так как пользуемся понятием фазная мощность, то должны учитывать отношение мощности на интервале проводимости к фазной. Поэтому в (7) присутствует множитель n/m , характеризующий периодичность схемы (для двух полупериодных равен двум, однополупериодных — единице).

Область существования стационарных процессов для однофазной двухполупериодной схемы построена на рис. 3. Согласно принятому выше делению она разбита на три участка (обозначения участков и характерных точек на рис. 2 и 3 одинаковые). В координатах U_d/U_m , L^*_d непрерывные режимы представлены областью, лежащей выше линии EA_2B_2 , прерывистые — областью, лежащей ниже линии EA_2M . В области прерывистых режимов проведены линии постоянства интервалов проводимости λ . Зона, где стационарных процессов нет, заштрихована.

Диаграмма на рис. 3 универсальна — может быть использована для преобразователей любой фазности (это следует из универсальности выражения (7)). При рассмотрении конкретной схемы области прерывистых режимов ограничивают линией, соответствующей интервалу повторяемости

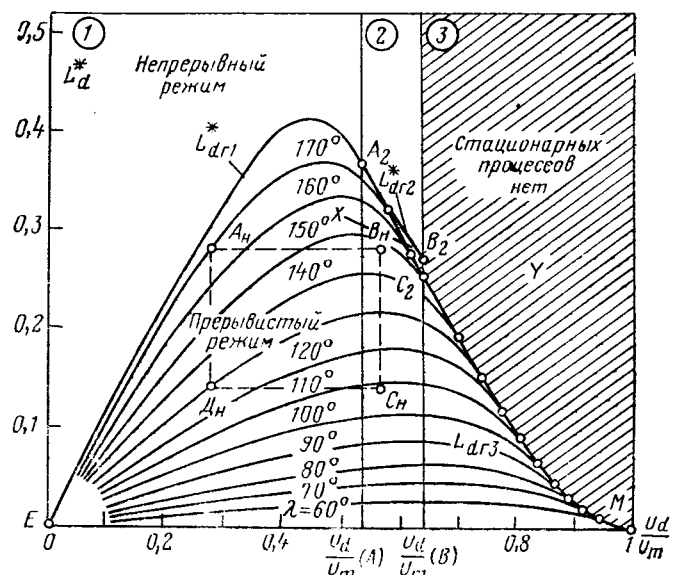


Рис. 3. Графическое изображение области существования стационарных процессов в плоскости U_d/U_m , L^*_d для однофазного преобразователя.

² Выбор параметров в известной мере произволен, но их совокупность должна полностью характеризовать уже энергетический процесс.

схемы $\lambda_n = 2\pi/n$. При этом с увеличением числа фаз будут сужаться участки 2, 3 и увеличиваться участок 1. Кроме этого, следует учитывать то обстоятельство, что так как она построена для двухполупериодных схем, ее применение к однополупериодным требует уменьшения цены деления по оси ординат в два раза. Диаграмма расположена в одной полуплоскости, так как с энергетической точки зрения разницы между выпрямительными и инверторными решения нет. (Угол θ_1 на диаграмме опускается, остается только интервал проводимости λ .)

Как видно из рис. 3, на первом участке стационарные процессы существуют при любых L^*_d . Теоретических ограничений на передачу мощности здесь нет. На втором участке прерывистый режим отделен от непрерывного узкой заштрихованной зоной X, показывающей, что описанный выше скачок интервала проводимости сопровождается скачком мощности, т. е. на втором участке при переходе из непрерывного режима в прерывистый и наоборот, наблюдается неравномерность в передаче мощности. На третьем участке возможен только прерывистый режим, граничащий с заштрихованной зоной Y. Передаваемая мощность ограничена сверху.

Режимы преобразования обычно делят на непрерывные и прерывистые. Кроме этого, выделяют еще граничный режим — идеализированный режим, при котором ток сглаживающего реактора, оставаясь непрерывным, достигает нуля в одной точке [Л. 5]. Анализ показал, что граничный режим может быть и прерывистым. Из рис. 2 и 3 хорошо видно, что для рассматриваемого класса преобразователей характерно наличие граничных режимов трех родов:

1) первого рода — на границе непрерывного и прерывистого режимов (на участке 1); этот режим относится к непрерывным $\lambda = 2\pi/n$;

2) второго рода — на границе области существования стационарных процессов со стороны непрерывных режимов (на участке 2) $\lambda = 2\pi/n$;

3) третьего рода — на границе области существования стационарных процессов со стороны прерывистых режимов (на участке 2, 3), $\lambda < 2\pi/n$.

Значения индуктивностей сглаживающего реактора L^*_{d1} , L^*_{d2} , L^*_{d3} , соответствующие этим режимам, определяются из выражения (3 и 7).

Диаграммой рис. 3 удобно пользоваться при проектировании. Область рабочих режимов преобразователя, соответствующая заданному диапазону регулирования и изменения нагрузки, представляется в координатах U_d/U_m , L^*_d в виде прямоугольника $A_n B_n C_n D_n$. Этот прямоугольник следует располагать так, чтобы он не попадал в заштрихованную область (на рис. 3 прямоугольник рабочих режимов расположен так, что всегда будет прерывистый режим с интервалом проводимости не более 170° .)

Из вышесказанного видно, что диаграммы рис. 2, 3 выгодно отличаются от аналогичных диаграмм [Л. 1—3] универсальностью: пригодны для m -фазных схем; завершенностью: отображают все возможные режимы преобразователей и ограничения, налагаемые на переключающую функцию;

комплектностью и наглядностью: расположены только в положительной полуплоскости, каждой точке области существования стационарных процессов соответствует два режима, все характерные участки диаграмм ясно выделены.

В связи с двойственностью задачи проектирования условия существования стационарных процессов записан в двух видах:

1. В виде ограничений, налагаемых на диапазон изменения углов включения вентиляей. Стационарный процесс существует (см. рис. 2):

а) при $0 < U_d/U_m < U_d/U_m(A)$

в диапазоне углов от θ_{10} до $\theta_{1н}$;

б) при $U_d/U_m(A) < U_d/U_m < U_d/U_m(B)$

в диапазоне углов от θ_{10} до $\theta_{1г3}$, а также при $\theta_{1н}$;

в) при $U_d/U_m(B) < U_d/U_m < 1$

в диапазоне от θ_{10} до $\theta_{1г3}$, где θ_{10} , $\theta_{1г3}$, $\theta_{1н}$ — углы включения вентиляей, соответствующие нулевому интервалу проводимости, граничному режиму третьего рода, непрерывному режиму.

2. В виде ограничений, налагаемых на параметры силовой схемы и энергетические показатели процессов. Стационарный процесс существует (см. рис. 3):

а) при $0 < U_d/U_m < U_d/U_m(A)$ для любых значений L^*_d ;

б) при $U_d/U_m(A) < U_d/U_m < \frac{U_d}{U_m}(B)$ для $L^*_{dг3} > L^*_d > L^*_{dг2}$;

в) при $U_d/U_m(B) < U_d/U_m < 1$ для $L^*_d < L^*_{dг3}$.

Для рассматриваемого класса преобразователей — инверторов, ведомых сетью, и выпрямителей, работающих на э. д. с., — ограничения по параметрам являются вторичными, они нужны для соблюдения энергетических соотношений при проектировании. Ограничения по управлению являются определяющими, так как нарушить условия существования стационарных процессов в реальном преобразователе можно только путем включения вентиляей вне допустимого диапазона углов, но никак не за счет выбора значения индуктивности сглаживающего реактора. Если диапазон углов не нарушен, то при любом L_d будет существовать стационарный процесс. При нарушении условий существования стационарных процессов за счет выхода углов из допустимого диапазона возможны два случая:

1) управляющие сигналы поступают при отрицательном напряжении на вентилях — вентиля не включаются;

2) управляющие сигналы поступают при положительном напряжении на вентилях — процесс расходуется (рис. 4, а). Обе эти ситуации имеют место как в инверторах, так и в выпрямителях.

Неравномерность в передаче мощности на втором участке, привнесенная односторонней проводимостью вентиляей может быть устранена за счет использования закона управления, допускающего двукратное включение вентиляей на интервале повторяемости. Реализовать такой закон управления можно либо с помощью длинных импульсов [Л. 1, 5, 6] (рис. 5, в) — здесь переход от гранич-

ного режима второго рода (рис. 5,а) к граничному режиму третьего рода (рис. 5,б) осуществляется при фиксированном θ_{11} и изменяющемся θ_1 — либо путем «опускания» тока непрерывного режима в отрицательную область [7] (рис. 5,г) — здесь переход осуществляется при фиксированном θ_1 и изменяющемся θ_{11} . В обоих случаях получаем прерывистый режим с коммутацией. В момент θ_1 происходит коммутация тока с одной пары вентилей на другую (2, 4, — 1, 3), в момент θ_2 вентили 1, 3 выключаются вследствие спада тока до нуля, в момент θ_{11} пара 1, 3 повторно включается и т. д.

Таким образом, расширив возможности управления, включаем зону X в рабочую область и можем на втором участке плавно изменять интервал проводимости от $\lambda=0$ до $\lambda=2\pi/n$ и соответственно плавно изменять передаваемую мощность от 0 до ∞ . Из приведенного выше ясно видно, что зона X, будучи включенной в рабочую область, увеличивает область прерывистых режимов, но никак не непрерывных, как принято считать (см., например, [Л. 1]). В заключение отметим, что допущение о синусоидальности кривой переменного напряжения в приведенном анализе не имеет принципиального значения. Все качественные выводы остаются в силе и без него. Однако такое допущение существенно упрощает выкладки и придает количественным результатам желаемую общность.

Выводы. 1. В инверторах, ведомых сетью, и выпрямителях, работающих на э. д. с., на передачу мощности в стационарном процессе в зависимости от уровней постоянного и переменного напряжений налагаются определенные ограничения. С этой точки зрения диапазон регулирования преобразователей, лежащий в пределах от 1 до 0, распадается на три качественно отличных участка. На первом ограничений нет — можно передавать любую мощность, плавно переходя из непрерывного режима в прерывистый. На втором участке между прерывистым и непрерывным режимами лежит область, в которой стационарные процессы отсутствуют, в связи с чем плавность передачи мощности нарушается — можно передавать либо достаточно большую, либо достаточно малую мощность. На третьем участке уровень передаваемой мощности ограничен областью прерывистых режимов.

2. Для преобразователей рассматриваемого класса следует различать три рода граничных режимов; первый род — на границе непрерывного и прерывистого режимов; второй род — на границе области существования стационарных процессов со стороны непрерывных режимов; третий род — на границе области существования стационарных процессов со стороны прерывистых режимов.

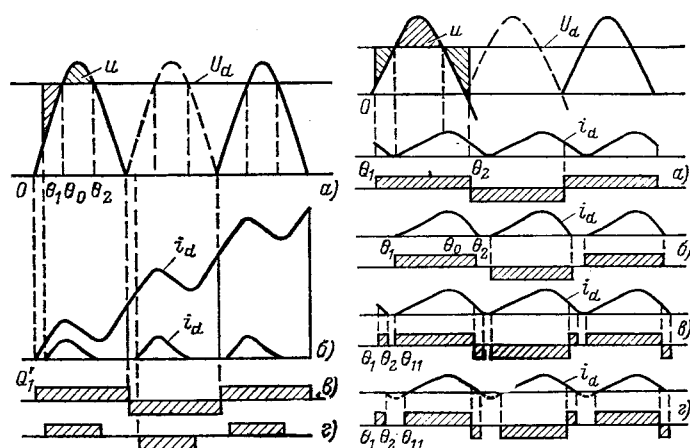


Рис. 4. Диаграммы токов и напряжений преобразователя, соответствующие третьему участку (инверторный режим). а, в — ток входного реактора и переключающая функция в зоне, где не существуют стационарные процессы; б, г — то же для третьего граничного режима.

Рис. 5. Диаграммы токов и напряжений преобразователя, соответствующие второму участку (выпрямительный режим). а — ток входного реактора и переключающая функция для второго граничного режима; б — то же для третьего граничного режима; в — то же для прерывистого режима при управлении «длинными» импульсами; г — то же для прерывистого режима при управлении путем «опускания» тока i_d в отрицательную область.

3. Если путем углового смещения управляющих сигналов выйти из области существования стационарных процессов, то при этом либо вентили перестанут открываться, либо возникнут неустойчивые расходящиеся процессы.

4. Неравномерность в передаче мощности на втором участке, вызванную односторонней проводимостью вентилей, можно устранить путем двукратного включения вентилей на интервале проводимости. При этом зона, где не было стационарных процессов, приобщается к области прерывистых режимов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Орещенко Р. А. Границы прерывистого тока вентильных преобразователей. — Электричество, 1977, № 6.
- Орлова Р. Т. Граничные условия непрерывного тока в тиристорном электроприводе. — Электричество, 1968, № 7.
- Каганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи, ч. III. — М.: Госэнергоиздат, 1956.
- Марьяновский Д. И., Гуткин Б. Н. Исследование стационарных периодических режимов автономного инвертора. — Электротехника, 1965, № 8.
- Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. — М.: Энергия, 1960.
- Арутюнян М. Р., Коссов О. А. Статические характеристики тиристорного электропривода постоянного тока. — Электричество, 1965, № 12.
- Способ управления стабилизированными источниками при работе в режиме прерывистых токов / Ф. И. Ковалев, Г. М. Мустафа, В. И. Шаранов. — Электричество, 1975, № 10.

[14.01.81]

Исследование короткозамкнутого асинхронного двигателя с разомкнутым магнитопроводом

САРАПУЛОВ Ф. Н., БЕГАЛОВ В. А., ИВАНИЦКИЙ С. В., ИВАНИЦКАЯ В. В.

Уральский политехнический институт (Нижнетагильский филиал)

Асинхронные двигатели с разомкнутым магнитопроводом (линейные, дисковые, дугостаторные) находят в последнее время все более широкое применение в промышленном транспорте и для привода производственных механизмов. В большинстве случаев при этом вторичная часть машины имеет ограниченную длину, но превышающую, однако, размеры одного индуктора. Можно назвать в качестве примера приводные линейные двигатели конвейерных поездов, выполненные по схеме — индукторы с некоторым интервалом расположены неподвижно на полотне дороги, а вторичный элемент размещен на поезде по всей его длине. В этих случаях существенного улучшения технико-экономических показателей двигателя можно добиться исполнением вторичного элемента в виде короткозамкнутой клетки, уложенной в пазы ферромагнитного сердечника [Л. 1]. При этом уменьшаются размер немагнитного зазора и вредное действие поперечного краевого эффекта, в результате повышаются тяговые и энергетические показатели машины и улучшается использование активных материалов индуктора. В табл. 1 приведены номинальные данные линейных асинхронных двигателей (ЛАД) с короткозамкнутой вторичной частью. Для сравнения там же в знаменателе показаны соответствующие данные ЛАД с вторичным элементом, электропроводящий материал которого размещен в виде слоя листа на поверхности ферромагнитного сердечника. Толщина этого слоя равна отношению площади поперечного сечения стержня короткозамкнутой клетки к длине зубцового деления вторичной части и является составной частью немагнитного зазора. Как видно из табл. 1, ЛАД с листовым вторичным элементом значительно уступает короткозамкнутому двигателю по значению тягового усилия и коэффициента мощности. В табл. 2 приведены основные конструктивные данные короткозамкнутых линейных двигателей, предназначенных для установок промышленного транспорта. (ЛАД 1 и ЛАД 3 — для привода конвейерных по-

ездов, ЛАД 2 — для привода межцеховой транспортной системы). Опытные партии ЛАД 1 и ЛАД 2 прошли испытания на полупромышленных установках (некоторые результаты приведены в табл. 1 и на рис. 2).

Большое влияние на характеристики такого двигателя оказывают параметры короткозамкнутой клетки. Следует отметить, что анализ этого влияния с помощью известных методов расчета машин кругового исполнения в данном случае невозможен из-за проявления продольного краевого эффекта, вызванного разомкнутостью магнитопровода, а методики расчета линейных асинхронных двигателей с листовым вторичным элементом [Л. 2, 3] не позволяют учесть индуктивности рассеяния стержней и параметры боковых шин клетки. Анализ на основе [Л. 4] предполагает идеальность боковых шин и отсутствие магнитного поля в краевых зонах, что может привести к недопустимо большому погрешностям при расчете характеристик машины. Ниже излагаются методика и результаты исследования установившегося режима работы короткозамкнутого асинхронного двигателя с разомкнутым магнитопроводом при помощи модели, полученной на основе следующих допущений.

1. Насыщение стали учитывается введением эквивалентной магнитной проницаемости ярма $\mu_{\text{я}}$ и коэффициента насыщения $k_{\text{н}}$ при определении эквивалентного немагнитного зазора $\delta_{\text{э}}$.

2. Сердечники индуктора и вторичного элемента гладкие, бесконечно длинные, зубчатость учитывается коэффициентом Картера $k_{\text{с}}$ и $\delta_{\text{э}}$.

3. Различие магнитных свойств магнитопровода индуктора в активной (обмотанной) и краевых зонах учитывается введением различных коэффициентов $\beta_{\text{а,к}}$ (индексы «а» и «к» соответственно) аналогично [Л. 2 и 5].

4. Магнитная индукция в немагнитном зазоре имеет лишь нормальную составляющую, что достаточно обоснованно при $(\tau/\delta_{\text{э}}) > 10$ [Л. 3].

Таблица 1

Двигатель	Мощность, кВт	Тяговое усилие, кН	Скорость, м/с	Скольжение	К. п. д. %	Коэффициент мощности	Ток, А	Фактор нагрева, $10^{11} \text{ А}^2 \cdot \text{м}^3$	Кратность		Удельное тяговое усилие, кН/м²
									пускового усилия	пускового тока	
ЛАД 1	1,65*	0,26*	6,3*	0,3*	51*	0,6*	8,3*	1,2*	1,6*	1,6*	3,56*
	0,88	0,14			48	0,38					1,92
ЛАД 2	12,5	1,25	10,0	0,24	61	0,57	63,0	2,25	1,72*	1,6*	5,3
	8,5	0,85			59	0,40					3,6
ЛАД 3	100,0	16,65	6,0	0,25	62	0,40	580,0	6,6	1,8	1,8	18,2
	46,5	7,75			58	0,25					8,5

Примечание 1. Для всех двигателей пусковое тяговое усилие равно максимальному. Из-за ограниченной протяженности (43 м) опытного участка межцеховой транспортной системы ЛАД 2 испытаны в ограниченном диапазоне скоростей $v=0-4$ м/с.

*—экспериментальные данные. Вологодская областная универсальная научная библиотека

Таблица 2

Двигатель	Материал проводящего слоя	Тип паза вторичного элемента	Схема соединения фаз обмотки статора	Воздушный зазор, мм	Габариты сердечника статора, мм		Толщина электроизоляционного слоя на вторичной части, мм	Число			Полное деление, м	Зубовое деление вторичного элемента, м	Масса активных материалов индуктора, кг
					длина	ширина		пазов на статоре	пазов на полюс и фазу	полюсов			
ЛАД 1	Медь	Круглый полузакрытый	Звезда	5,0	0,73	0,1	1,65	48	2	8	0,09	0,011	80
ЛАД 2	Алюминиевый сплав	Открытый прямой угольный	То же	5,0	1,18	0,2	2,65	54	2	9	0,132	0,017	250
ЛАД 3	Алюминий	Открытый прямой угольный		10,0	0,6	1,52	12,5	57	1	19	0,08	0,016	990

5. Линейная плотность тока индуктора i^s задана в виде спектра прямо и обратно бегущих волн различной длины, полученных в результате разложения в ряд Фурье реальной кривой плотности тока при симметричной системе питающих токов или напряжений.

Для магнитной цепи модели, показанной на рис. 1, при обходе по контуру единичной длины на основе закона полного тока можно получить уравнение длинной линии с распределенной м. д. с. вида

$$R_{\delta}^{(1)} (D^2 - \beta_{a,k}^2) \Phi = DF = -I - I^s, \quad (1)$$

где $R_{\delta}^{(1)} = \delta_s / \mu_0$ — «единичное» магнитное сопротивление немагнитного зазора; $D = d/dx$ — оператор дифференцирования по x ; Φ, F — комплексные амплитуды потока в ярме и суммарной м. д. с. $\beta_{a,k}^2 = R_{\gamma}^{(1)} / R_{\delta}^{(1)}$ — коэффициент распространения линии, равный отношению магнитных сопротивлений единичных участков ярма и немагнитного зазора [Л. 2, 5].

Для вторичного электрического контура, образованного соседними стержнями и участками боковых шин единичной длины, можно записать уравнение длинной линии с распределенной э. д. с.

$$r_c (D^2 - \gamma_r^2) I_K = DE, \quad (2)$$

где $\gamma_r^2 = 2r_c / r_c$ — коэффициент распространения линии, равный отношению активных сопротивлений боковых шин и стержня; $DE = -(j\omega + vD) [D\Phi + L_c (D^2 - \gamma_L^2) I_K]$ — комплексная амплитуда э. д. с. контура; v — скорость движения вторичного элемента; $\gamma_L^2 = 2L_c / L_c$ — отношение индуктивностей рассеяния боковых шин и стержня; $I_K, I = DI_K$ — комплексные амплитуды токов в боковой шине и стержне (единичных длины и ширины).

На основании (1) и (2) в относительных единицах можно записать

$$\sum_{n=0}^5 k_n D^{5-n} \Phi = R_{\Phi}, \quad (3)$$

где

$$k_0 = 1; \quad k_1 = (1 + j2\pi T_{c*}) / 2\pi T_{c*} (1 - s);$$

$$k_2 = -\beta_{a,k}^2 - (\gamma_{r*}^2 T_{k*} / T_{c*}) - (\epsilon_0 / 2\pi T_{c*});$$

$$k_3 = -k_1 \beta_{a,k}^2 - \gamma_{r*}^2 \frac{1 + j2\pi T_{k*}}{2\pi T_{c*} (1 - s)} - j \frac{\epsilon_0}{2\pi T_{c*} (1 - s)};$$

$$k_4 = \gamma_{r*}^2 \beta_{a,k}^2 T_{k*} / T_{c*};$$

$$k_5 = \gamma_{r*}^2 \beta_{a,k}^2 (1 + j2\pi T_{k*}) / 2\pi T_{c*} (1 - s);$$

$$\beta_{a,k}^2 = \beta_{a,k}^2 / \alpha^2; \quad \gamma_{r*}^2 = \gamma_r^2 / \alpha^2; \quad \alpha = \pi / \tau;$$

$T_{c*} = L_c f / r_c$, $T_{k*} = L_k f / r_k$ — относительные постоянные времени стержня и участка боковых шин; f — частота питающего напряжения; $\epsilon_0 = \omega \mu_0 / \alpha^2 \delta_s r_c$ — добротность машины, равная отношению реактив-

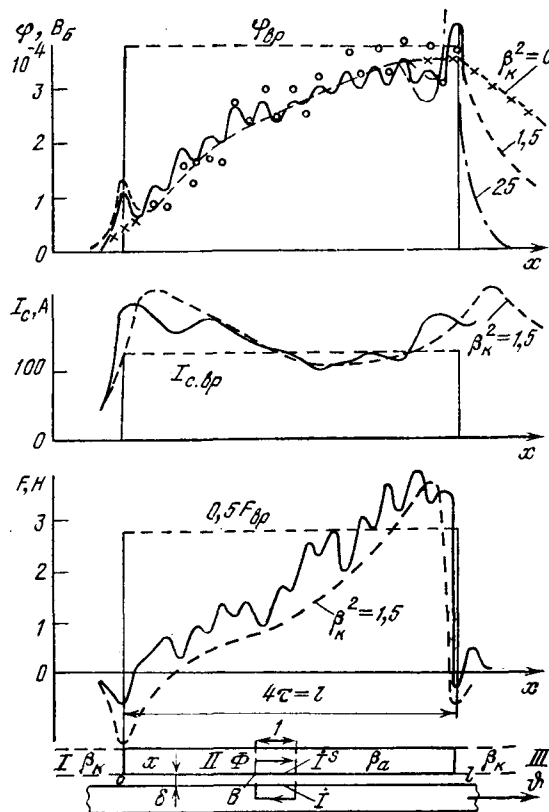


Рис. 1. Распределение магнитного потока в зазоре, токов в стержнях короткозамкнутой клетки, элементарных тяговых усилий по длине машины.

— расчет при заданной симметричной системе питающих напряжений; --- расчет без учета влияния высших гармонических в кривой м. д. с.; эксперимент.

ности намагничивающего контура к приведенному активному вторичному сопротивлению в известной Т-образной схеме замещения асинхронного двигателя кругового исполнения.

Базисные величины связаны зависимостями:

$$B_{\text{баз}} = \alpha \Phi_{\text{баз}} = \alpha U_{\text{баз}} / \omega = \alpha E_0 r_c / \omega I_{\text{баз}};$$

$$x_{\text{баз}} = \alpha^{-1}; t_{\text{баз}} = f^{-1}.$$

Правая часть (3) равна нулю для I и III зон, а для II зоны

$$R_{\Phi} = \sum_{\nu} R_{\Phi_{\nu}}^{\text{пр (обр)}},$$

где

$$R_{\Phi_{\nu}}^{\text{пр (обр)}} = j s_{\text{пр (обр)}} \frac{\nu^2}{2\pi T_c} \frac{Z_{\Sigma_{\nu}}^{\text{пр (обр)}}}{r_c} \exp(\pm j\nu x);$$

ν — порядок гармонической; $j s_{\text{пр (обр)}}$ — комплексная амплитуда ν -й прямо или обратно бегущей волны первичной плотности тока;

$$Z_{\Sigma_{\nu}} / r_c = 1 + j 2\pi T_c s_{\nu} + \frac{\gamma^2 r_{*}}{s_{\nu}^2} (1 + j 2\pi T_c s_{\nu});$$

$s_{\nu} = 1 \pm \nu(s-1)$ — скольжение для прямо (+) и обратно (−) бегущих волн.

Решение (3) записывается по зонам:

$$\left. \begin{aligned} \Phi^I &= \sum_1^m k_n^I e^{\lambda_n^I x}; \quad \Phi^{III} = \sum_{m+1}^5 k_n^I e^{\lambda_n^I (x-l)}; \\ \Phi^{II} &= \sum_{\nu} \Phi_{\text{вр } \nu}^{\text{пр}} e^{-j\nu x} + \sum_{\nu} \Phi_{\text{вр } \nu}^{\text{обр}} e^{j\nu x} + \\ &+ \sum_1^m k_n^{II} e^{\lambda_n^{II} (x-l)} + \sum_{m+1}^5 k_n^{II} e^{\lambda_n^{II} x}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где

$$\Phi_{\text{вр } \nu}^{\text{пр (обр)}} = j s_{\text{пр (обр)}} \frac{Z_{\Sigma_{\nu}}^{\text{пр (обр)}} / r_c}{(1 + \beta_{a*}^2 / \nu^2) Z_{\Sigma_{\nu}}^{\text{пр (обр)}} / r_c + j \frac{\varepsilon_0}{\nu^2} s_{\nu}}.$$

Выражения индукции и токов записываются аналогично (4), но вместо k_n для B следует брать Q_n , для I_K — C_n , для I — M_n , причем

$$Q_n = k_n \lambda_n, C_n = \frac{1}{\lambda_n} M_n = \frac{\lambda_n^2 - \beta_{a,K*}^2}{\lambda_n^2} Q_n.$$

Круговые составляющие в токе I и индукции B определяются как

$$\begin{aligned} i_{\text{вр } \nu} &= D I_{\text{к.вр } \nu} = -j \nu I_{\text{к.вр } \nu}; \\ B_{\text{вр } \nu} &= D \Phi_{\text{вр } \nu} = -j \nu \Phi_{\text{вр } \nu}. \end{aligned}$$

Постоянные интегрирования в (4) находятся из граничных условий неизменности B , Φ , I_K , I , DI при переходе через границы зон и их стремлений к нулю при $x = \pm \infty$. Тяговое усилие, потери в обмотках и к. п. д. η определяются аналогично [Л. 2, 5].

На рис. 1 приведены распределения $B(\Phi \equiv B)$, F , I по x при $s=0,1$ и различных β_K^2 , полученные без учета высших гармонических в кривой м. д. с. при симметричной системе питающих токов. Случай $\beta_K^2=1,5$ соответствует варианту с дополнительным зубцом в краевой зоне (как и в реальной конструкции). Как видно, увеличение β_K^2 приводит к резкому ослаблению поля у края индуктора, что в свою очередь ведет к увеличению тока стержня и тормозного усилия на выходе из активной зоны. На этом же рисунке 1 показаны кривые, рассчитанные с учетом высших гармонических м. д. с. (сплошные линии), и экспериментальные точки. Хорошая сходимость последних ведет к хорошей сходимости интегральных характеристик, что можно видеть из рис. 2.

Экспериментальная модель имеет следующие данные (обмотка статора — однослойная, схема соединения обмотки — звезда):

число пар полюсов	2
число пазов на статоре	24
число пазов на полюс и фазу	2
число параллельных ветвей	1
число витков в пазу	70
диаметр обмоточного провода, мм	1,16
ширина пакета статора, м	0,196
полюсное деление, м	0,074
немагнитный зазор, мм	3,1
масса индуктора, кг	30
активное сопротивление стержня короткозамкнутой клетки, Ом	$1,12 \cdot 10^{-4}$
синхронная скорость при $f=50$ Гц, м/с	7,4
номинальное скольжение	0,25
тяговое усилие, Н	63
относительное пусковое усилие	1,04
удельное тяговое усилие, кН/м ²	1,15
КПД, %	46
коэффициент мощности	0,45
линейное напряжение, В	240
средний ток в фазе, А	4,5
фактор нагрева, А ² /м ³	$1,6 \cdot 10^{11}$

Основные безразмерные параметры опытной модели составили:

$$\varepsilon_0 = 8,5; T_{c*} = 0,4; T_{K*} = 0,01; \gamma^2 r_{*} = 0,05.$$

Большое влияние на характеристики индукционных машин с разомкнутым магнитопроводом оказывают параметры короткозамкнутой клетки. На рис. 3 показано семейство тяговых характеристик,

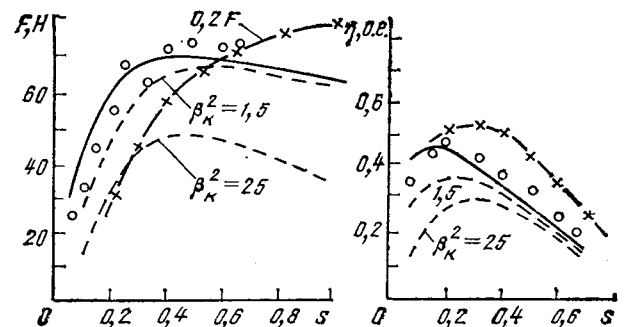


Рис. 2. Зависимости тягового усилия и к. п. д. ЛАД от скольжения.

— расчет при заданной симметричной системе питающих напряжений; --- расчет без учета влияния высших гармонических в кривой м. д. с.; эксперимент; —x—x— экспериментальные характеристики ЛАД 1.

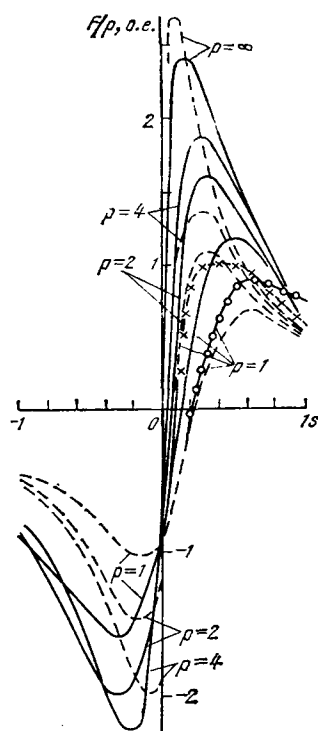


Рис. 3. Расчетные механические характеристики ЛАД.
— $\gamma_{r*}^2 = 0,2$; — $\gamma_{r*}^2 = 0$;
—X—X— $T_{c*} = T_{K*} = \lambda_{r*} = \beta_{K*} = \beta_{a*} = 0$;
- - - $\epsilon_0 = 5, \gamma_{r*}^2 = 0$.

пересчитанных на одну пару полюсов, а на рис. 4 — зависимости $\eta = f(s)$ при идеальных ($\gamma_{r*}^2 = 0$) и реальных ($\gamma_{r*}^2 = 0,2$) боковых шинах и различном числе пар полюсов. Характеристики соответствуют следующим безразмерным параметрам: $\epsilon_0 = 10$; $T_{c*} = 0,1$; $T_{K*} = 0,1$. Из рис. 3 и 4 видно, что характеристики улучшаются с ростом γ_{r*}^2 от 0 до 0,2 в области малых s и степень этого улучшения различна при различных p . Это объясняется ограничением протяженности области существования пе-

реходных токов в стержнях клетки при входе последних в активную зону (и выходе из нее). Например, при $\epsilon \leq 10$ и $s \geq 0,1$ указанная область ограничена восемью полюсными делениями от входного края индуктора, в остальной части активной зоны машина идентична круговой. Если $p \rightarrow \infty$, то увеличение γ_{r*}^2 ведет к снижению F и η при малых скольжениях, так как положительное действие от подавления продольного краевого эффекта на входе (выходе) полностью перекрывается отрицательным действием от ухудшения характеристик центральной зоны, аналогичной круговому двигателю.

На рис. 3 и 4 приведены также кривые, полученные при $\beta_{K*} = \beta_{a*} = 0$ (модель [Л. 3]), и кривые, рассчитанные в соответствии с общепринятой методикой учета сопротивлений боковых шин, заключающейся в эквивалентном увеличении сопротивления стержня клетки ($\epsilon_0 = 5,5$). Как видно, имеет место существенное расхождение с результатами, полученными на основе предлагаемой методики.

Большое влияние на характеристики оказывает постоянная времени T_c . На рис. 5 показаны зависимости η и F от T_c для нескольких скольжений. Как видно, в области малых скольжений увеличение T_c от 0 до 0,1 позволяет улучшить показатели двигателя с разомкнутым магнитопроводом. Этот вывод отличается от результатов, полученных в теории круговых машин, и объясняется тем, что с увеличением T_c ограничиваются переходные токи в стержнях при входе (выходе) в активную зону, т. е. частично подавляется краевой эффект. Для больших s эффект «входа — выхода» сказывается меньше, и увеличение T_c ведет к ухудшению характеристик, как и в обычных асинхронных двигателях. Тот же результат получается при увеличении p .

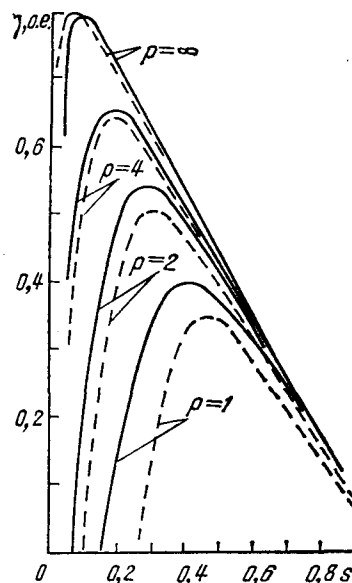


Рис. 4. Расчетные зависимости к. п. д. ЛАД от скольжения.
— $\gamma_{r*}^2 = 0,2$; - - - $\gamma_{r*}^2 = 0$.

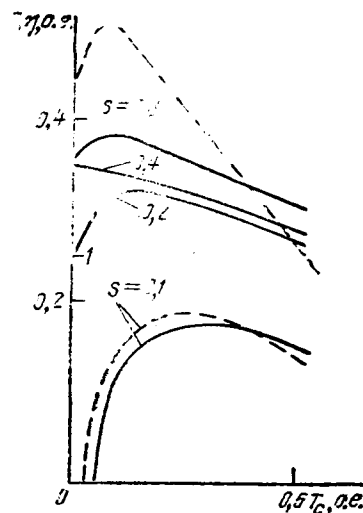


Рис. 5. Влияние постоянной времени стержня T_c на к. п. д. и тяговое усилие ЛАД.
- - - F ; — к. п. д. η .

Выводы. 1. Применение короткозамкнутой вторичной части позволяет значительно повысить тяговые и энергетические показатели машины по сравнению с ЛАД с листовым вторичным элементом.

2. Увеличение T_{c*} до 0,1 и γ_{r*}^2 до 0,2 ведет к существенному улучшению характеристик двигателя при $p \leq 4$.

3. Предлагаемая модель позволяет с хорошим приближением к действительности определять характеристики индукционных машин с разомкнутым магнитопроводом и короткозамкнутым вторичным элементом при учете параметров боковых машин, постоянной времени стержня клетки и высших гармонических в кривой м. д. с. индуктора.

4. Учет влияния параметров боковых шин на основе общепринятой методики может дать недопустимо большую погрешность при расчете показателей двигателя с разомкнутым магнитопроводом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сарапулов Ф. Н., Бегалов В. А., Резин М. Г. Некоторые вопросы расчета линейных асинхронных двигателей для конвейерного транспорта. — Изв. вузов. Горный журнал, 1978, № 12.
2. Вольдек А. И. Индукционные магнетогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. — М.: Энергия, 1970.

3. Oberretl K. Three dimensional analysis of the linear motor. — Transport without Wheels. — London, 1977.
4. Штурман Г. И., Аронов Р. Л. Краевой эффект в индукционных машинах с разомкнутым магнитопроводом. — Электричество, 1947, № 2.
5. Огарков Е. М., Васильевский С. П. Уточненный метод расчета полей плоских линейных индукционных двигателей. — Электротехника, 1974, № 3.

[19.08.81]

УДК 621.313.333.4.001.24

Расчет электромагнитного поля двухроторного асинхронного двигателя

БОЧКАРЕВ И. В., инж.
Фрунзе

Асинхронные электродвигатели с полым ротором и вращающимся внутренним сплошным магнитопроводом (АДПВМ) обладают рядом преимуществ по сравнению с обычными машинами с полым ротором [Л. 1].

Конструктивно АДПВМ представляет собой асинхронную машину с полым немагнитным ротором, внутренний магнитопровод которой выполнен сплошным, посажен на подшипники. Вентилятор, закрепленный на магнитопроводе, вращаясь, обеспечивает интенсивное охлаждение во всех режимах работы рабочего ротора, включая стопорный. Таким образом, АДПВМ можно рассматривать как совмещенную массивно-роторную машину и машину с полым ротором, имеющие общий статор и радиальное расположение роторов. Поэтому в дальнейшем внутренний вращающийся магнитопровод будем называть внутренним ферромагнитным ротором. Расчет электромагнитного поля отдельно для указанных машин рассматривался многими авторами, например [Л. 2 и 3].

Однако в АДПВМ наряду с общеизвестными факторами, затрудняющими исследование поля (например, нелинейность сред, концевые эффекты и пр.), необходимо учесть электромагнитную связь между обоими роторами. Это усложняет аналитические исследования (решение полной системы дифференциальных уравнений поля затруднительно даже с применением ЭВМ), поэтому целесообразно провести их с использованием приближенных граничных условий третьего рода (условия М. А. Леонтовича), что позволит избежать необходимость решения нелинейных уравнений для ферромагнитного ротора. При этом, поскольку во внутреннем роторе во всех практических случаях имеет место резкий поверхностный эффект, для учета потерь на вихревые токи и на гистерезис и переменного уровня насыщения по глубине проникновения электромагнитной волны во внутреннем роторе введем в граничные условия нелинейное соотношение Л. Р. Неймана, связывающее касательные составляющие векторов электрической $\vec{E}$ и магнитной $\vec{H}$ напряженностей на поверхности массивного ферромагнитного тела [Л. 4]:

$$[\vec{n}, \vec{E}] = z_0 [[\vec{n}, \vec{H}], \vec{n}], \quad (1)$$

где $\vec{n}$ — единичный вектор внутренней нормали к по-

верхности тела; $z_0 = (1 + 0,6j) \sqrt{\omega \mu_e / \gamma}$ — волновое сопротивление ферромагнитного массивного тела (полупространства); ω — круговая частота; γ — удельная электрическая проводимость материала; μ_e — значение магнитной проницаемости на поверхности тела, соответствующее действующему значению амплитуды первой гармоники напряженности $\vec{H}$.

Эффективность использования соотношения (1) как приближенного граничного условия на поверхности массивного ферромагнитного ротора показана в [Л. 5].

В случае ферромагнитного тела конечной толщины его сопротивление $\hat{z}$ связано с z_0 следующей зависимостью [Л. 6]:

$$\hat{z} = z_0 \operatorname{cth} \hat{m} \Delta, \quad (2)$$

где $\hat{m} = \beta_1 + j\beta_2$ — коэффициент распространения электромагнитной волны; Δ — толщина тела.

Тогда граничные условия на внешней поверхности внутреннего ферромагнитного ротора с учетом (1) и (2) можно записать в виде:

$$[\vec{n}, \vec{E}] = (1 + 0,6j) k_t \sqrt{\frac{\omega \mu_e}{\gamma}} \operatorname{cth} \hat{m} \Delta [[\vec{n}, \vec{H}], \vec{n}], \quad (3)$$

где s — скольжение ферромагнитного ротора; ω_1 — круговая частота питающей сети; $k_t = \sqrt{1 + \alpha_{20}^2} (t - 20^\circ)$; γ — при 20°C .

Величина $\operatorname{cth} \hat{m} \Delta$ при $\Delta \geq 2\Delta_e$ практически равна единице (Δ_e — глубина проникновения электромагнитной волны), и поэтому этот член отсутствует в (1). Однако в некоторых случаях по конструктивным соображениям толщина внутреннего ротора Δ может быть такой, что $\Delta/\Delta_e < 2$. Это и учитывается членом $\operatorname{cth} \hat{m} \Delta$, который особенно быстро растет при $\Delta/\Delta_e \ll 1$. Но в последнем случае представляется более целесообразной конструкция АДПВМ с аксиальным расположением роторов.

Поскольку касательные составляющие векторов $\vec{E}$ и $\vec{H}$ непрерывны на границе раздела сред, то задачу расчета электромагнитного поля АДПВМ можно сформулировать в виде краевой задачи для внешней к ферромагнитному ротору области.

Расчет электромагнитного поля АДПВМ. Поскольку угловая частота тока в АДПВМ невелика, то можно пренебречь токами смещения (по сравнению с токами проводимости). Это позволяет считать электромагнитное поле в машине квазистацио-

парным [Л. 7]. Тогда на основании уравнений Максвелла электромагнитное поле в проводящей среде описывается уравнением Гельмгольца, а в воздушном зазоре — уравнением Лапласа соответственно:

$$\nabla^2 \bar{A} = \mu \gamma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}; \quad \nabla^2 \bar{A} = 0, \quad (4)$$

где $\bar{A}$ — векторный магнитный потенциал.

В уравнении (4) удельная электрическая проводимость γ принята постоянной, соответствующей стационарному режиму.

Для решения данных уравнений можно вполне пользоваться цилиндрическими координатами, однако представляется более удобным представить машину в прямоугольной системе координат. Такая аппроксимация будет весьма близкой к реальным процессам, поскольку длина немагнитных зазоров во всех практических случаях много меньше радиусов кривизны, и может рассматриваться как результат бесконечнолистного конформного отображения двухсвязанных кольцевых областей на односвязные бесконечно длинные полосы определенной толщины [Л. 8].

Для решения поставленной задачи с достаточной степенью точности примем следующие допущения.

1. Пакет статора имеет постоянные магнитную проницаемость и электрическую проводимость, равные нулю.

2. Токи в роторах имеют аксиальное направление.

3. Обмотка статора представляется токовым слоем бесконечно малой толщины, расположенным на поверхности пакета статора, причем линейная плотность тока изменяется в этом слое по закону:

$$\dot{A} = \dot{A}_m e^{j(\omega_1 t - \alpha x)},$$

где $\dot{A}_m$ — амплитуда волны первой пространственной гармоники линейной плотности тока (линейная нагрузка); ω и $\alpha = \pi/\tau$ — временная и пространственная частоты; τ — пространственный полупериод; x — абсцисса точки в прямоугольной системе координат, жестко связанной с волной линейной плотности тока (при этом наличие пазов статора учитывается эквивалентным воздушным зазором, равным действительному зазору, умноженному на соответствующий коэффициент).

4. Машину считаем бесконечно длинной в аксиальном направлении, т. е. поле считаем двухмерным.

Тогда, как следует из приложения, расчет электромагнитного поля АДПВМ сводится к решению следующего нелинейного уравнения, полученного из решения системы (П-5):

$$H_0 \left[j + \frac{\dot{N}}{\mu_0 \mu_s} (1 + 0,6j) k_t \sqrt{\frac{\mu_e}{s_2 \omega_1 \gamma_2}} \operatorname{cth} \dot{m}_2 \Delta_2 \right] = j \dot{A}_m. \quad (5)$$

Решение уравнения (5) удобнее представить в виде системы двух вещественных уравнений:

$$A_m = H_0 \sqrt{1,36 (\xi_1^2 + \xi_2^2) \frac{\mu_e}{\gamma_2} + 2 (\xi_2 +$$

$$+ 0,6 \xi_1) \sqrt{\frac{\mu_e}{\gamma_2} + 1}; \quad (6)$$

$$\varphi = \arg \frac{\dot{H}}{\dot{A}_m} = \operatorname{arctg} \frac{(\xi_1 - 0,6 \xi_2) \sqrt{\frac{\mu_e}{\gamma_2}}}{1 + (\xi_2 + 0,6 \xi_1) \sqrt{\frac{\mu_e}{\gamma_2}}}, \quad (7)$$

$$\text{где } \xi_1 = \frac{\alpha [\mu_0 n + \mu_s \alpha (\delta_1 + \delta_2 + \Delta_1)]}{\mu_0 \mu_s} \operatorname{cth} \dot{m}_2 \Delta_2 k_t \sqrt{\frac{1}{\omega_1 s_2}};$$

$$\xi_2 = s_1 \gamma_1 \Delta_1 \operatorname{cth} \dot{m}_2 \Delta_2 k_t \sqrt{\frac{\omega_1}{s_2}}.$$

Коэффициенты ξ_1 и ξ_2 , которые зависят от геометрических размеров, электромагнитных характеристик применяемых материалов и режимов работы, представляют собой критериальные параметры, определяющие электромагнитное поле АДПВМ, а вместе с ним и все ее выходные параметры и характеристики.

Для решения уравнений (6) и (7) воспользуемся универсальной зависимостью $\sqrt{\mu_e/\gamma_2} = f(|\dot{H}_0|)$, которая в области достаточно сильных полей одинакова для различных ферромагнитных материалов [Л. 3 и 4]. Эта зависимость представлена на рис. 1. Расчет по (6) и (7) достаточно трудоемкий. Для инженерных расчетов построим ряд кривых для различных значений критериальных параметров ξ_1 и ξ_2 , охватывающий диапазон мощностей, при которых целесообразно использование АДПВМ, т. е. от 20 до нескольких сотен ватт при 50—500 Гц [Л. 1]. Значения ξ_2 приведены ниже:

i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\xi_2 \cdot 10^5$	6,64	5,16	4,53	3,89	3,25	2,6	1,94	1,31	0,68	0,12
$1/(\text{Ом} \cdot \text{с}^{0,5})$										

На рис. 2 представлены графики зависимости H_0 и φ от A_m для ряда значений ξ_1 (номера кривых соответствуют приведенным номерам параметра i). Используя эти кривые, по имеющейся линейной плотности тока в токовом слое статора A_m легко определить H_0 и φ , подставив которые в выражения (П-6) — (П-11), согласно (П-3) и П-4) получим распределение поля АДПВМ во всех областях. При этом значение $\dot{A}_m$ определяется из выражения [Л. 9]:

$$\dot{F}_m = \int_0^{\tau/2} \dot{A}_m \sin \frac{\pi}{\tau} x dx = \frac{\tau}{\pi} \dot{A}_m, \quad (8)$$

где $\dot{F}_m$ — амплитуда волны м. д. с. статора.

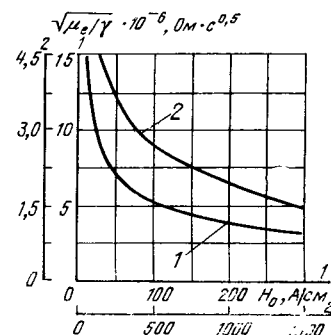


Рис. 1.

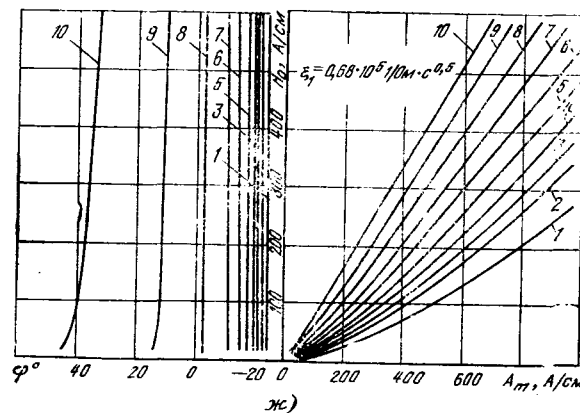
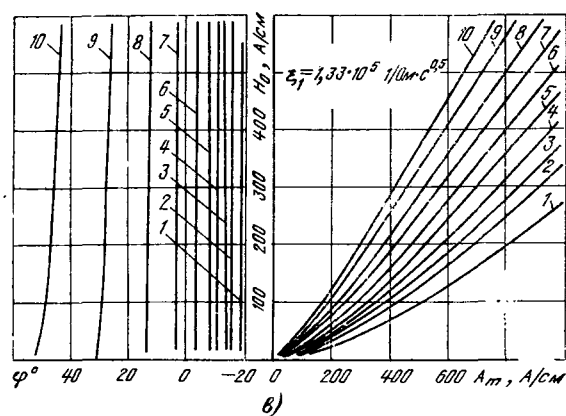
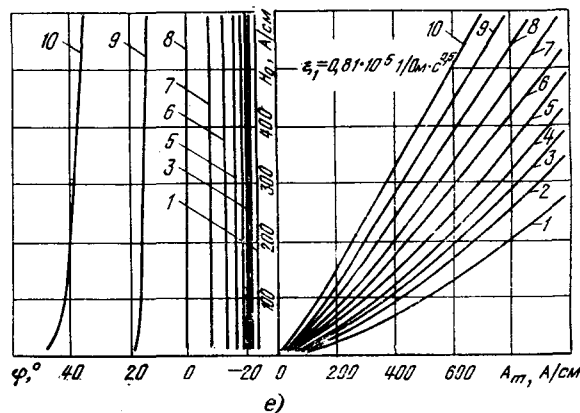
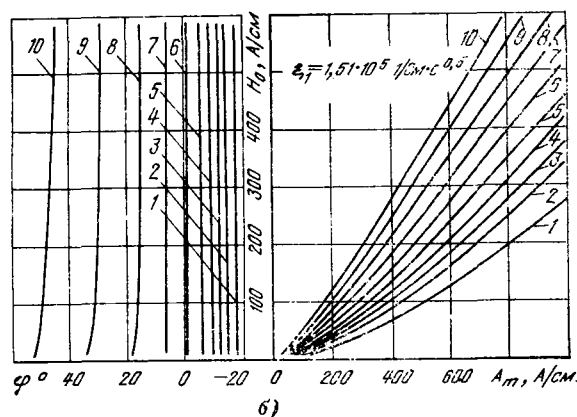
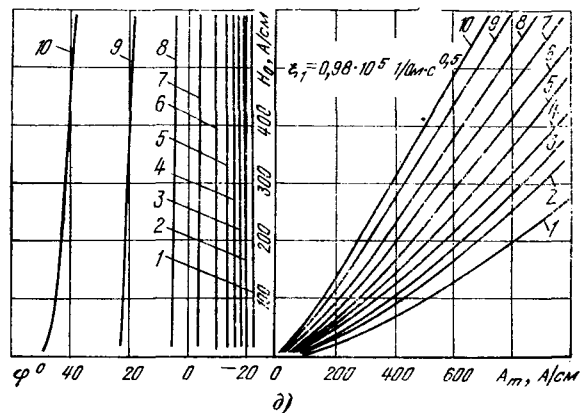
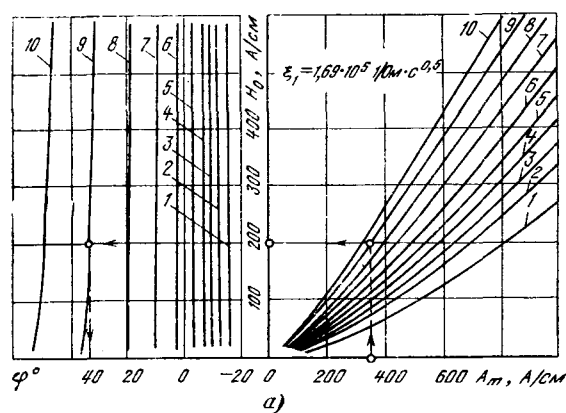


Рис. 2.

Например, при $\xi_1 = 1,69 \cdot 10^5 \text{ 1/}(\text{Ом} \cdot \text{с}^{0,5})$; $\xi_2 = 0,68 \cdot 10^5 \text{ 1/}(\text{Ом} \cdot \text{с}^{0,5})$ и $A_m = 350 \text{ А/см}$ по рис. 2,а имеем: $H_0 = 200 \text{ А/см}$; $\varphi = 33^\circ 20'$.

Учет насыщения стали статора. В предыдущих выражениях осталась неопределенной магнитная проницаемость стали статора μ_s . При этом, поскольку статор в отличие от ферромагнитного ротора выполнен шихтованным, распределение μ_s можно принять равномерным и определить ее значение по среднему значению индукции в пакете статора [Л. 4].

Среднее значение магнитного потока в статоре

$$\Phi_s = \bar{A}_2(0) - \bar{A}_2(-h). \quad (9)$$

Согласно приложению выражение (9) можно записать в виде:

$$\Phi_s = D_s [1 - (\operatorname{ch} \alpha h - n \operatorname{sh} \alpha h)] = \frac{\mu_0 \mu_s}{N} (\dot{H}_0 - \dot{A}_m) \left[1 - \frac{\mu_0}{\mu_s \operatorname{sh} \alpha h + \mu_0 \operatorname{ch} \alpha h} \right], \quad (10)$$

тогда

$$\dot{B}_{cp} = \frac{\Phi_s}{h} = \frac{\mu_0 \mu_s}{hN} (\dot{H}_0 - \dot{A}_m) \left[1 - \frac{\mu_0}{\mu_s \operatorname{sh} \alpha h + \mu_0 \operatorname{ch} \alpha h} \right]. \quad (11)$$

Следовательно, используя выражение (11) и рис. 2, по кривой намагничивания железа статора можно найти μ_s методом итераций с любой заданной степенью точности. Сходимость итерационного процесса определяется разностью между полученными значениями μ_{si} в предыдущем и последующем итерациях:

$$\frac{|\mu_{si+1} - \mu_{si}|}{\mu_{si}} \leq \zeta,$$

где ζ — степень точности.

На первом шаге итераций необходимо принять $\mu_s = \infty$.

Интегральные параметры роторов. При исследованиях и расчетах АДПВМ в ряде случаев целесообразно использовать электрические сопротивления роторов. Полное волновое электрическое сопротивление каждого из роторов может быть представлено как отношение напряженностей электрического и магнитного полей на поверхности ротора:

$$\dot{z}_B = \left(\frac{E_z}{H_x} \right)_{y=-\Delta}, \quad (12)$$

где $E_z = -\frac{\partial A}{\partial t}$.

Тогда после несложных преобразований получим следующие выражения для волновых сопротивлений соответственно внутреннего и внешнего роторов:

$$\dot{z}_{2B} = -\frac{j\omega_1 \mu_0 \dot{D}_s}{\alpha \dot{C}_s} = (1 + 0,6j) k_t \left\{ \sqrt{\frac{\omega_1 \mu_0}{s_2 \gamma_2}} \operatorname{cth} m_2 \Delta_2 \right\}, \quad (13)$$

$$z_{1B} = -\frac{j\omega_1 \mu_0 \dot{D}_s}{\alpha \dot{C}_s} = \frac{\mu_0 \omega_1}{s_1 \gamma_1 \Delta_1 \omega_1 \mu_0 + \frac{\omega_1 \mu_0}{z_2} - j\alpha^2 (\delta_2 + \Delta_1)}. \quad (14)$$

Переход от волновых сопротивлений к абсолютным, приведенным к статорной обмотке, осуществляется путем умножения их на коэффициент [Л. 6]:

$$k_A = \frac{2m_1 \omega^2 \epsilon_f l_s}{\pi c},$$

где $\omega_{\text{эф}} = \omega_s k_{\text{обл}}$ — эффективное число витков обмотки управления; l_s — длина статора; m_1 — число фаз.

Для использования выражения (14) в традиционных схемах замещения для расчета сопротивления полого ротора необходимо его рассматривать как параллельное соединение сопротивлений контура вихревых токов и намагничивающего контура

ротора (последнее определяется как $\lim z_{1B}$ при $s_1 \rightarrow 0$ и $s_2 \rightarrow 0$) [Л. 6]. После ряда преобразований для практических инженерных расчетов получим следующие выражения для указанных сопротивлений:

$$\dot{z}'_{1\infty} = r'_{1\infty} = 2m_1 \omega^2 \epsilon_f \frac{l_s}{\pi \gamma_1 \Delta_1 s_1}. \quad (15)$$

$$\dot{z}'_{1\mu} = j \frac{2m_1 \mu_0 \omega_1 \omega^2 \epsilon_f}{\pi^2} \frac{l_s \tau}{\delta_2 + \Delta_1}. \quad (16)$$

Заметим, что выражение (15) аналогично уравнению (1-2) из [Л. 2], поскольку при постановке задачи было принято, что машина бесконечно длинная в аксиальном направлении, что соответствует понятию «идеального» ротора. Это является известным подтверждением правильности проведенных аналитических выкладок.

Поскольку в реальной машине статор и роторы имеют конечные осевые размеры, то это приводит к искажению поля по длине роторов и, как следствие этого, к увеличению интегральных параметров. Обычно для машин средней и малой мощности расчет локального распределения электромагнитного поля в аксиальном направлении не производят, а концевые эффекты учитывают умножением интегральных параметров роторов, найденных для бесконечно длинной машины, на коэффициент увеличения сопротивления. Это объясняется тем, что интегральные параметры характеризуют машину в целом, т. е. все ее основные выходные характеристики, тогда как распределение поля является дифференциальной характеристикой машины и представляет практический интерес лишь для машин большой мощности при определении, например, местных потерь и перегревов.

Для полого немагнитного ротора коэффициент увеличения сопротивления можно рассчитать по формуле [Л. 10]:

$$\dot{K}_{11} = [(1 + \epsilon_1 \operatorname{Im} \dot{K})^2 + (\epsilon_1 \operatorname{Re} \dot{K})^2] \left[\frac{1}{\operatorname{Re} \dot{K}} + j \frac{1}{-\operatorname{Im} \dot{K} - \epsilon_1 |\dot{K}|^2} \right], \quad (17)$$

где

$$\dot{K} = \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{c(M - \dot{M}) \operatorname{sh} \pi \Lambda c + 2(\operatorname{ch} \pi \Lambda c - 1)}{\pi \Lambda [(c - V(1 - \epsilon_1)^2 M \dot{M}) \operatorname{sh} \pi \Lambda c + c^2 (M - \dot{M})^2 \operatorname{ch} \pi \Lambda c]} \right]; \quad (18)$$

$$c = \sqrt{1 + j\epsilon_1}; \quad \epsilon_1 = \frac{\mu_0 \gamma_1 s_1 \omega_1}{\alpha^2} \frac{\Delta_1}{\delta_1 + \Delta_1 + \delta_2}; \quad \Lambda = \frac{l_s}{\tau}.$$

В уравнении (18) параметры ϵ_1 , Λ , M и $\dot{M}$ представляют собой безразмерные критерии, характеризующие соответственно реакцию полого ротора на поле возбуждения, относительную длину машины и проводимость лобовых частей ротора. Для несимметричных полых роторов, например по [Л. 1 и 2], критерии проводимости каждой лобовой части опре-

деляются по выражениям:

$$M = \frac{1 + e^{a_1 b_1}}{1 - e^{a_1 b_1}}; \quad M^* = -\frac{1 - G e^{a_1 b_2}}{1 + G e^{a_1 b_2}},$$

где b_1 и b_2 — вылеты цилиндрической части полого ротора соответственно до дна и до бурта; $a_1 = -4p/(D_R + \Delta_1)$; D_R — внутренний диаметр полого ротора;

$$G = \frac{\Delta_1 (1 + e^{a_2 b_3}) - \Delta_3 (1 - e^{a_2 b_3})}{\Delta_1 (1 + e^{a_2 b_3}) + \Delta_3 (1 - e^{a_2 b_3})},$$

где b_3 и Δ_3 — аксиальный и радиальный размеры бурта, т. е. его длина и толщина (в случае отсутствия бурта $G=1$).

Для симметричных полых роторов, имеющих массивные ступицы с обеих сторон, критерии проводимости M и M^* равны по модулю и рассчитываются по формуле

$$M = -M^* = \frac{1 + e^{a_1 b}}{1 - e^{a_1 b}},$$

где $b = \frac{l_1 - l_s}{2}$ — односторонний вылет лобовых частей полого ротора за статор; l_1 — длина полого ротора.

Поскольку во втором случае $M = -M^*$, выражение (18) можно значительно упростить:

$$K = \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{1}{c \frac{\pi}{2} \Lambda \left(\text{cth} \frac{\pi}{2} \Lambda c + cM \right)} \right], \quad (19)$$

При выводе выражений для M и M^* массивные ступицы (донные части ротора), соединяющие цилиндрическую часть ротора с валом, рассматривались как сверхпроводящие области, так как по конструктивным соображениям их толщина много больше толщины Δ_1 . Это допущение общепринято [Л. 2] и значительно облегчает расчеты k_{11} . Как показали приведенные расчеты, в которых область ступицы рассматривалась как тороид с конечной проводимостью и толщиной, изменяющейся в реально возможном по конструктивным соображениям диапазоне, для инженерных расчетов это допущение вполне приемлемо.

Для внутреннего ферромагнитного ротора коэффициент увеличения сопротивления k_{12} может рассчитываться по выражению [Л. 11]:

$$k_{12} = \left(\frac{\text{ch } a_3}{\text{ch } a_3 - 1} \right)^2 \left[1 + \frac{\text{th } a_3}{a_3} \frac{V(1 + \epsilon_2)^2 + \epsilon_2^2 - 3}{2 + \sqrt{(1 + \epsilon_2)^2 + \epsilon_2^2}} \right], \quad (20)$$

где

$$a_3 = \frac{\alpha l_2}{2} \sqrt{(1 + \epsilon_2) + \epsilon_2^2};$$

$$\epsilon_2 = \frac{1}{\alpha \Delta_3 \mu'_{22} \text{th } \alpha (\delta_1 + \delta_2 + \Delta_1)}$$

— магнитное число Рейнольдса; μ'_{22} — относительная магнитная проницаемость материала внутреннего ротора; l_2 — длина внутреннего ротора.

Выражение (20) справедливо для широкой области изменений скольжения s_2 , включая весьма малые. Для двухполюсных машин с малым отношением τ/l_2 концевой эффект не имеет существенного значения, и коэффициент k_{12} может быть рассчитан по формуле [Л. 6]:

$$k_{12} = 1 + \frac{2}{\alpha l_2}. \quad (21)$$

При наличии на торцевых поверхностях внутреннего ротора колец из материала с высокой электрической проводимостью (медь, латунь, бронза), имеющих достаточно хороший электрический контакт с массивным ротором, с достаточной для практических расчетов точностью можно принять $k_{12}=1$.

Заметим, что использование формул (18)—(20), записанных в критериальной форме, позволяет не только учитывать геометрические размеры, совокупность электромагнитных величин и режимы работы АДПВМ, но и для практических расчетов избежать привлечения громоздкого математического аппарата.

Окончательно для определения сопротивлений ротора

$$\left. \begin{aligned} z'_1 &= 2m_1 \omega_{\text{эф}}^2 \frac{l_s}{p \tau \gamma_1 \Delta_1 s_1} k_{11}; \\ z'_2 &= 2(1 + 0,6j) m_1 \omega_{\text{эф}}^2 k_t \frac{l_s \text{cth } m_2 \Delta_2}{p \tau} \sqrt{\frac{\omega_1 \mu_e}{s_2 \gamma_2}} k_{12}; \\ z'_\mu &= j \frac{2m_1 \mu_0 \omega_1 \omega_{\text{эф}}^2}{p \pi^2} \frac{l_s \tau}{\delta_1 + \Delta_1 + \delta_2}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

В заключение отметим, что полученные выражения (22) для расчета интегральных параметров АДПВМ соответствуют схеме замещения, приведенной в [Л. 12]. При этом сопротивление z'_μ получилось чисто мнимым за счет того, что было принято $\gamma_s=0$, т. е. вихревыми токами в статоре мы пренебрегли.

Экспериментальная проверка. Для проверки полученных уравнений были проведены экспериментальные исследования электромагнитного поля АДПВМ. Эксперименты проводились на опытных образцах двухроторных машин типа АДР-40/50 и АДР-145/500, изготовленных соответственно на базе серийных исполнительных электродвигателей типа АДП-362 и АДП-1563А. Статор и полый ротор были оставлены без изменения. Внутренний неподвижный шихтованный магнитопровод был заменен на вращающийся сплошной ротор, выполненный с гладкой рабочей поверхностью из конструкционной стали марки Ст. 3 и имеющий торцевые кольца из меди, при этом размер суммарного воздушного зазора был сохранен таким же, как в серийных образцах. Основные технические данные этих машин приведены в [Л. 1]. Опытным путем было определено результирующее поле в зазоре машины при измерении, э. д. с. измерительных витков, расположенных на внутренней поверхности статора и имеющих диаметральный шаг. Пересчет от э. д. с. витка E_B к амплитудному значению индукции в воздушном зазоре $B_{\text{эм}}$ проводился в соответствии

с выражением

$$B_{\delta m} = \frac{E_B}{2\sqrt{2} f_1 \tau_B},$$

где l_B — длина измерительного витка в аксиальном направлении.

Расхождение расчетных и опытных значений $B_{\delta m}$ для обоих образцов не превышало 8% (например, при холостом ходе рабочего ротора и номинальной частоте вращения внутреннего ротора они составляли соответственно 0,3 и 0,28 Тл).

Для подтверждения возможности применения полученных аналитических выражений для расчета электромагнитного поля в машинах других типов было экспериментально определено значение $B_{\delta m}$ для этих же образцов АДПВМ при следующих условиях:

полый ротор заторможен — в этом случае АДПВМ представляет собой экранированную машину с массивным ротором;

полый ротор отсутствует — в этом случае имеем обычную машину с массивным гладким ротором.

Сравнение расчетных и опытных данных также показало их хорошее соответствие (расхождение было в тех же пределах).

Приложение. Согласно второму допущению (см. основной текст статьи) можно записать:

$$\dot{A}_z = A(x, y, t); \dot{A}_x = \dot{A}_y = 0.$$

Тогда дифференциальные уравнения (4) в декартовых координатах примут соответственно вид:

$$\nabla^2 \bar{A}_k = \frac{\partial^2 A_k}{\partial x_k^2} + \frac{\partial^2 A_k}{\partial y_k^2} = \mu_k \gamma_k \frac{\partial A_k}{\partial t}; \quad (\text{П-1})$$

$$\nabla^2 \bar{A}_i = \frac{\partial^2 A_i}{\partial x_i^2} + \frac{\partial^2 A_i}{\partial y_i^2} = 0, \quad (\text{П-2})$$

где $i=1, 2, 3, 5$ и $k=4, 6$ — индексы областей (1 — внешняя к статору область; 2 — статор; 3 — первый воздушный зазор; 4 — полый рабочий ротор; 5 — второй воздушный зазор; 6 — внутренний вспомогательный ротор; x и y — координаты точки соответствующей области).

Системы координат выбраны так, чтобы плоскости xz совпадали с границей сред, z — аксиальное, x — тангенциальное направления, причем роторные системы координат вращаются вместе с роторами. Линейность уравнений (П-1) и (П-2) и однородность граничных условий на поверхностях сопряжения различных областей позволяют произвести разделение переменных, выделив множитель $e^{j(\omega t - \alpha x)}$. Следовательно, решение уравнений (П-1) и (П-2) можно представить в виде

$$\dot{A}_k = (\dot{C}_4 \operatorname{sh} m_1 y_4 + \dot{D}_4 \operatorname{ch} m_1 y_4) e^{j(s_1 \omega_1 t - \alpha x_4)}; \quad (\text{П-3})$$

$$\dot{A}_i = (\dot{C}_i \operatorname{sh} \alpha y_i + \dot{D}_i \operatorname{ch} \alpha y_i) e^{j(\omega_1 t - \alpha x_i)}, \quad (\text{П-4})$$

где $\dot{C}_4, \dot{C}_i, \dot{D}_4, \dot{D}_i$ — постоянные интегрирования; s_1 — скольжение внешнего ротора; $m_1 = \beta_1 + j\beta_2$ — коэффициент распространения электромагнитной волны в материале внешнего ротора; β_1 — коэффициент затухания; β_2 — фазовый коэффициент.

Подставляя (П-4) в (П-1), получаем

$$\beta_1 = \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \left(\frac{s_1 \omega_1 \mu_0 \gamma_1}{\alpha^2} \right)^2} + 1;$$

$$\beta_2 = \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \left(\frac{s_1 \omega_1 \mu_0 \gamma_1}{\alpha^2} \right)^2} - 1,$$

Постоянные интегрирования в выражениях (П-3) и (П-4) можно определить при следующих граничных условиях:

нормальные составляющие магнитной индукции на границах областей равны;

касательные составляющие напряженности магнитного поля в случае конечного распределения тока вблизи границы двух сред равны;

касательная составляющая напряженности магнитного поля при переходе через токовый слой терпит скачок, равный линейной плотности тока, а при $y = \pm \infty$ вектор $\vec{A}$ должен обращаться в нуль;

на поверхности ферромагнитного ротора в соответствии с (3) будет выполняться следующее нелинейное соотношение:

$$\dot{A}_5(0) + (0,6 - j) \operatorname{cth} m_2 \Delta_2 k_t \sqrt{\frac{\mu_e}{s_2 \omega_1 \lambda_2}} \dot{H}_0 = 0,$$

$$\text{где } \dot{H}_0 = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}_5(0)}{\partial y}.$$

Составляющие вектора $\vec{B}$ определяются из соотношений

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial y}; \quad B_y = -\frac{\partial A}{\partial x}; \quad B_z = 0.$$

Тогда на основании изложенного получаем для определения постоянных интегрирования систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{C}_1 &= \dot{D}_2 \operatorname{ch} \alpha h - \dot{C}_2 \operatorname{sh} \alpha h; \\ \dot{D}_2 &= \dot{D}_3 \operatorname{ch} \alpha \delta_1 - \dot{C}_3 \operatorname{sh} \alpha \delta_1; \\ \dot{D}_3 &= \dot{D}_4 \operatorname{ch} m_1 \Delta_1 - \dot{C}_4 \operatorname{sh} m_1 \Delta_1; \\ \dot{D}_4 &= \dot{D}_5 \operatorname{ch} \alpha \delta_2 - \dot{C}_5 \operatorname{sh} \alpha \delta_2; \\ \mu_s \dot{C}_1 &= \mu_0 (\dot{C}_2 \operatorname{ch} \alpha h - \dot{D}_2 \operatorname{sh} \alpha h); \\ \frac{\alpha}{\mu_0} (\dot{C}_3 \operatorname{ch} \alpha \delta_1 - \dot{D}_3 \operatorname{sh} \alpha \delta_1) &= \frac{\alpha}{\mu_s} \dot{C}_2 + \dot{A}_m; \\ \alpha \dot{C}_3 &= m_1 (\dot{C}_4 \operatorname{ch} m_1 \Delta_1 - \dot{D}_4 \operatorname{sh} m_1 \Delta_1); \\ m_1 \dot{C}_4 &= \alpha (\dot{C}_5 \operatorname{ch} \alpha \delta_2 - \dot{D}_5 \operatorname{sh} \alpha \delta_2); \\ \dot{D}_5 + (0,6 - j) \operatorname{cth} m_2 \Delta_2 k_t \sqrt{\frac{\mu_e}{s_2 \omega_1 \lambda_2}} \dot{H}_0 &= 0; \\ \frac{\alpha}{\mu_0} \dot{C}_5 &= \dot{H}_0. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-5})$$

где δ_1 и δ_2 — длины первого и второго воздушных зазоров; Δ_1, Δ_2 и h — толщины внешнего и внутреннего роторов и статора.

Поскольку во всех реальных случаях $\alpha \delta_1 \approx \alpha \delta_2 \approx m_1 \Delta_1 \ll 1$, имеем $\operatorname{sh} \alpha \delta_1 = \alpha \delta_1$; $\operatorname{sh} \alpha \delta_2 = \alpha \delta_2$; $\operatorname{sh} m_1 \Delta_1 = m_1 \Delta_1$; $\operatorname{ch} \alpha \delta_1 = \operatorname{ch} \alpha \delta_2 = \operatorname{ch} m_1 \Delta_1 = 1$. Тогда решение системы (П-5) имеет вид:

$$\dot{C}_1 = \frac{\mu_0 \mu_s}{N} (n \operatorname{sh} \alpha h + \operatorname{ch} \alpha h) (\dot{H}_0 - \dot{A}_m); \quad (\text{П-6})$$

$$\dot{C}_2 = \frac{\mu_0 \mu_s n}{N} (\dot{H}_0 - \dot{A}_m); \quad (\text{П-7})$$

$$\dot{C}_3 = \frac{\mu_0 \mu_s [\alpha^2 (\delta_2 + \Delta_1) + j s_1 \omega_1 \mu_0 \gamma_1 \Delta_1] \times}{\alpha N} \times \dot{A}_m + \mu_0 \alpha (\mu_0 n + \mu_s \alpha \delta_1) \dot{H}_0; \quad (\text{П-8})$$

$$\dot{C}_4 = \frac{\mu_0 \mu_s \alpha^2 \delta_2 \dot{A}_m + \mu_0 (N - \mu_s \alpha^2 \delta_2) \dot{H}_0}{m_1 N}; \quad (\text{П-9})$$

$$\dot{C}_5 = \frac{\mu_0}{\alpha} \dot{H}_0; \quad (\text{П-10})$$

$$\dot{D}_2 = \dot{D}_3 = \dot{D}_4 = \dot{D}_5 = \frac{\mu_0 \mu_s}{N} (\dot{H}_0 - \dot{A}_m), \quad (\text{П-11})$$

где

$$n = \frac{\mu_s \operatorname{ch} \alpha h + \mu_0 \operatorname{sh} \alpha h}{\mu_s \operatorname{sh} \alpha h + \mu_0 \operatorname{ch} \alpha h}; \quad \dot{N} = \alpha \mu_0 n + \mu_s [\alpha^2 (\delta_1 + \delta_2 + \Delta_1) + j s_1 \omega_1 \mu_0 \gamma_1 \Delta_1].$$

Таким образом, полученные результаты можно применить для расчета электромагнитного поля тороидальных двигателей и машин с массивным ротором и с проводящим покрытием на нем, приняв во внимание, что в первом случае области 3 и 4 отсутствуют, а во втором $s_1 = s_2$ и $\delta_2 = 0$. При $\delta_2 = \Delta_1 = 0$, $\operatorname{cth} \dot{m}_2 \Delta_2 = 1$ получаем известное решение для машин с массивным гладким ротором [Л. 8]. При $\delta_1 = 0$, $s_1 = 1$ и $\operatorname{cth} \dot{m}_2 \Delta_2 = 1$ полученные результаты применимы для расчета экранированных машин с массивным ротором.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Филатов М. Н., Цой В. Н. Двухроторные асинхронные электродвигатели для автоматических устройств. — ЭП. Электрические машины, 1978, вып. 9 (91).
2. Лопухина Е. М., Сомихина Г. С. Асинхронные микромашины с полым ротором. — М.: Энергия, 1967.
3. Куцевалов В. М. Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. — М.; Л.: Энергия, 1966.
4. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1949.

5. Тозони О. В., Маергойз И. Д. Расчет трехмерных электромагнитных полей. — Киев: Техника, 1974.
6. Постников И. М., Остапчук Л. Б., Постников В. И. Годограф скорости и параметры массивного ротора асинхронной машины. — Электричество, 1975, № 1.
7. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. — М.: Энергия, 1969.
8. Маергойз И. Д., Полищук Б. И. Расчет магнитного поля и параметров схем замещения асинхронных машин со сплошным ферромагнитным ротором. — Электричество, 1972, № 6.
9. Постников И. М. Вихревые токи в синхронных и асинхронных машинах с массивным ротором. — Электричество, 1958, № 10.
10. Кирюхин В. П. Аналитическое определение интегральных параметров тонкостенных немагнитных экранов электрических машин. — Электричество, 1973, № 9.
11. Постников В. И. Исследование параметров и концевых эффектов в массивнороторных асинхронных машинах. Автореф. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Киев, 1975.
12. Кирюхин В. П. Критериальные зависимости для определения потерь и интегральных параметров экранов электрических машин. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1969, № 5.

[21.04.80]

УДК 621.313.32.018.782.3.001.24

Расчет переходных процессов в явнополюсной синхронной машине, возбуждаемой от дополнительной обмотки статора

ГЛУХИВСКИЙ Л. И., МАЛЯР В. С. кандидаты техн. наук

Львовский политехнический институт

Наличие дополнительной обмотки статора (ДОС), индуктивно связанной с основной обмоткой статора (ООС) и контурами ротора, приводит к тому, что электромагнитные процессы в такой машине отличаются от процессов в обычной явнополюсной синхронной машине (ЯСМ). Особое место в физике этих процессов играет явление насыщения железа магнитопровода. Так, например, только из-за нелинейности характеристик намагничивания элементов магнитопровода процесс самовозбуждения ЯСМ с ДОС заканчивается устойчивым установившимся режимом. Поэтому при расчете переходных процессов в таких машинах корректному учету насыщения необходимо уделить особое внимание.

Настоящая статья посвящена изложению методики расчета на ЦВМ различных переходных процессов ЯСМ с возбуждением от ДОС. Методика разработана на основе магнитонелинейной теории ЯСМ, изложенной в [Л. 1—3].

В рассматриваемой схеме ДОС соединена с обмоткой возбуждения (ОВ) через трехлучевой однополупериодный выпрямитель. Трехфазная ДОС уложена в те же пазы, что и ООС, и обладает наибольшими обмоточными коэффициентами по двум гармоникам — 1-й и 3-й. Совместное использование для возбуждения 1-й и 3-й гармоник позволяет достичь эффекта самокомпандирования, так как с ростом нагрузки возрастает 3-я гармоника поля в зазоре.

Для анализа ЯСМ с ДОС принимаем, кроме допущений принятых в [Л. 1—3], еще следующие.

1. Дополнительная обмотка статора как и ООС выносится на расточку статора и сосредоточивается в тонком слое на ее поверхности; распределение ООС и ДОС по высоте паза учитывается только при определении собственных и взаимных сопротивлений рассеяния этих обмоток.

2. Учет сцепления ООС и ДОС с потоками рассеяния выполняется с помощью постоянных собственных и взаимных индуктивностей рассеяния, вынесенных на зажимы обмоток; значения собственных и взаимных индуктивностей рассеяния ООС и ДОС различны для случаев расположения ДОС на дне пазов и под клиньями.

3. Основная и дополнительная обмотки статора создают гармоники намагничивающих сил только нечетного порядка, четные гармоники и субгармоники в кривой поля отсутствуют; это допущение позволяет рассматривать при анализе только одно полюсное деление.

4. Вентили схемы аппроксимируются последовательно соединенными активными сопротивлениями r_v и индуктивностями L_v [Л. 4]. В открытом состоянии r_v и L_v имеют значения, на несколько порядков меньше активных сопротивлений и индуктивностей ветвей схемы, в закрытом состоянии — на несколько порядков больше.

Создаваемую j -й фазой ООС или ДОС намагни-

чивающую силу представим в виде

$$T_{j\alpha} = T_{j\alpha}(\alpha) = \frac{\omega_j}{2p_0} i_j \omega_{j\alpha}^* \quad (1)$$

где α — статорная угловая координата рассматриваемой точки относительно оси фазы A ООС; p_0 — число пар полюсов; ω_j, i_j — число витков фазы и мгновенное значение тока;

$$\omega_{j\alpha}^* = \frac{4}{\pi} \sum_{v=1,3,5,\dots} \frac{k_{\omega j v}}{v} \sin(v\alpha + \alpha_{jv}) \quad (2)$$

— функция распределения витков j -й фазы вдоль координаты α ; $k_{\omega j v}, \alpha_{jv}$ — обмоточный коэффициент фазы и угол сдвига намагничивающей силы v -й гармоники.

Уравнения электрического равновесия ветвей схемы, записанные по законам Кирхгофа, имеют вид

$$\Gamma(p\vec{\psi} + L_{\text{нв}} \vec{p}i + (R + R_{\text{нв}}) \vec{i}) = \vec{u}; \quad (3)$$

$$P_t \vec{i} = 0, \quad (4)$$

где Γ — матрица инцидентий схемы типа ветви-контур; P_t — транспонированная матрица инцидентий типа ветви — узлы; $p = d/dt$ — оператор дифференцирования по времени;

$\vec{\psi} = \text{colon}(\psi_A, \psi_B, \psi_C, \psi_a, \psi_b, \psi_c, \psi_f, \psi_1, \dots, \psi_k)$; $\vec{i} = \text{colon}(i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c, i_f, i_1, \dots, i_k)$ — векторы, компоненты которых соответственно потоко-сцепления и токи фаз A, B и C ООС, фаз a, b и c ДОС, ОВ и k демпферных контуров;

$$\vec{u} = \text{colon}(u_A, u_B, u_C, 0, \dots, 0)$$

— вектор, компоненты которого — приложенные к ООС напряжения;

$$L_{\text{нв}} = \text{diag}(L_{\text{нв}A}, L_{\text{нв}B}, L_{\text{нв}C}, L_{\text{нв}a}, L_{\text{нв}b}, L_{\text{нв}c}, 0, \dots, 0);$$

$$R_{\text{нв}} = \text{diag}(r_{\text{нв}A}, r_{\text{нв}B}, r_{\text{нв}C}, r_{\text{нв}a}, r_{\text{нв}b}, r_{\text{нв}c}, 0, \dots, 0)$$

— диагональные матрицы, элементы которых $L_{\text{нв}A}, L_{\text{нв}B}, L_{\text{нв}C}, r_{\text{нв}A}, r_{\text{нв}B}, r_{\text{нв}C}$ — индуктивности и активные сопротивления, соединенные последовательно с фазами ООС; $L_{\text{нв}a}, L_{\text{нв}b}, L_{\text{нв}c}, r_{\text{нв}a}, r_{\text{нв}b}, r_{\text{нв}c}$ — индуктивности и активные сопротивления, аппроксимирующие вентили на выходе ДОС;

$$R = \text{diag}(R_{\text{SR}}, R_D)$$

— матрица активных сопротивлений ветвей и контуров машины;

$$R_{\text{SR}} = \text{diag}(r_A, r_B, r_C, r_a, r_b, r_c, r_f)$$

— диагональная матрица активных сопротивлений фаз ООС, ДОС и ОВ; R_D — квадратная матрица порядка k собственных и взаимных активных сопротивлений k демпферных контуров.

Вектор потоко-сцеплений

$$\vec{\psi} = L_{\sigma} \vec{i} - \lambda_{\sigma f} W b \vec{F}_m + \vec{\psi}_b, \quad (5)$$

где

$\vec{\psi}_b = \text{colon}(\psi_{bA}, \psi_{bB}, \psi_{bC}, \psi_{ba}, \psi_{bb}, \psi_{bc}, \psi_{bf}, \psi_{b1}, \dots, \psi_{bk})$ — вектор, составленный из потоко-сцеплений контуров с рабочим полем в зазоре; $\lambda_{\sigma f}$ — проводимость полюсного рассеяния;

$$W = \text{diag}(\omega_A, \omega_B, \omega_C, \omega_a, \omega_b, \omega_c, \omega_f, 1, \dots, 1)$$

— диагональная матрица чисел витков обмоток машины;

$$\vec{F}_m = \text{colon}(F_a, F_f)$$

— вектор, составленный из падений магнитных напряжений в ярме якоря и полюсе соответственно; b — прямоугольная матрица, составленная из нулей, за исключением одного элемента — на пересечении 7-й строки и 2-го столбца, — равного единице;

$$L_{\sigma} = \text{diag}(L_{\sigma s}, \lambda_{\sigma f} \frac{\omega_f}{2p_0}, L_{\sigma D})$$

— матрица индуктивностей рассеяния контуров машины; $L_{\sigma s}$ — квадратная матрица шестого порядка собственных и взаимных индуктивностей рассеяния фаз ООС и ДОС; $L_{\sigma D}$ — квадратная матрица порядка k собственных и взаимных индуктивностей рассеяния контуров демпферной обмотки.

Выражение (5) соответствует делению потоко-сцеплений всех контуров на две части — потоко-сцеплений рассеяния, независимых для всех контуров за исключением обмотки возбуждения от насыщения, и потоко-сцеплений с рабочим полем в зазоре.

Потоко-сцепление с полем в зазоре фазы j ООС или ДОС определяется выражением

$$\psi_{bj} = \omega_j e \int_{\alpha_n}^{\alpha_n + \pi} B_n \omega_{j\alpha}^* d\alpha, \quad (6)$$

где $e = l\tau/\pi$, l — расчетная длина якоря; τ — полюсное деление; α_n — статорная координата левого края рассматриваемого полюсного деления; $B_n = B_n(\alpha)$ — распределение вдоль статорной координаты α индукции B в зазоре.

Точка на расточке со статорной координатой α имеет роторную координату η относительно продольной оси d , равную

$$\eta = \alpha - \gamma, \quad (7)$$

где γ — угол между осью фазы A ООС и продольной осью d , связанный с угловой частотой ω зависимостью

$$p\gamma - \omega = 0. \quad (8)$$

Совместив левый край полюсного деления с поперечной осью q и сделав в (6) замену переменной согласно (7), получаем

$$\psi_{bj} = \omega_j e \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_{\eta} \omega_{j\eta}^* d\eta. \quad (9)$$

Записав выражения вида (9) для всех контуров машины и заменив в них интегралы суммами, получим

$$\vec{\psi}_\delta = e W W^*_{\eta} \Delta \eta \vec{B}, \quad (10)$$

где W^*_{η} — матрица размерности $(7+k) \times g$ значений функций (2) распределения витков обмоток машины на совокупности g точек на полюсном делении;

$$\Delta \eta = \text{diag}(\Delta \eta_1, \dots, \Delta \eta_z)$$

— вектор, компоненты которого — угловые расстояния между соседними точками, умноженные на весовые коэффициенты согласно выбранной формуле численного интегрирования функций;

$$\vec{B} = \text{colon}(B_1, \dots, B_g)$$

— вектор, составленный из значений индукции в зазоре на g точках полюсного деления.

Уравнения магнитного равновесия элементов магнитопровода, составленные по первому и второму законам Кирхгофа для магнитных цепей, примем такими, как в [Л. 1—3,5]. Запишем их в векторно-матричной форме:

$$S \vec{B}_m - e c \Delta \eta \vec{B} - \frac{\lambda_{zf}}{2p_0} b_t W^*_{\eta} \vec{i} + \lambda_{zf} m \vec{F}_m = 0; \quad (11)$$

$$\vec{F}_z + \rho_\delta \vec{B} + c_t \vec{F}_m - \frac{1}{2p_0} W^*_{\eta} \vec{i} = 0, \quad (12)$$

где

$$S = \text{diag}(2S_a, S_f);$$

S_a, S_f — сечения железа ярма якоря и полюса;

$$\vec{B}_m = \text{colon}(B_a, B_f);$$

B_a, B_f — индукции в ярме якоря и полюсе;

$$\vec{F}_z = \text{colon}(F_{z1}, \dots, F_{zg})$$

— диагональная матрица, составленная из падений магнитных напряжений в зубцовой зоне в g точках полюсного деления; c — прямоугольная матрица размерности $2 \times g$, все элементы которой — единицы; b_t, c_t, W^*_{η} — матрицы, транспонированные по отношению к матрицам b, c, W^*_{η}

$$\rho_\delta = \text{diag}(\rho_{\delta 1}, \dots, \rho_{\delta g})$$

— диагональная матрица, составленная из значений удельных магнитных сопротивлений зазора, в g точках полюсного деления.

Продифференцируем уравнения (5), (10) — (12) по времени. При этом учтем, что компоненты векторов $\vec{F}_m, \vec{B}_m, \vec{F}_z$ и $\vec{B}$ связаны между собой кривыми намагничивания ярма якоря, полюса и зубцовой зоны, т. е.

$$F_a = F_a(B_a); \quad (13a)$$

$$F_f = F_f(B_f); \quad (13b)$$

$$F_{z\eta} = F_{z\eta}(B_{\eta}). \quad (13в)$$

Учтем также, что матрица W^*_{η} является функцией угла γ , а последний согласно (8) является функцией времени. После дифференцирования получим

$$p \vec{\psi} - e W W^*_{\eta} \Delta \eta \vec{B} p \gamma - L_z p \vec{i} + \lambda_{zf} W b R_m p \vec{B}_m - e W W^*_{\eta} \Delta \eta p \vec{B} = 0; \quad (14)$$

$$-\frac{\lambda_{zf}}{2p_0} b_t W^*_{\eta} p \vec{i} + (S + \lambda_{zf} M R_m) p \vec{B}_m - e c \Delta \eta p \vec{B} = 0; \quad (15)$$

$$-\frac{1}{2p_0} W^*_{\eta} \vec{i} p \gamma - \frac{1}{2p_0} W^*_{\eta} W p \vec{i} - c_t R_m p \vec{B}_m + (\rho_z + \rho_\delta) p \vec{B} = 0, \quad (16)$$

где W^*_{η} — производная от матрицы W^*_{η} по углу γ ; $W^*_{\eta t}$ — матрица, транспонированная по отношению к матрице W^*_{η} ;

$$R_m = \text{diag}(\rho_a, \rho_f);$$

$$\rho_z = \text{diag}(\rho_{z1}, \dots, \rho_{z1}, \dots, \rho_{zg})$$

— диагональные матрицы, элементы которых

$$\rho_a = \frac{dF_a}{dB_a}; \quad \rho_f = \frac{dF_f}{dB_f}; \quad \rho_{z1} = \frac{dF_{z1}}{dB_1}$$

— удельные дифференциальные магнитные сопротивления ярма якоря, полюса и зубцовой зоны в l -й точке, определяемые дифференцированием зависимостей (13).

Система уравнений (3), (4), (8), (14) — (16) описывает переходные процессы в ЯСМ с ДОС. Этой системе соответствует матрица коэффициентов порядка $g+2k+17$, в общем случае достаточно большого (так, при $g=18$ и $k=5$ он равен 45). С целью минимизации порядка обрабатываемой при численном интегрировании матрицы выполним над этой системой ряд преобразований с учетом ее структуры, после чего система дифференциальных уравнений принимает окончательный вид:

$$\begin{bmatrix} \Gamma \\ \Pi_t \end{bmatrix} (L_D + L_{\text{нВ}}) p \vec{i} = - \begin{bmatrix} \Gamma \\ 0 \end{bmatrix} (\vec{X} \omega + (R + R_{\text{нВ}}) \vec{i} - \vec{u}); \quad (17)$$

$$p \vec{B}_m = - z_{33}^{-1} \vec{z}_{21} \omega + z_{33}^{-1} z_{22} p \vec{i}; \quad (18)$$

$$p \vec{B} = a_{34}^{-1} \vec{a}_{31} \omega + a_{34}^{-1} a_{32} p \vec{i} - a_{34} a_{33} p \vec{B}_m, \quad (19)$$

где

$$L_D = L_\sigma + a_{14} a_{34} a_{32} - z_{13} z_{33} z_{22} \quad (20)$$

— матрица дифференциальных индуктивностей вет-

вей и контуров машины;

$$\vec{X} = z_{11} + z_{13} z_{33}^{-1} z_{21} \quad (21)$$

— вектор-столбец коэффициентов э. д. с. вращения ветвей и контуров машины;

$$z_{11} = a_{11} + a_{14} a_{34}^{-1} a_{31}; \quad z_{13} = a_{13} + a_{14} a_{34}^{-1} a_{33};$$

$$z_{21} = a_{23} a_{34}^{-1} a_{31}; \quad z_{22} = a_{22} + a_{24} a_{34}^{-1} a_{32};$$

$$z_{33} = a_{23} + a_{24} a_{34}^{-1} a_{33}; \quad a_{11} = e W W_{\eta}^* \Delta \eta \vec{B};$$

$$a_{13} = \lambda_{of} W b R_m; \quad a_{14} = e W W_{\eta}^* \Delta \eta;$$

$$a_{22} = \frac{\lambda_{of}}{2 p_0} b_i W; \quad a_{23} = S + \lambda_{of} M R_m;$$

$$a_{24} = e c \Delta \eta; \quad \vec{a}_{31} = \frac{1}{2 p_0} W_{\eta}^* W \vec{i};$$

$$a_{32} = \frac{1}{2 p_0} W_{\eta}^* W; \quad a_{33} = c_i R_m; \quad a_{34} = p_z + p_{\delta}.$$

При численном интегрировании системы дифференциальных уравнений (17)–(19) необходимо на каждом подшаге определять векторы $\vec{p}_i$, $\vec{p}_{B_m}$ и $\vec{p}_{\vec{B}}$. Первый из них определяется при решении системы линейных относительно $\vec{p}_i$ уравнений, порядок которой равен числу контуров машины. Определение векторов $\vec{p}_{B_m}$ и $\vec{p}_{\vec{B}}$ при известном векторе $\vec{p}_i$ сведено к последовательности матричных операций, в числе которых обращение матриц a_{34} и z_{33} . Однако эта операция не требует больших затрат машинного времени, так как первая из этих матриц диагональная, а вторая имеет второй порядок.

В соответствии с изложенным алгоритмом составлена на языке ФОРТРАН-IV программа расчета переходных процессов ЯСМ с возбуждением от ДОС. Интегрирование дифференциальных уравнений осуществляется методом Рунге — Кутты четвертого порядка с постоянным шагом. Сравнение расчетных данных с экспериментальными показали удовлетворительную точность расчета, что свидетельствует об адекватности разработанной математической модели ЯСМ с возбуждением от ДОС.

На рис. 1 представлена осциллограмма процесса самовозбуждения синхронного генератора БМЗ-4,5/4-М1 ($P_n = 4,5$ кВ·А, $I_n = 10$ А, $u_n = 230$ В, $2p = 4$), снабженного дополнительной обмоткой на статоре, которая через тиристорный выпрямитель питает обмотку возбуждения. Сравнение расчетной осциллограммы с экспериментальной приведено на рис. 2.

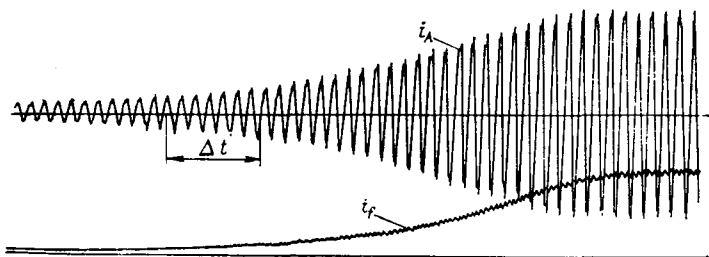
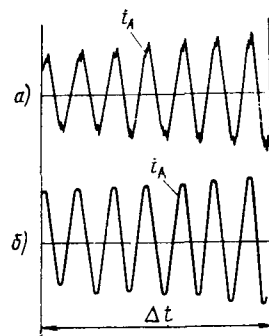


Рис. 1. Экспериментальная осциллограмма процесса самовозбуждения машины БМЗ-4,5/4-М1 с возбуждением от ДОС.

Рис. 2. Фрагмент осциллограмм, соответствующий отрезку времени Δt . а — эксперимент; б — расчет.



Выводы. 1. Учет насыщения при расчете переходных процессов в синхронных машинах с самовозбуждением от дополнительной обмотки статора является необходимым, так как нелинейность характеристик намагничивания участков магнитной цепи не только количественно влияет на протекание процесса в машине, но и определяет качественную сторону явлений.

2. Расчет на ЦВМ переходных процессов в ЯСМ с самовозбуждением от дополнительной обмотки статора можно выполнять с использованием предложенной математической модели, учитывающей все определяющие факторы, в том числе насыщение элементов магнитной цепи машины.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фильц Р. В., Глухивский Л. И. Основные положения магнитно-нелинейной теории явнополюсных синхронных машин. — Электричество, 1970, № 6.
2. Фильц Р. В., Глухивский Л. И. Основы магнитно-нелинейной теории обобщенной явнополюсной синхронной машины в фазных координатах. — Изв. вузов. Электромеханика, 1973, № 1.
3. Фильц Р. В., Глухивский Л. И., Лябук Н. Н. Расчет характеристик и процессов насыщенной ЯСМ. — Электричество, 1977, № 2.
4. Дижур Д. П. Метод моделирования на ЦВМ вентилярных преобразовательных схем. — Тр. НИИПТ. 1970, вып. 16.
5. Глухивский Л. И., Малай В. С., Яковчук Б. В. Расчет э. д. с. в дополнительной обмотке статора ЯСМ. — Электротехника, 1980, № 5.

[31.01.81]

Об избирательной поражаемости молнией поверхности земли и воздушных линий

АЛИЗАДЕ А. А., БЕЙДУЛЛАЕВ М. А., ВЕЛИЕВ Х. А.,

ЮРИКОВ П. А.

Исследования избирательной поражаемости молнией отдельных участков трасс ВЛ и поверхности земли приводят к противоречивым результатам.

Одни авторы представляют удары молний случайным явлением [Л. 1 и 2]. Так, в [Л. 1] на основании исследований в горном районе сделан вывод о том, что удары молний возможны в любую точку земли. При этом отмечается, что пути прохождения нисходящих разрядов молний определяются весьма нерегулярным и изменяющимся распределением пространственных электрических зарядов в грозовой атмосфере. Указанное распределение зависит от орографии местности и направления ветра, а пространственный заряд является причиной проникновения многих нисходящих разрядов молний глубоко в долины между очень высокими горами.

Другие исследователи считают, что поражаемость молнией отдельных участков ВЛ и поверхности земли имеет детерминированный характер [Л. 3—5]. Однако здесь высказываются различные мнения о причинах избирательной поражаемости.

Часть авторов утверждает, что главное влияние на поражаемость оказывает проводимость воздуха и радиоактивность земли. Например, в [Л. 3] методами радиометрии и радиоразведки установлено, что на участках, пораженных молнией, радиоактивность выше, чем на соседних. Исходя из этого сделан вывод, что единственной причиной, которая может влиять на место удара молнии, является радиоактивное излучение, возникающее вследствие распада радиоактивных руд. Однако при всех измерениях ионизация в таких местах лишь в 1,5—2 раза превысила нормальную.

В [Л. 6] показано, что ток, вызванный искусственной радиацией, составляет 10^{-6} А, в то время как ток коронного разряда стержневого молниеотвода при прохождении над ним грозового облака равен 10^{-1} А. Таким образом, искусственная радиация не может определить пути лидера в разряде молнии. Поэтому теории, объясняющие избирательность поражения повышенной ионизацией столба воздуха, вызванной земной радиацией и космическими лучами, быстро теряют сторонников. Другая часть исследователей (например, [Л. 5]) считает, что главное влияние на поражаемость отдельных участков ВЛ и поверхности земли оказывает проводимость грунта.

На основании многолетних наблюдений (более 40 лет) за грозовой поражаемостью около одного миллиона объектов на территории Австралии уда-

лось выделить несколько гнезд молнии [Л. 5]. В основном эти участки сложены из горных пород, обладающих сильным пьезоэлектрическим эффектом; однако эти хорошо проводящие включения расположены на поверхности земли с плохопроводящим основанием. На основании экспериментов, проведенных на физических моделях в лабораторных условиях [Л. 7] удалось установить влияние проводимости грунта на место удара молнии.

Один из авторов данной статьи наблюдал удары молнии в ущелье при молниеотводах, установленных на его скалистых сторонах.

В отличие от [Л. 1] в [Л. 8—10] указывается на существование участков с разной интенсивностью грозопоражаемости на линиях электропередачи. К сожалению, большая часть этих исследований мало пригодна для решения проблемы избирательной грозопоражаемости отдельных участков поверхности земли и трасс линий электропередач. Дело в том, что авторы этих статей делают свои выводы только на основе проведенных измерений.

Результаты многолетних наблюдений в системах Мосэнерго и Азглавэнерго подтверждают, что избирательная поражаемость отдельных участков трасс линий электропередач имеет не случайный характер, а детерминированный. Например, в Воскресенском районе Коломенской электросети Мосэнерго имеются две линии, подключенные к одной трансформаторной подстанции и проходящие рядом. Однако ВЛ с одной стороны шоссеной дороги (линия 5) часто поражается молнией, а ВЛ с другой стороны шоссе (линия 33) вообще не поражается. Обе линии проходят через картофельное поле, территория — равнинная. Необходимо отметить, что эти линии настолько близки друг к другу, что по орографии местности не отличаются. Таким образом, вывод [Л. 1] о том, что путь лидера разряда молнии определяется пространственными зарядами, в данном случае себя не оправдывает.

Проверим влияние двух других факторов — радиоактивности и проводимости земли — на поражение молнией данного места.

Данные измерения радиоактивности почвы вдоль линий 5 и 33, проведенные с прибором типа СРП-68, приведены на рис. 1. Как видно из рисунка, изменение радиоактивности вдоль линий практически одинаково. Кроме того, на линии 5 поражаются отдельные опоры, тогда как, если считать причиной поражения радиоактивность, все опоры должны поражаться в равной степени,

Измерение удельного сопротивления земли вдоль указанных линий проводилось прибором АЭ-72 в середине пролета, на 20 м не доходя до опоры, у опоры и на 20 м от опоры.

Результат измерения удельного сопротивления поверхности земли вдоль линии 5 приведен на рис. 2 (сплошная линия). Удельное сопротивление земли, прилегающей к пораженной опоре 53, почти не отличается от значений для участков, прилегающих к соседним опорам. Другая опора, 43, поражалась; однако ни 44, ни 48 опоры не поражались, хотя у этих опор удельное сопротивление земли значительно меньше, чем у 43. У опоры 38 удельное сопротивление земли в два раза меньше, чем у опоры 37: тем не менее в обе опоры попадала молния. Таким образом, можно отметить, что рассмотренное локальное определение удельного сопротивления земли еще не дает связи между поражаемостью молнией и проводимостью земли. Результат измерения вдоль линии 33 показан на рис. 2 пунктиром. Как видно из этого рисунка, среднее значение удельного сопротивления земли вдоль линии 33 фидера незначительно отличается от удельного сопротивления земли вдоль линии 5. Отсюда можно сделать вывод, что знание удельного сопротивления лишь верхнего слоя земли не дает возможности установить связь между поражаемостью молнией и проводимостью верхнего слоя земли.

В этой связи возникла мысль определить структуру изменения электропроводности в сечении почвы вдоль поражаемой и непоражаемой трасс до определенной глубины. Как известно, по мере удаления токовых электродов при измерении удельного сопротивления земли в четырехэлектродных системах проникновение силовых линий в глубину земли увеличивается [Л. 12]. Произведя таким способом многочисленные измерения электропроводности для различных глубин земли, удалось получить условную структуру электропроводности вдоль трасс линий — электропрофиль. При этом выяснилось, что для определения поражаемости отдельных опор вдоль трассы достаточно опреде-

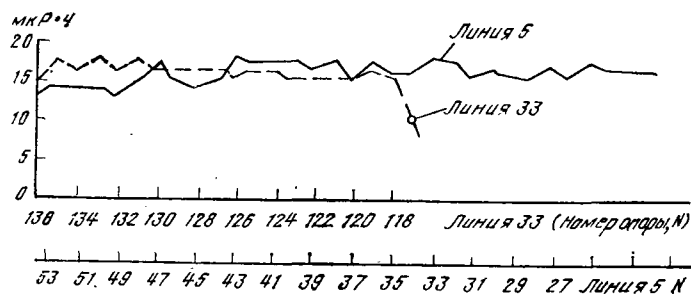


Рис. 1.

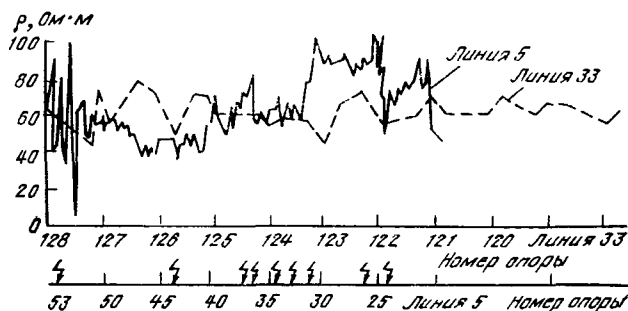


Рис. 2.

лить электропроводность грунта до глубины 25 м (см. рис. 3). На основе многолетних данных Мосэнерго для двух трасс линий 5 и 33 удалось найти взаимосвязь между характером электропрофиля почвы и поражением опор. Например, на рис. 3 видно, что вдоль поражаемой трассы имеется ряд проводящих каналов, которые непосредственно связывают поверхность земли с ее глубинными слоями. Опоры 27, 31, 33, 34, 36, 37, 38 и 53, которые имеют непосредственную связь с вертикально расположенными каналами, поражались. Там, где проходят горизонтальные малопроводящие каналы, не имеющие связи с более глубокими слоями земли, опоры не поражались.

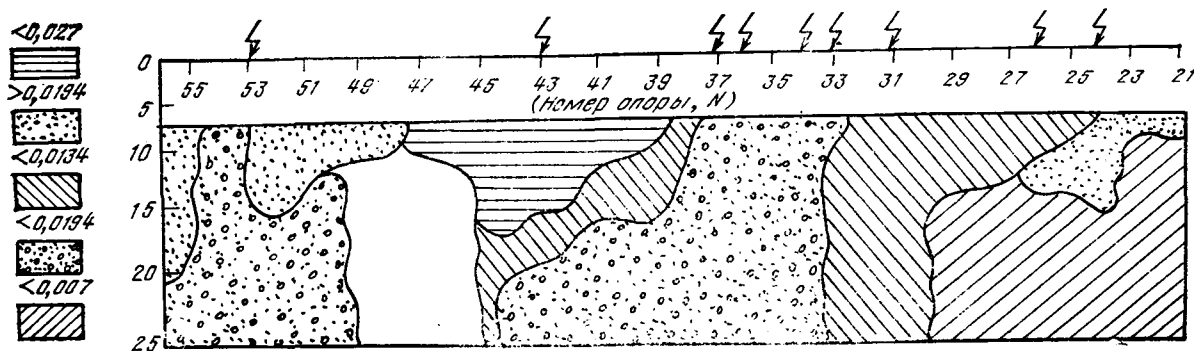


Рис. 3.

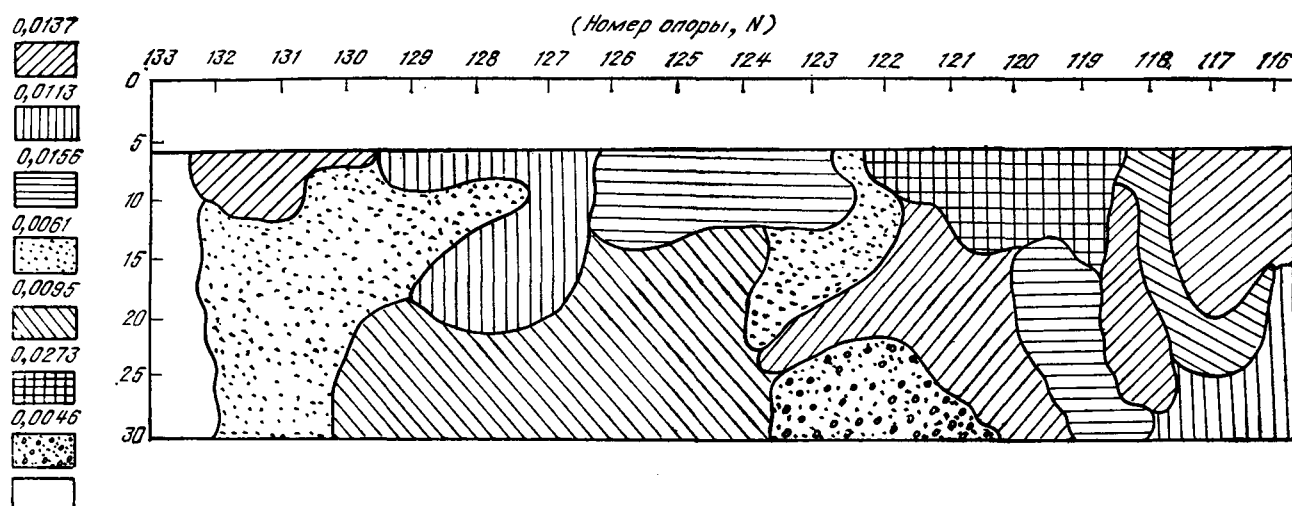


Рис. 4.

Для подтверждения указанной закономерности были сняты электропрофили вдоль непоражаемой трассы линии 33 (см. рис. 4). Как видно из рис. 4, структура расположения проводящих каналов вдоль этой трассы существенно отличается от структуры поражаемой линии 5: вдоль трассы 33 нет вертикально расположенных проводящих каналов.

В настоящее время опоры 47, 46, 35, 32, 30, 29, 28, которые находятся над вертикально расположенными проводящими каналами, снабжены металлическими спусками, с помощью которых можно защищать опоры от расщепления при поражении молнией. В связи с тем, что указанные опоры при ударе молнии не выходили из строя, нет данных о поражаемости молнией этих опор.

Таким образом, вероятность поражения опоры молнией можно связать с наличием глубоких проводящих каналов в почве под трассой ВЛ.

Действительно, вертикальные проводящие каналы создают условия (в момент развития лидера с облака на землю) для быстрого скопления зарядов в определенных местах у поверхности земли, что приводит к возрастанию напряженности электрического поля и появлению встречных стриммеров, которые в дальнейшем развиваются в молнии.

Для проверки сделанных выводов были определены электропрофили и на других трассах энергосистемы. Результаты исследования подтвердили предположения о том, что поражаемость опор связана с наличием вертикальных проводящих кана-

лов в электропрофиле грунта для данной трассы.

Таким образом, зная расположение отдельных проводящих каналов в грунте, можно предсказать поражаемость наземных объектов, в частности, отдельных опор на трассе ВЛ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Berger K. Novel observations on lightning discharges results of research on maunt San — Salvatore. — Journal of the Franklin Institute, 1967, vol. 283, p. 478—525.
2. Baatz H. Überspannungen in Energieversorgungsanlagen. — Springer Verlag, 1956.
3. Богоявленский Л. Н. О влиянии геофизических факторов на поражаемость местности молний. — Электричество, 1931, № 5.
4. Стекольников И. С., Яворский В. В. Современные воззрения на явления грозового разряда. — Электричество, 1935, № 8.
5. Fritsch V. Der Nachweis und die geoelektrische Untersuchung eines Blitznestes. — Beitrage zur Gephysik, 1962, Bd 71, № 5.
6. Чалмерс Дж. А. Атмосферное электричество. — Л.: Гидрометеиздат, 1974.
7. Базелян Э. М. Выбор точки удара разряда молнии. — Электричество, 1974, № 10.
8. Бургсдорф В. В. Горные грозы и их особенности. — Электричество, 1939, № 1.
9. Афонский П. И. Поражаемость молнией линии 110 кВ. — Электрические станции, 1969, № 7.
10. Домашенко В. Г., Дульзон А. А., Сараев В. А. Избирательная грозопоражаемость линий электропередачи. — Электричество, 1976, № 6.
11. Коструба С. И. Измерения электрических параметров земли и заземляющих устройств. — М.: Энергия, 1972.

[24.10.80]

Расчет внешнего магнитного поля сухих трансформаторов

ВАСЮТИНСКИЙ С. Б., АНДРЕЕВА Е. Ю., СОРОКИН В. А., СТЕПАНОВА И. П.

Ленинградский политехнический институт

Сухие двух- и n -обмоточные трансформаторы, работающие под нагрузкой, создают вокруг себя внешнее магнитное поле (в. м. п.), которое может отрицательно влиять на аппаратуру, расположенную сравнительно недалеко от трансформаторов. Для разработки мер по уменьшению в. м. п. необходимо рассчитать это поле.

При работе трансформатора под нагрузкой по первичной обмотке протекает ток возбуждения и нагрузочная составляющая первичного тока, а по вторичным обмоткам — токи нагрузки. Все эти токи создают в. м. п. Так как любая трубка внешнего магнитного потока большую часть своего пути проходит по воздуху, то можно независимо от насыщения магнитопровода пользоваться методом наложения. При этом отдельно определяется в. м. п. тока возбуждения (включая и в. м. п. от магнитопровода) и от токов нагрузки (в первичной и во всех вторичных обмотках).

Расчет в. м. п. от тока возбуждения рассмотрен в [Л. 1]. В данной статье рассматриваются расчеты в. м. п. от токов нагрузки и результирующего поля от всего трансформатора.

При расчете в. м. п. от токов нагрузки необходимо учесть влияние на поле ферромагнитного магнитопровода. Так как сумма м. д. с. токов нагрузки равна нулю и не может создать магнитного потока, целиком замыкающегося по магнитопроводу, будем считать стержни магнитопровода разомкнутыми и длину их равной полной высоте магнитопровода. Таким образом, для расчета в. м. п. от токов нагрузки необходимо решить задачу определения индукции поля обмотки обтекаемой током и насаженной на разомкнутый ферромагнитный стержень конечной длины. Такая задача в настоящее время не имеет аналитического решения и решается здесь приближенно.

Если обмотку, обтекаемую током, насадить на разомкнутый стержень, то при прежнем значении тока индукция магнитного поля, создаваемого обмоткой, увеличится. Степень увеличения индукции поля тем больше, чем ближе обмотка расположена к стержню. Положим, что индукция в. м. п. в любой точке пространства возрастает из-за насадки обмотки на стержень в той же мере, как полное потокоцепление с обмоткой, т. е. как ее индуктивность. Такое предположение, строго говоря, справедливо только для уединенной обмотки, насаженной на стержень. Для обмотки трансформатора такое предположение не является точным, но погрешность лежит в пределах допуска при вычислении в. м. п. Обозначим через $k_c = L_c/L_0$, где L_c и L_0 — индуктивности обмотки при наличии и отсутствии ферромагнитного стержня.

Возрастание в. м. п. обмотки из-за насадки ее на стержень происходит потому, что увеличивает магнитная проводимость для потока, создаваемого обмоткой. При расчете в. м. п. можно принять, что проводимость для магнитного потока

осталась прежней, но возросла м. д. с. обмотки в k_c раз, т. е. стала равной

$$F_c = k_c F_{об}, \quad (1)$$

где $F_{об} = i\omega$ — действительная м. д. с. тока обмотки.

Таким образом, если найти коэффициент k_c , то можно определить в. м. п. обмотки, насаженной на стержень, по известным формулам для расчета поля обмотки в воздухе (без стержня).

Индукцию в. м. п. обмотки в воздухе можно найти по [Л. 2] с помощью эллиптических интегралов I, II и III рода или приближенно по [Л. 3], рассматривая обмотку как диполь. В последнем случае скалярный магнитный потенциал в любой точке пространства от i -й обмотки

$$\varphi_{об i} = \frac{SF_{ci}z}{4\pi(\rho^2 + z^2)^{3/2}}, \quad (2)$$

где S , z и ρ понятны из рис. 1.

Формула (2) дает правильный результат для точек, удаленных от обмотки на 4—5 ее диаметров.

Коэффициент k_c в формуле (1) зависит от магнитной проницаемости материала стержня, от диаметров стержня и обмотки, толщины обмотки и симметрии ее расположения на стержне. Этот коэффициент может быть найден по формуле [Л. 4 и 5]:

$$k_c = \frac{\mu_{тц}}{\mu_0} A_1 A_2 A_3. \quad (3)$$

Магнитная проницаемость ферромагнитного разомкнутого стержня, на который насажена обмотка с током, неодинакова по его длине и не равна магнитной проницаемости материала μ стержня. Магнитная проницаемость в середине длины стержня

$$\mu_{тц} = \frac{\mu}{1 + 0,765(1 - k)(\mu/\mu_0 - 1)}, \quad (4)$$

где

$$k = 1 - \frac{1}{\gamma^2} \left(1 - \frac{1 - \gamma^2}{2\gamma} \ln \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \right); \quad \gamma = \sqrt{1 - (d_c/l_{c1})^2};$$

d_c — диаметр стержня; l_{c1} — длина стержня, равная высоте магнитопровода.

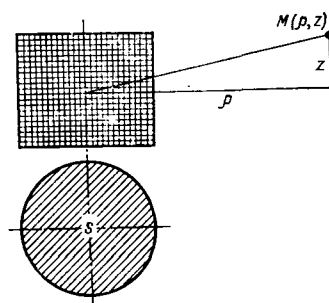


Рис. 1. К определению индукции в. м. п. катушки в воздухе.

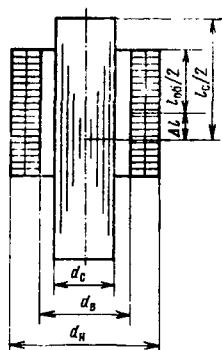


Рис. 2. К определению индуктивности обмотки, насаженной на ферромагнитный стержень.

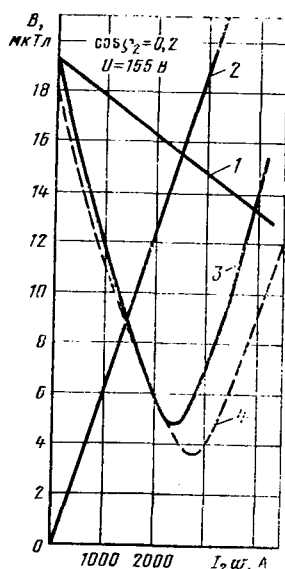


Рис. 3. Зависимость первой гармоники индукции в. м. п. двухобмоточного трансформатора от м. д. с. вторичного тока.
1 — индукция в. м. п. магнитопровода и намагничивающих токов; 2 — то же от токов нагрузки; 3 — то же от всего трансформатора; 4 — экспериментальная кривая.

Коэффициенты A_1 , A_2 и A_3 в формуле (3) имеют следующие значения:

$$A_1 = 1 - 0,255 \left(\frac{l_{06}}{l_{c1}^2} + 12 \frac{\Delta l}{l_{c1}^2} \right), \quad (5)$$

где l_{06} — длина обмотки и Δl — смещение обмотки от середины стержня (рис. 2);

$$A_2 = \frac{2d_c}{d_n \sqrt{d_b} + d_b \sqrt{d_n}}, \quad (6)$$

где d_n и d_b — наружный и внутренний диаметры обмотки (рис. 2);

$$A_3 = \begin{cases} 0,1 + 1,6 \frac{l_{06}}{l_{c1}} & \text{при } l_{06}/l_{c1} \leq 0,1; \\ 0,25 + 0,625 \frac{l_{06}}{l_{c1}} & \text{при } l_{06}/l_{c1} > 0,1. \end{cases} \quad (7)$$

Определив по (2) с учетом (3)–(7) потенциал в. м. п. от токов нагрузки всех обмоток и по [Л. 1] потенциал от тока возбуждения, можно найти суммарный магнитный потенциал в. м. п. всего трансформатора:

$$\varphi_{\text{тр}} = \sum_{i=1}^{3n} \varphi_{06i} + \sum_{j=1}^3 (\varphi_{cj} + \varphi_{nmj}), \quad (8)$$

где n — число обмоток стержня; φ_{cj} и φ_{nmj} — потенциалы в. м. п. от j -го стержня магнитопровода и намагничивающего тока.

По изложенной методике можно рассчитать в. м. п. для симметричных и несимметричных, синусоидальных и несинусоидальных токов в обмотках и потоков в стержнях магнитопровода. Расчет можно вести либо для мгновенных значений токов с последующим разложением кривых потенциала или индукции в. м. п. в гармонический ряд, либо для действующих значений отдельных гармоник токов и потоков стержней с последующим

геометрическим суммированием одинаковых гармоник потенциала или индукции в. м. п. от разных токов.

На рис. 3 приведены рассчитанные на ЭВМ зависимости первой гармоники индукции в. м. п. двухобмоточного трансформатора от м. д. с. вторичного тока (индуктивного) при $\cos \varphi_2 = 0,2$. По мере роста м. д. с. $I_2 \omega$ тока нагрузки индукция в. м. п. B_{c1} от магнитопровода и токов возбуждения при индуктивном характере нагрузки падает из-за уменьшения индукции в магнитопроводе. Индукция в. м. п. от токов нагрузки B_{06} линейно растет. Зависимость результирующей индукции B_1 имеет U-образный характер. Это объясняется тем, что при индуктивном характере нагрузки индукция в. м. п. от тока возбуждения и от токов нагрузки находятся почти в противофазе. Левее точки минимума результирующей кривой превалирует индукция в. м. п. от тока возбуждения, а правее — от токов нагрузки.

При номинальной м. д. с. вторичной обмотки исследуемого трансформатора (4000 А) индукция в. м. п. трансформатора была несколько ниже, чем при холостом ходе. При увеличении тока нагрузки до тока к. з. значение B_{c1} упадет практически до нуля, а индукция B_{06} возрастет выше значения при номинальном токе во столько, во сколько ток к. з. больше номинального. Экспериментальная кривая показана на рис. 3 прерывистой линией. Расчет и эксперимент проведены для точки с координатами $x=1$ м, $y=z=0$.

На рис. 4 приведены расчетные кривые зависимости первой гармоники индукции в. м. п. двухобмоточного трансформатора в точке с координатами $x=1$ м, $y=z=0$ при различных коэффициентах мощности вторичного тока. Кривые, проведенные сплошными линиями, относятся к случаю, когда первичная обмотка является внутренней, а прерывистыми линиями — когда наружной. Различные зависимости легко объяснить с помощью рис. 5.

На рис. 5, а показана диаграмма токов при индуктивном характере нагрузки ($\cos \varphi_2 = 0,2$). Из диаграммы видно, что индуктивные составляющие намагничивающего тока и нагрузочной составляющей первичного тока находятся в фазе, а индуктивная составляющая вторичного тока — в противофазе. На рис. 5, б на продольных сечениях обмоток крестиками и точками показаны направления намагничивающего тока (в верхних частях сечений) и токов нагрузки (под ними). Пользуясь правилом буравчика, проведены магнитные силовые линии, из которых видно, что в точке А на оси x индукции в. м. п. от тока возбуждения и токов нагрузки направлены встречно, поэтому результирующая индукция в. м. п. равна их разности (сплошная кривая с $\cos \varphi = 0,2$ на рис. 4).

Если первичная обмотка станет наружной, то поменяются друг с другом токораспределения в сечениях обмоток на рис. 5, б. При этом изменится на обратное направление индукции в. м. п. в точке А от нагрузочных токов и будет совпадать с направлением индукции в. м. п. от намагничивающего тока. Этому случаю соответствует пунктирная кривая с $\cos \varphi_2 = 0,2$ на рис. 4.

Аналогично можно объяснить характер зависимости $B_1=f(I_2\omega)$ при других коэффициентах мощности.

В многообмоточных ($n \geq 3$) трансформаторах зависимость индукции в. м. п. от токов нагрузки может быть найдена аналогично двухобмоточному трансформатору. Разница состоит лишь в том, что в. м. п. от нагрузочных составляющих токов создается здесь не двумя, а n обмотками каждого стержня.

Следует отметить, что скорость затухания составляющей индукции в. м. п. от токов нагрузки по мере удаления от трансформатора зависит от типа обмоток трансформатора: концентрические или чередующиеся. В последнем случае затухание происходит быстрее. Это объясняется тем, что при концентрическом расположении все обмотки одного стержня на значительном расстоянии от трансформатора могут рассматриваться как один эквивалентный диполь, расположенный на оси стержня. При чередующихся же обмотках диполи, заменяющие отдельные обмотки одного стержня, будут смещены по высоте, образуя мультиполь, поле которого затухает быстрее, чем у диполя.

Остановимся еще на опытах косвенного определения в. м. п. трансформатора, работающего под нагрузкой. Этот вопрос возникает потому, что непосредственное (прямое) экспериментальное определение в. м. п. встречает иногда значительные трудности, особенно у многообмоточных трансформаторов большой номинальной мощности.

Положим сначала, что все токи и потоки синусоидальны. Как уже отмечалось, в. м. п. двухобмоточного трансформатора создается намагничивающим током и равными по величине, но находящимися в противофазе токами нагрузки первичной и вторичной обмоток. Индукция в. м. п. от тока возбуждения трансформатора B_{c1} с достаточной точностью может быть определена из

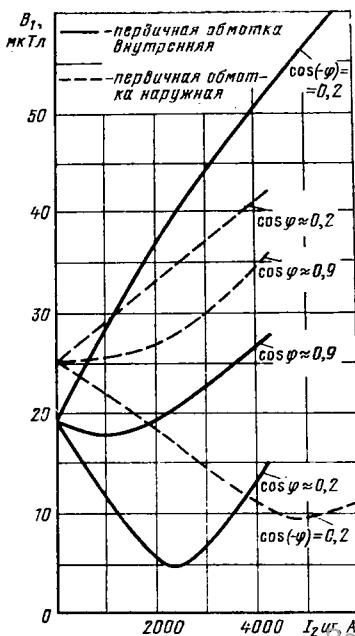


Рис. 4. Зависимость индукции в. м. п. двухобмоточного трансформатора от м. д. с. вторичного тока при различных коэффициентах

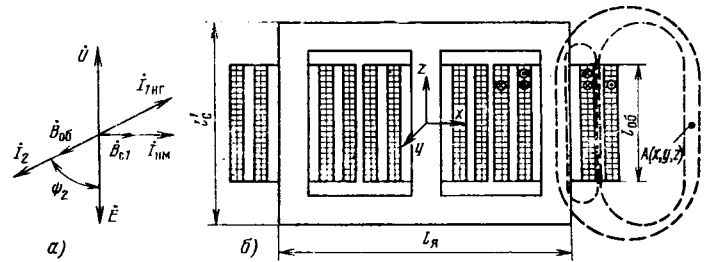


Рис. 5. Векторная диаграмма при индуктивном характере нагрузки, когда первичная обмотка является внутренней, и схема внешних магнитных потоков.

опыта холостого хода, а индукция от токов нагрузки $B_{об}$ — из опытов к. з. Вектор индукции B_{c1} совпадает по фазе с вектором намагничивающего тока $I_{нм}$ (рис. 5, а), а вектор $B_{об}$ — с токами I_2 или $I_{1нг}$ в зависимости от того, является ли первичная обмотка внутренней или внешней.

Таким образом, для составляющих индукции в. м. п. по оси x можно написать:

$$\dot{B}_{1(x)} = \dot{B}_{c1(x)} + \dot{B}_{об(x)} \approx \dot{B}_0(x) + k\dot{B}_k(x), \quad (9)$$

где $\dot{B}_{1(x)}$ — составляющая первой гармоники индукции в. м. п. от всего трансформатора; $\dot{B}_{c1(x)}$ и $\dot{B}_{об(x)}$ — от намагничивающих токов и токов нагрузки всех обмоток; $\dot{B}_0(x)$ и $\dot{B}_k(x)$ — то же из опытов х. х. и к. з.; k — коэффициент нагрузки. Точки над символами в (9) указывают, что это комплексные величины. Аналогично можно найти составляющие индукции по осям y и z .

Результирующее значение первой гармоники индукции в. м. п.

$$B_1 = \sqrt{B_{1(x)}^2 + B_{1(y)}^2 + B_{1(z)}^2}. \quad (10)$$

Сложение составляющих индукции в (9) можно производить графически, путем построения векторной диаграммы, аналогично рис. 5, а. Если магнитный поток стержня и намагничивающий ток содержат третьи гармоники, то можно во время опыта холостого хода селективным вольтметром измерить первую и третью гармоники индукции в. м. п.

Результирующее значение третьей гармоники индукции

$$B_3 = \sqrt{B_{3(x)}^2 + B_{3(y)}^2 + B_{3(z)}^2}, \quad (11)$$

где $B_{3(x)}$, $B_{3(y)}$ и $B_{3(z)}$ — составляющие третьей гармоники индукции в. м. п. по осям x , y и z .

Действующее значение индукции в. м. п.

$$B = \sqrt{B_1^2 + B_3^2}. \quad (12)$$

Для определения косвенным образом индукции в. м. п. трехобмоточного трансформатора, работающего под нагрузкой при любых коэффициентах мощности, нужно произвести опыт х. х. и два опыта к. з. для пар обмоток 1—2 и 1—3 при разомкнутой третьей обмотке. Тогда составляющая индукции в. м. п. по оси x :

$$\dot{B}_{1(x)} = \dot{B}_{c1(x)} + k_2\dot{B}_{k12(x)} + k_3\dot{B}_{k13(x)}, \quad (13)$$

где $k_2 = I_2/I_n$ и $k_3 = I_3/I_n$; $B_{k12(x)}$, $B_{k13(x)}$ — составляющие по оси x индукции в. м. п. в опытах к. з. обмоток 1—2 и 1—3. Аналогично можно определить составляющие индукции в. м. п. по осям y и z . Результирующие значения первой и третьей гармоник индукции в. м. п., а также действующие значения вычисляются по формулам (10), (11), (12).

Формулу (13) можно пояснить следующим образом. Во время опыта к. з. обмоток 1—2 при номинальном приведенном токе по первичной обмотке протекает нагрузочная составляющая тока $I'_{нг} = -I_{2н}$. Аналогично, при опыте к. з. обмоток 1—3 при номинальном приведенном токе $I_{2н}$ по первичной обмотке будет протекать нагрузочная составляющая тока $I'_{нг} = -I_{2н}$. При наложении результатов двух опытов к. з. с учетом реальной нагрузки вторичных обмоток и угла сдвига между ними в трехобмоточном трансформаторе получим:

$$I_{нг} = I'_{нг} + I''_{нг} = k_2 I_{2н} + k_3 I_{3н},$$

т. е. действительный ток нагрузки первичной обмотки трехобмоточного трансформатора. Таким образом, наложение двух опытов к. з. между парами обмоток может дать те же токи во всех обмотках трехобмоточного трансформатора, рабо-

тающего под нагрузкой в трехобмоточном режиме. Поэтому и суммарная индукция внешнего магнитного поля, полученная в результате геометрического сложения индукции в. м. п. в опытах х. х. и двух опытов к. з., будет такой же, как и трехобмоточного трансформатора, работающего под нагрузкой. Изложенный метод можно распространить на многообмоточные трансформаторы с числом обмоток $n > 3$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васютинский С. Б., Красильников А. Д. Расчет внешнего магнитного поля компаундирующих трансформаторов для синхронных машин. — Тр. ЛПИ, 1979, № 367, с. 40—45.
2. Foelsch K. Magnet feld und Induktivität einer zylindrischen Spule. — Archiv für Elektrotechnik, 1936, Bd 30, H. 3, S. 139—157.
3. Лурье А. Г. Специальные вопросы теоретической электротехники. — Л.: Изд. ЛПИ, 1941.
4. Мизюк Л. Я. Входные преобразователи для измерения напряженности низкочастотных магнитных полей. — Киев.: Наукова думка, 1964. — 168 с.
5. Мизюк Л. Я., Ничога В. А. Электрические параметры индукционных низкочастотных магнитоприемников с ферромагнитными сердечниками. — Географическое приборостроение (сб. статей), — Л.: Недра, 1964, вып. 20.
6. Vasutinski S. B., Sorokin V. A. An approximate method for calculating the external magnetic field of small transformers. — In: International Symposium on Electrodynamics, Forces and Losses in Transformers. — Lodz (Poland), 1979, p. 393—403.

[18.04.80]

УДК 621.315.623:620.174

Определение механической прочности фарфоровых изоляторов по характеристикам акустической эмиссии

АРОНШТАМ Ю. Л., канд. техн. наук, КАРПОВА Г. И., ПОДОЛЬСКАЯ Г. В.,
ФРЕЙЕРОВ В. О., ХАРИН А. С., инженеры
ВНИИЭ, НПО «Электрокерамика»

Задача повышения надежности фарфоровых опорно-стержневых изоляторов весьма актуальна. Ее решение связано с рассмотрением комплекса вопросов, одним из которых является совершенствование методов испытаний, в частности, приемочных испытаний. Каждый изолятор в процессе испытаний подвергается воздействию механических нагрузок определенного вида и уровня [Л. 1]. Если при этом не произошло поломки изолятора, не появились на его поверхности трещины и не было слышно потрескивания, свидетельствующего об образовании внутренних дефектов, то он считается пригодным к эксплуатации. Естественно, что такие испытания не позволяют получить информацию о прочности изделия, которая может быть использована при решении ряда задач, например, при расчете срока службы изоляторов [Л. 2].

Настоящая статья посвящена изучению возможности определения изгибной прочности фарфоровых изоляторов методом акустической эмиссии (АЭ) без их разрушения в процессе стандартных приемосдаточных испытаний. Известно, что прогнозирование прочности некоторых материалов без их разрушения, в частности стеклопластиков, производится с помощью метода акустической эмиссии [Л. 3]. В настоящей статье рассматривается возможность применения метода АЭ для прогнозирования прочности фарфора. С этой целью изучались зависимости параметров АЭ от изгибающей нагрузки, приложенной к образцам фарфора, а также опорно-стержневым фарфоровым изоляторам, исследовалась связь между напряжениями, соответствующими характерным точкам упомянутых зависимостей и разрушающими напряжениями.

В основе метода АЭ лежит физическое явление, которое описано в [Л. 4]. При механических нагружениях в материале генерируются импульсные акустические колебания (акусти-

ческая эмиссия), которые регистрируются пьезодатчиком. Анализ импульсов акустической эмиссии позволяет судить о величине и скорости роста дефектов или же оценить прочность материала [Л. 3].

Возможность определения прочности на изгиб фарфора методом АЭ проверялась при испытании образцов размером $10 \times 20 \times 200$ мм и опорно-стержневых фарфоровых изоляторов КО-110-1250 и ИОС-100. Всего было испытано 100 образцов и 68 изоляторов. Образцы закреплялись консольно в зажиме нагрузочного приспособления. Между поверхностью фарфора и деталями зажима устанавливались фторопластовые прокладки, выполняющие роль акустических сопротивлений и предохраняющие фарфор от разрушения при сжатии. Изгиб производился с помощью гидравлического пресса. Нагрузка, контролируемая по динамометру, увеличивалась равномерно вплоть до разрушения со скоростью 4 Н/с.

Испытания изоляторов производились на машине ГМС-50 по методике [Л. 1]. Контроль деформаций на захвате машины осуществлялся с помощью тензодатчиков. Результаты измерений регистрировались на ленте потенциометра КСП-4, затем по этим данным рассчитывались напряжения и усилия, прикладываемые к изоляторам.

Для регистрации импульсов акустической эмиссии применялась аппаратура [Л. 5], структурная схема которой приведена на рис. 1. Резонансный пьезодатчик 1 с частотой 60 кГц с помощью резиновой манжеты был укреплен на наружной поверхности ребра изолятора вблизи арматуры. При опытах на образцах тот же датчик устанавливался на его поверхности в месте крепления. Акустические импульсы, возникающие в испытуемом образце при его нагружении, преобразуются с помощью пьезодатчика в радиоимпульсы, кото-

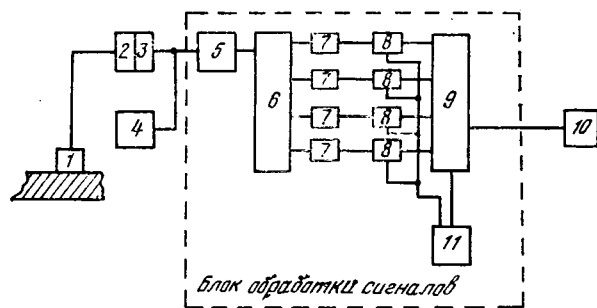


Рис. 1. Структурная схема устройства регистрации импульсов.

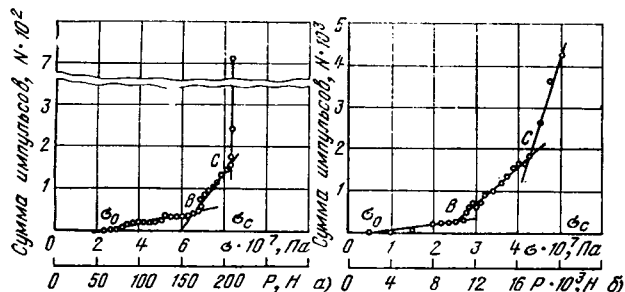


Рис. 2. Зависимость суммы импульсов АЭ от напряжения при изгибе образца фарфора (а) и изолятора (б).

рые поступают далее на усилитель 2 и полосовой фильтр 3, подавляющий низкочастотные помехи. Усиленный сигнал контролируется осциллографом 4, поступает на блок обработки сигнала 5 и через детектор 6 идет на анализатор амплитуд 6, представляющий собой девять каналов сравнения сигнала с опорными уровнями. Периодическая информация из счетчиков 7 всех девяти каналов одновременно записывается в регистры 8, а затем поочередно через коммутатор 9 подается на цифровую печатающую машину 10. Управляет коммутатором генератор тактовых импульсов 11.

Приведем результаты опытов. Зависимость суммы акустических импульсов от напряжения для образцов, испытанных на изгиб, показана на рис. 2,а. На этом графике в большинстве случаев удается выделить две характерные точки В и С. При напряжениях, меньших значений, соответствующих точке С, скорость нарастания импульсов АЭ существенно ниже, чем при более высоких напряжениях. В период времени, характеризуемый изменением напряжения от нуля и до значения σ_c , каких-либо видимых повреждений фарфора не наблюдалось. При дальнейшем увеличении напряжения происходил практически «мгновенный» излом образца. В этом промежутке времени излучалась большая часть акустических импульсов.

Рассмотрим график $N=\varphi(\sigma)$ на участке от $\sigma=0$ до $\sigma=\sigma_c$. Определим напряжения, соответствующие точке излома В. С этой целью экспериментальные данные представим в виде двух прямых (σ_0 , В и В, С). С помощью метода наименьших квадратов найдем параметры уравнений этих прямых, а затем — координату точки их пересечения. Далее оценим связь между значениями напряжений, соответствующих точкам пересечения прямых, и значениями разрушающих напряжений для всей совокупности испытанных образцов. Коэффициенты корреляции для этой зависимости указаны в таблице. Там же приведены значения вероятности Р, с которой отвергается гипотеза об отсутствии связи между рассматриваемыми величинами.

Тип изолятора	ρ	P	R	σ_0 , МПа
образцы неглазурованные	0,81	0,999	1,08	27
образцы глазурированные	0,76	0,999	0,92	28
изоляторы КО-110-1250	0,81	0,999	1,17	14
изоляторы ИОС-100	0,85	0,99	0,9	10

Данные таблицы показывают, что связь между напряжениями, соответствующими точке В на графике $N=\varphi(\sigma)$, и значениями разрушающих напряжений может быть представлена в виде линейной зависимости:

$$\sigma_p = R\sigma_B + \sigma_0. \quad (1)$$

Значения R и σ_0 , найденные методом наименьших квадратов, указаны в таблице.

Полученный результат может быть применен при оценке прочности фарфора без его разрушения. Для этого необходимо провести калибровочные испытания партии образцов, определить коэффициенты приведенной зависимости, а затем найти предельные значения напряжений, не разрушая материал, а лишь определяя напряжения в точке излома графика $N=\varphi(\sigma)$.

Весьма удобно результаты испытаний представлять в виде зависимости интенсивности АЭ от напряжения (см. рис. 3). Здесь интенсивность АЭ подсчитывается как число импульсов, зарегистрированных в интервале времени, соответствующем изменению нагрузки на 5 МПа. Графики построены для двух образцов. Различие кривых, вероятно, может быть объяснено структурной неоднородностью исследуемых объектов, которая оказывает существенное влияние на параметры АЭ. Аналогичный характер исследуемые зависимости имеют и у остальных испытанных образцов. Как видно, интенсивность АЭ существенно зависит от напряжения, возникающего в теле фарфора. Выделим две зоны на кривой, соответствующие существенно различным по величине интенсивностям. Примерная граница между ними обозначена на рис. 3 точкой В. Определим напряжения, соответствующие этой точке. Воспользуемся приемом [Л. 3]. Из всех построенных кривых выберем две, характеризующие максимум и минимум интенсивности левее точки В (рис. 3), и определим соответствующие значения этих величин A_{max} и A_{min} . Проведем прямую, параллельную оси абсцисс и отстоящую от нее на расстоянии, равном $A_{max} + A_{min}$. Далее, из графика найдем напряжение, соответствующее точке В пересечения этой прямой с восходящей ветвью кривой. Определив значения этих напряжений для всех образцов, установим связь между ними и разрушающими напряжениями. Коэффициент корреляции для этого случая равен 0,72. Доверительные границы 0,51—0,85 (при $P=95\%$).

Таким образом, можно говорить о линейной зависимости между рассматриваемыми величинами. В связи с этим все изложенное выше при анализе зависимости сумм акустических импульсов от нагрузки справедливо и для данного случая.

Полученные на образцах закономерности проверялись при испытании фарфоровых опорно-стержневых изоляторов. При обработке и анализе результатов учитывались некоторые дополнительные факторы, обусловленные отличием формы и размеров исследуемых объектов. Сложная конфигурация изоляторов и их большие размеры (в сравнении с образцами) вызывают многократные отражения сигналов АЭ от поверхности. Поэтому сумма импульсов, регистрируемая при испытаниях изоляторов, была существенно большей, чем при исследовании образцов. В связи с этим при анализе результатов учитывались не абсолютные значения сумм импульсов АЭ в зависимости от нагрузки, а их отношения.

В отличие от образцов в изоляторах источниками акустической эмиссии могут быть развивающиеся дефекты не только в фарфоре, но и в цементе и металлических фланцах. Анализ проводился по интегральным характеристикам АЭ. Такой прием возможен, поскольку представляет интерес изменение не абсолютных характеристик параметров АЭ. Например, важно было знать, при каких напряжениях произойдет излом графика суммы импульсов АЭ от нагрузки, а не абсолютные значения суммы импульсов в этот момент. Однако отметим, что такой подход является вынужденным.

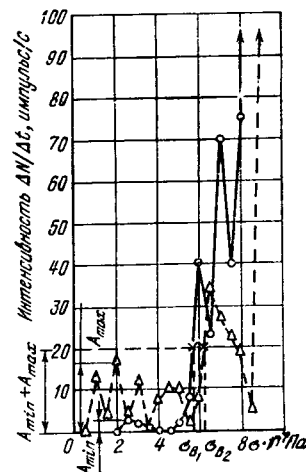


Рис. 3. Зависимость интенсивности импульсов АЭ от напряжения при изгибе.

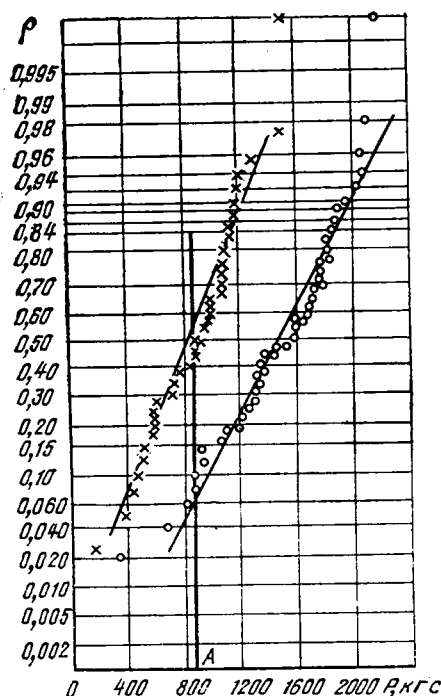


Рис. 4. Интегральные кривые распределения разрушающих усилий (1) и усилий, соответствующих точке излома на кривой (2), для изоляторов типа КО-110-1250. А — испытательная нагрузка.

ценным, так как в настоящее время нет аппаратуры, способной избирательно регистрировать сигналы АЭ от разных источников.

Следует отметить, что при испытаниях у 41 изолятора разрушился фарфор, у 21 — фарфор и цемент, а у 6 — фарфор, цемент и металлическая арматура. В дальнейшем результаты испытаний этих 6 изоляторов не учитывались. У большинства (90%) испытанных изоляторов зависимость суммы импульсов от напряжения аналогична такой же зависимости у образцов (рис. 2,б), т. е. она имеет одну точку излома. В остальных случаях наблюдались две точки излома, что, видимо, связано с существенным влиянием акустической эмиссии, генерируемой цементом. Однако напряжения, соответствовавшие этим точкам излома, были близки по значению. При анализе учитывалась точка излома, соответствовавшая меньшей нагрузке. Коэффициенты корреляции (ρ), характеризующие связь между напряжением, соответствующим точке излома, и разрушающими напряжениями, указаны в таблице. Там же приведены значения вероятностей, показывающие, что с достаточной уверенностью можно отвергнуть гипотезу об отсутствии связи между этими величинами. В этой же таблице приведены значения коэффициентов линейной регрессии. Методы определения указанных величин аналогичны тем, которые применялись при исследовании образцов.

Коэффициент R определяет наклон прямой регрессии относительно осей координат. Как видно, для образцов и всех испытанных типов изоляторов его значение приблизительно одинаково. В связи с этим можно предположить, что зависимости разрушающих напряжений от напряжений, соответствующих точке излома, и зависимости суммы импульсов АЭ от нагрузки можно описать набором параллельных прямых, отстоящих на разных расстояниях от оси абсцисс, причем зна-

чения коэффициента R зависят от свойств фарфора, а σ_0 зависит от размеров изолятора.

Относительная погрешность определения разрушающих напряжений по формуле (1) находилась из соотношения:

$$\varepsilon = \frac{\sigma_p - \sigma_0}{\sigma_0} 100\%, \quad (2)$$

где ε — относительная погрешность; σ_p — значение разрушающего напряжения, найденное по формуле (1); σ_0 — значение разрушающего напряжения, определенное экспериментально.

Значение ε в среднем составило 10% для изоляторов КО-110-1250, а для изоляторов ИОС-100—15%. Ошибка расчета была не более 20% у 95% всех испытанных изоляторов. Для части изоляторов типа КО-110-1250 (3% общего числа) ошибка при расчете оказалась существенной — около 50%. Однако при оценке возможности применения метода АЭ в процессе стандартных испытаний эти изоляторы не учитывались, так как они были разрушены при нагрузках, меньших, чем испытательные, т. е. были бы отбракованы и без инструментального контроля.

Отметим характер дополнительной информации, которая может быть получена при применении метода АЭ в процессе испытаний опорно-стержневых изоляторов на изгиб в соответствии со стандартом [Л. 1]. На рис. 4 представлены интегральные кривые распределения усилий, соответствующих излому зависимости «сумма импульсов — нагрузка» и разрушающих усилий изоляторов типа КО-110-1250. Там же указано значение испытательной нагрузки. С помощью этих данных оценим качество изделий, выдержавших приемочные испытания. Как видно, примерно у 50% изоляторов появление точки излома зависимости «сумма импульсов — нагрузка» происходит до того момента, когда испытательное усилие достигнет максимального значения. Можно предположить, что и при массовых испытаниях изоляторов в соответствии со стандартом метод АЭ позволит также определить разрушающие нагрузки примерно у 50% наименее прочных изоляторов. У этой группы изделий максимальное значение разрушающей нагрузки для самого прочного изолятора превысит испытательную нагрузку в 1,8 раза. Что касается остальных 50% изделий, метод АЭ позволит указать значение, выше которого нагрузки будут разрушающими. Таким образом, все изоляторы, выдержавшие приемочные испытания, в соответствии с их прочностью могут быть распределены на группы. Это позволяет выбрать для ответственного оборудования изделия лучшего качества, а наиболее прочные изоляторы установить в тех местах конструкции, где возникают опасные нагрузки.

В заключение отметим, что полученные результаты показывают принципиальную возможность прогнозирования прочности опорно-стержневых фарфоровых изоляторов без разрушения в процессе их приемочных испытаний.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- ГОСТ 9984—72. Изоляторы фарфоровые опорные стержневые, армированные напряжением от 10 до 220 кВ для работы на открытом воздухе. Общие технические условия.
- Ritter J. E. Engineering design and fatigue failure of brittle materials. — Am. Ceram. Soc., 1977, vol. 60, p. 304—310.
- Детков А. Ю. Применение метода акустической эмиссии для контроля прочности колец из стеклопластика. — Дефектоскопия, 1976, № 5.
- Метод неразрушающих испытаний/ Под ред. Р. Шарпа. — М.: Мир, 1972.
- Брауде Л. И., Фрейеров В. О. Аппаратура для исследования акустической эмиссии. — Труды ВНИИЭ, вып. 53. — М.: Энергия, 1977.

[03.06.81]

Определение расчетных нагрузок по нагреву проводов

ЖЕЖЕЛЕНКО И. В., доктор техн. наук, ЛИПСКИЙ А. М., канд. техн. наук, ЧУБАРЬ Л. А., инж.

Ждановский металлургический институт

Для корректного выбора сечений токоведущих частей по нагреву существенно установление связи между значением тока и температурой перегрева проводника. Такая связь позволила бы обоснованно выбирать мощность электрооборудования с резкопеременным характером нагрузки, так как в этом случае мощности трансформаторов и сечения токоведущих частей оказываются, как правило, завышенными, что приводит к необоснованному удорожанию систем электроснабжения.

На основе вероятностных методов не представляется возможным корректно учесть влияние графиков нагрузок на процесс нагрева проводника. Использование импульсных переходных и корреляционных функций не позволяет вскрыть существенные особенности статистических характеристик процесса нагрева и их взаимосвязь с соответствующими характеристиками графиков нагрузок (токов), в частности, взаимосвязь законов распределения процессов изменения токов и перегрева проводников. При использовании спектральных методов в случае представления графиков нагрузки суммой гармонических составляющих [Л. 1 и др.] не всегда достаточно корректно учитывается результирующее воздействие нагрузки в целом на процесс перегрева проводников в силу конечного числа рассматриваемых гармоник; метод становится громоздким с увеличением числа гармоник, используемых в расчете.

Использование математического аппарата спектральной теории случайных процессов позволяет в полной мере учесть влияние нагрузки на нагрев проводников, поскольку конкретные значения нагрузок, продолжительности их, порядок следования определяют структуру и параметры выражений для корреляционных функций и энергетических спектров.

При использовании этой теории предполагается, что процесс формирования графика нагрузки является стационарным (или условно-стационарным); длительность интервала осреднения должна быть не менее времени нагрева проводника. Это время в зависимости от параметров графика нагрузки и проводника должно быть не менее $1,8 + 3\tau$, где τ — постоянная времени нагрева проводника [Л. 2].

В статье рассматриваются основные аспекты использования спектрально-корреляционной теории для определения расчетной нагрузки проводников (проводов, шин, кабелей) по нагреву.

Определение эквивалентного тока по нагреву. Рассмотрим часто встречающиеся в практике расчета нагрузок графики изменения действующих значений тока $I(t)$, которые характеризуются экспоненциально-косинусной и экспоненциальной корреляционными функциями. Второй случай в математическом плане является частным случаем первого (принимается собственная частота корреляционной функции $\omega_0=0$), поэтому аналитический вывод выполняется применительно к первой из указанных функций.

Процесс нагрева проводника может рассматриваться как выходной сигнал динамического звена, на вход которого подается сигнал (реализация процесса), пропорциональный $I^2(t)$, поскольку квадрат тока характеризует выделение тепла в проводнике.

При пренебрежении изменением сопротивления проводника от температуры процесса нагрева может быть имитирован апериодическим звеном, амплитудно-частотная функция которого [Л. 3]

$$q(\omega) = \frac{8}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}, \quad (1)$$

здесь ω — текущее значение частоты.

Для оценки дисперсии D_θ температуры, соответствующей переменной составляющей эквивалентного греющего тока I_θ ,

воспользуемся выражением:

$$D_\theta = \int_{-\infty}^{\infty} G_{I^2}(\omega) q^2(\omega) d\omega, \quad (2)$$

где $G_{I^2}(\omega)$ — энергетический спектр квадрата тока, пропорционального количеству выделяющегося тепла.

Энергетический спектр рассматриваемого процесса

$$G_I(\omega) \approx \frac{D_I}{\pi} \frac{\alpha}{\alpha^2 + (\omega - \omega_0)^2}, \quad (3)$$

где D_I — дисперсия исходного процесса $I(t)$; α — коэффициент затухания корреляционной функции.

Дисперсия квадрата тока согласно [Л. 4] определяется по выражению

$$G_{I^2}(\omega) = 2 \int_0^{\infty} \frac{\sigma_I^2}{\pi} \frac{\alpha}{\alpha^2 + (\omega_1 - \omega_0)^2} \frac{\sigma_I^2}{\pi} \times \\ \times \frac{\alpha}{\alpha^2 + (\omega - \omega_1 - \omega_0)^2} + 4m_I^2 \frac{\sigma_I^2}{\pi} \frac{\alpha}{\alpha^2 + (\omega - \omega_0)^2}, \quad (4)$$

где m_I и σ_I — математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение процесса $I(t)$; ω_1 — новая переменная, характеризующая текущую частоту процесса.

После выполнения необходимых преобразований получаем

$$G_{I^2}(\omega) = \frac{4\sigma_I^4 \alpha}{\pi [4\alpha^2 + (2\omega_0 - \omega)^2]} + 4m_I^2 \frac{\sigma_I^2}{\pi} \frac{\alpha}{\alpha^2 + (\omega - \omega_0)^2}. \quad (5)$$

Подставив выражения (2) и (5) в (3), после преобразований (с погрешностью не более 2%) окончательно получим

$$D_\theta = \frac{8\sigma_I^2 \sigma_I^2}{\tau (\alpha^2 + \omega_0^2)} (2\sigma_I^2 + 4m_I^2). \quad (6)$$

Поскольку установившаяся температура $\theta_y = \beta I_\theta^2$, то

$$I_{\theta \sim} = \sigma_I \sqrt{\frac{\alpha}{(\alpha^2 + \omega_0^2) \tau}} (2 + 4\delta^2), \quad (66)$$

где $\delta = \frac{m_I}{\sigma_I}$ — величина, обратная коэффициенту вариации процесса.

Для стационарного марковского процесса

$$I_{\theta \sim} = \sigma_I \sqrt{\frac{2 + 4\delta^2}{\alpha \tau}}. \quad (6b)$$

Значение $I_{\theta 1}$, соответствующее допустимому перегреву, с учетом постоянной составляющей рассчитывается по формуле:

$$I_\theta = \sqrt{m_I^2 + \nu I_{\theta \sim}^2}, \quad (7)$$

где ν — коэффициент, зависящий от принятой вероятности «непревышения» допустимой температуры нагрева проводника.

Расчет по выражению (7) возможен итерационным методом или в силу дискретности шкал сечений проводников методом подбора. Первоначально находится сечение по зна-

чению m_I , и, если не удовлетворяется условие $I_0 \leq I_{\text{доп}}$, где $I_{\text{доп}}$ — допустимый ток для принятого сечения, принимается следующее большее сечение. Возможно повторение этих операций, пока условие $I_0 \leq I_{\text{доп}}$ не будет удовлетворено. В случае, если необходимо или по каким-либо соображениям предусматривается использовать n параллельных проводников, расчет ведется для одного проводника по значению средне-квадратического отклонения σ_I/n .

Для выбора коэффициента γ необходимо знать закон распределения выходного процесса (процесса нагрева).

О законах распределения тока $I_0(t)$. Известно [Л. 3], что при преобразовании входного сигнала инерционным звеном процесс на выходе оказывается нормальным, если полоса пропускания звена Ω_k значительно уже, чем входного сигнала Ω_n , т. е.

$$\gamma = \frac{\Omega_k}{\Omega_n} \ll 1.$$

При несоблюдении этого условия необходимы специальные исследования для установления закона распределения выходного процесса.

Рассмотрим этот вопрос для случаев, когда корреляционная функция процесса $I(t)$ является экспоненциальной и экспоненциально-косинусной.

Эффективная полоса частот функции $q(\omega)$ [Л. 3]:

$$\Omega_k = \frac{\int_0^\infty q^2(\omega) d\omega}{q_{\max}(\omega)}. \quad (8a)$$

Интеграл в числителе

$$\int_0^\infty \frac{\beta}{1 + \omega^2 \tau^2} d\omega = \frac{\pi\beta}{2\tau}. \quad (8б)$$

Значение $q_{\max}^2(\omega)$ имеет место, очевидно, при $\omega=0$ и составляет β^2 . Таким образом,

$$\Omega_k = \frac{\pi}{2\tau}. \quad (8в)$$

Выражение для Ω_n в общем виде по структуре аналогично (8a):

$$\Omega_n = \frac{\int_0^\infty G_{I_2}(\omega) d\omega}{G_{I_2\max}(\omega)}. \quad (9a)$$

В случае марковского процесса

$$\int_0^\infty G_{I_2}(\omega) d\omega = \int_0^\infty \left(\frac{4\sigma^4 I \alpha}{\pi} \frac{1}{4\alpha^2 + \omega^2} + 4m^2 I \frac{\sigma^2 I}{\pi} \frac{\alpha}{\alpha^2 + \omega^2} \right) d\omega = \sigma^2 I (\sigma^2 I + 2m^2 I). \quad (9б)$$

Максимальное значение функции $G_{I_2}(\omega)$

$$G_{I_2\max}(\omega) = \frac{\sigma^2 I}{\pi \alpha} (\sigma^2 I + 4m^2 I). \quad (9в)$$

Подставив (9б) и (9в) в (9a), получим

$$\Omega_n = \frac{(\sigma^2 I + 2m^2 I) \pi \alpha}{\sigma^2 I + 4m^2 I}. \quad (9г)$$

Искомое значение отношения полосы пропускания исследуемого динамического звена и эффективной полосы частот входного воздействия

$$\gamma = \frac{(\sigma^2 I + 4m^2 I)}{(\sigma^2 I + 2m^2 I) 2\pi \alpha}, \quad (10a)$$

или приближенно при условии $m_{I_2} \gg \sigma_{I_2}$

$$\gamma = \frac{1}{\pi \alpha} = \frac{T_k}{\tau}, \quad (10б)$$

где T_k — интервал корреляции.

При экспоненциально-косинусной корреляционной функции значение $\int_0^\infty G_{I_2}(\omega) d\omega$ полностью совпадает с (9б).

Функция $G_{I_2}(\omega)$, как видно из выражения (5), представляет собой сумму двух функций, максимумы которых соответственно равны:

$$G_{I_2\max}^{(1)}(\omega) = \frac{\sigma^4}{\pi \alpha} \quad (11a)$$

и

$$G_{I_2\max}^{(2)}(\omega) = 4m^2 I \frac{\sigma^2 I}{\pi \alpha}. \quad (11б)$$

С учетом сделанного ранее допущения $G_{I_2\max}^{(1)}(\omega) \ll G_{I_2\max}^{(2)}(\omega)$ и с погрешностью не более 5%

$$G_{I_2\max} \approx 4m^2 I \frac{\sigma^2 I}{\pi \alpha}. \quad (11в)$$

Подставив (9б) и (11г) в (9a), получим

$$\Omega_n = \frac{\pi \alpha (\sigma^2 I + 2m^2 I)}{4m^2 I}. \quad (11г)$$

Искомое значение отношения полос частот

$$\gamma = \frac{2m_{I_2}}{\pi \tau (\sigma^2 I + 2m^2 I)}, \quad (12)$$

или приближенно

$$\gamma \approx \frac{1}{\pi \alpha}.$$

Из выражений для γ следует, что в подавляющем большинстве случаев $\gamma \ll 1$ (электродуговые сталеплавильные и рудно-термические печи, сортовые и листовые прокатные станы, буровые установки, цехи предприятий целлюлозно-бумажной промышленности и др.). Некоторое исключение могут составлять нагрузки типа сварочных агрегатов.

Таким образом, в большинстве случаев процесс $I_0(t)$ является нормальным, что позволяет, например, при 100-й погрешности результата расчета I_0 в соответствии с (7) принять $v=0,1 \div 0,3$.

Примеры применения предложенного подхода. 1. Определение расчетную нагрузку по нагреву электродуговой сталеплавильной печи (ЭДСП). В этом случае определяющим является период расплавления, продолжительность которого достигает 2 ч [Л. 5], и, таким образом, значительно превосходит время нагрева до установившейся температуры практически для проводников всех больших сечений.

Случайным процесс изменения токов в рассматриваемый период является, строго говоря, кусочно-стационарным [Л. 5].

Однако в силу стабильности вероятностных характеристик его, относящихся к периоду расплавления, он может рассматриваться как условно стационарный, обладающий эргодическим свойством. Законы изменения токов всех фаз оказываются нормальными [Л. 5]. В этом случае подкоренное выражение в (6б)

$$I_a \sim (0,2 \div 0,46) \sigma_I \quad (13a)$$

и, таким образом, даже при «трехсигмовой» вероятности оказывается

$$I_a \leq (1,002 \div 1,008) m_I. \quad (13б)$$

Отметим, что изменение постоянной времени нагрева на 50% приводит к изменению величины I_a не более, чем на 10% при изменении τ от 20 до 50 мн для кабелей сечением 25–185 мм².

Из выражения (13б) следует целесообразность введения коэффициента запаса $k_a = 1,05$; при использовании в расчетах только средней величины тока нагрузки; сечение шин или кабелей выбирается в этом случае по условию

$$1,05 m_I \leq I_{доп}, \quad (13в)$$

где $I_{доп}$ — длительно допустимый ток проводника.

Поскольку процесс $I(t)$ характеризуется нормальным законом распределения, то по правилу «трех сигм» [Л. 5]

$$m_I \approx \frac{I_{ном} k_{э.к}}{2} \text{ и } \sigma = \frac{I_{н.к.к}}{6}, \quad (14)$$

где $I_{ном}$ — номинальный ток печного трансформатора; $k_{э.к}$ — кратность эксплуатационного тока короткого замыкания.

2. Для графиков нагрузок прокатных станов величины α и ω_0 могут быть разными. Так, для обжимных прокатных станов «блюминг» и «слябинг» $\alpha = 0,001 \div 0,01 \text{ с}^{-1}$ и $\omega_0 = 0,003 \div 0,03 \text{ с}^{-1}$. Для сортовых и листовых прокатных станов α и ω_0 имеют большие значения. Интервал стационарности графика нагрузки составляет 10–12 циклов прокатки, что по времени меньше, чем 3т кабеля или шинпровода. Однако, как показали результаты расчетов, увеличение интервала осреднения до 3т при одном и том же шаге дискретизации не приводит к существенному изменению значений параметров α и ω_0 . В этом случае

$$I_a \approx (0,4 \div 0,9) \sigma_I.$$

Величина эквивалентного тока

$$I_a \leq (1,018 \div 1,0900) m_I.$$

Поэтому сечение проводника можно выбирать по условию

$$1,1 m_I \leq I_{доп}.$$

3. Групповые графики нагрузки предприятий ряда отраслей промышленности можно интерпретировать нормальным стационарным марковским процессом с экспоненциальной корреляционной функцией. В этом случае эквивалентный греющий ток определяется по выражениям (6в) и (7); параметр α находится при машинной обработке графиков.

Выводы. 1. Применение спектральной теории случайных процессов к определению расчетных нагрузок позволяет установить взаимосвязь законов распределения токов и температур перегрева проводников и оценить влияние переменной составляющей графиков нагрузок на величину эффективного греющего тока.

2. Влияния переменной составляющей графика нагрузки для основных видов резкопеременных нагрузок можно учесть с помощью коэффициентов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фокин Ю. А., Резников И. Н. К вопросу выбора вероятностно-статистической модели электрических нагрузок. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1973, № 4.
2. Жежеленко И. В., Степанов В. С. Общий метод количественной оценки интервала осреднения графиков при определении расчетных нагрузок. — Электричество, 1980, № 11.
3. Лившин Н. А., Пугачев В. Н. Вероятностный анализ систем автоматического управления. — М.: Советское радио, 1963.
4. Свешников А. А. Прикладные методы теории случайных функций. — М.: Наука, 1968.
5. Влияние дуговых электропечей на системы электрооборудования / Ю. Л. Рыжнев, Р. В. Минеев, А. П. Михеев, М. Я. Смелянский. — М.: Энергия, 1975.

[31.07.81]

УДК 621.316.1.012.8.001.24

Оценка погрешностей приближенного эквивалентирования распределительных сетей 6–10 кВ

ПОСПЕЛОВ Г. Е., доктор техн. наук, ШАПИРО И. З., канд. техн. наук

Белорусский политехнический институт

В последнее время в практике расчетов потерь мощности и электроэнергии в распределительных сетях 6–10 кВ получил распространение метод эквивалентного сопротивления. Согласно этому методу эквивалентные по потерям мощности сопротивления линии электропередачи и распределительных трансформаторов 6–10/0,4 кВ, подключенных к ней, определяются выражениями:

$$r_{э.л} = \frac{\sum_{i=1}^m r_i \left(\sum_{j \in n_i} k_{эj} S_{нj} \right)^2}{\left(\sum_{j=1}^n k_{эj} S_{нj} \right)^2}; \quad (1)$$

$$r_{э.т} = U_n \frac{\sum_{j=1}^n k_{эj}^2 \Delta P_{кj}}{\left(\sum_{j=1}^n k_{эj} S_{нj} \right)^2}, \quad (2)$$

где r_i — сопротивление i -го участка линии, $i = \overline{1, m}$; n_i — число трансформаторов, получающих питание по i -му участку; $\Delta P_{кj}$, $S_{нj}$, $k_{эj}$ — потери короткого замыкания, номинальная мощность и коэффициент загрузки j -го трансформатора, $j = \overline{1, n}$; U_n — номинальное напряжение сети.

Непосредственное применение этих формул для расчета эквивалентных сопротивлений значительного числа распределительных линий, например в объеме крупного сетевого предприятия или энергосистемы, практически невозможно из-за отсутствия достоверной информации о коэффициентах загрузки многочисленных трансформаторов 6–10/0,4 кВ. В связи с этим принимается допущение о распределении суммарной нагрузки сети пропорционально установленным мощностям распределительных трансформаторов, что соответствует одинаковым коэффициентам их загрузки, т. е.

$$k_{эj} = idem, j = \overline{1, n}. \quad (3)$$

В этом случае информация о коэффициентах загрузки не нужна, в остальном выражения для расчета эквивалентных сопротивлений идентичны (1) и (2).

Принятое допущение значительно сокращает объем необходимой исходной информации и существенно облегчает

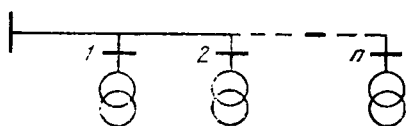
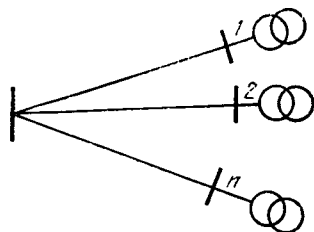


Рис. 1. Цепочечная схема.



2. Лучевая схема.

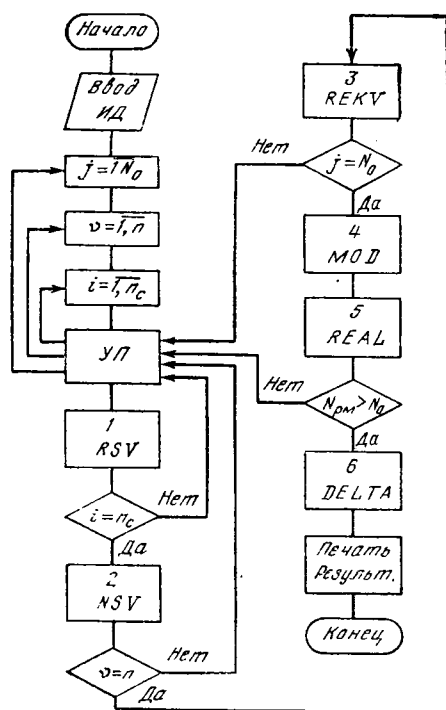


Рис. 3. Структурная схема алгоритма оценки погрешностей расчета эквивалентных сопротивлений.

процедуру расчета эквивалентных сопротивлений. Для обоснования возможности его использования необходимо количественно оценить получающиеся при этом погрешности результатов расчета. Решению этого вопроса посвящены [Л. 1 и 2]. Однако результаты, полученные в этих работах, носят частный характер и не могут быть распространены на распределительные сети произвольной конфигурации. Вместе с тем, выполненные авторами исследования показали, что при прочих равных условиях (одинаковые длина и число участков линии, установленная мощность и количество распределительных трансформаторов и т. д.) величина погрешности расчета эквивалентных сопротивлений линии зависит от их конфигурационных свойств, в частности, от разветвленности, которую будем характеризовать коэффициентом k_p , равным отношению длины линии до наиболее удаленного потребителя к длине всей линии.

Множество возможных конфигураций реальных электрических сетей укладывается в две граничные схемы: цепочечную (рис. 1) и лучевую (рис. 2). Этим же схемам соответ-

ствуют экстремальные значения коэффициента разветвленности и погрешностей расчета эквивалентных сопротивлений линий. Погрешности же расчета эквивалентных сопротивлений трансформаторов инвариантны относительно конфигурационных свойств сети. Для простоты, не сгибая общности результатов, при исследовании погрешностей будем рассматривать идеализированные схемы сетей, считая при этом, что линии на рис. 1 и 2 выполнены из провода одного сечения, а трансформаторы имеют одинаковую номинальную мощность и равномерно распределены вдоль линии. Для количественной оценки влияния разветвленности линий на погрешности определения их эквивалентных сопротивлений будем исследовать идеализированную смешанную схему сети с фиксированным числом участков m , состоящую из двух последовательно соединенных частей — цепочечной и лучевой, с числом участков соответственно m_d и m_n , так, что $m_d + m_n = m$.

Рассматривая коэффициент загрузки распределительных трансформаторов как случайную величину, будем использовать для исследования погрешностей метод статистических испытаний (Монте — Карло). На основе этого метода разработан алгоритм оценки погрешностей расчета эквивалентных сопротивлений, структурная схема которого приведена на рис. 3. По этому алгоритму для конкретной схемы электрической сети с числом трансформаторов, равным n , разыгрывается случайная величина коэффициента загрузки k_{aj} ($j=1, n$) из совокупности возможных ее значений, подчиняющихся нормальному закону распределения [Л. 2], с соответствующими математическим ожиданием $M(k_{aj})$ и среднее квадратическим отклонением $\sigma(k_{aj})$. Используем последовательность n_c псевдослучайных чисел ξ_i ($i=1, n_c$) с равномерным законом распределения в интервале $[0, 1]$, которые формируются посредством специальной подпрограммы *RSV* (блок 1 на рис. 3). По этой последовательности чисел посредством линейного преобразования [Л. 3] определяем случайную величину k_{aj} , имеющую принятый закон распределения — блок 2, подпрограмма *NSV*:

$$k_{aj} = 3n_c^{-1} \sigma(k_{aj}) \sum_{i=1}^{n_c} (2\xi_i - 1) + M(k_{aj}), \quad j = \overline{1, n}. \quad (4)$$

Затем, с учетом разыгранных значений k_{aj} по выражениям (1) и (2) определяем эквивалентные сопротивления $r_{э,л}$ и $r_{э,т}$ (блок 3, подпрограмма *REKV*).

Таким образом выполняется первая реализация, в результате которой моделируется один из возможных режимов электрической сети. На следующем шаге описанная процедура повторяется и моделируется второй режим, но уже с другими случайными значениями k_{aj} , которые выбираются из той же совокупности.

Указанный процесс повторяется N_0 раз (N_0 — предварительно выбранное число реализаций; в расчетах оно принималось равным 200). В результате, получив значения эквивалентных сопротивлений $r_{э,л,v}$ и $r_{э,т,v}$ ($v = \overline{1, N_0}$), определим математические ожидания и среднее квадратические отклонения $M(r_{э,л})$, $M(r_{э,т})$ и $\sigma(r_{э,л})$, $\sigma(r_{э,т})$ (блок 4, подпрограмма *MOD*).

На заключительной стадии определяем относительные среднее квадратические погрешности расчета эквивалентных сопротивлений линии $\delta(r_{э,л})$ и трансформаторов $\delta(r_{э,т})$ как отношения соответствующих среднее квадратических отклонений к математическим ожиданиям (блок 6, подпрограмма *DELTA*).

Обеспечение заданной точности решения задачи ε достигается путем определения необходимого количества реализации N_p [Л. 3]:

$$N_p = t_\alpha^2 \sigma^2(r_{э}) \varepsilon^{-2}, \quad (5)$$

где t_α — критический интервал для заданной надежности α .

По выражению (5) определяется необходимое количество реализаций для оценки погрешностей расчета эквивалентных сопротивлений линий и трансформаторов (блок 5, подпрограмма *REAL*). Из рассчитанных значений N_p выбирается большее — $N_{p,m}$, которое и сравнивается с N_0 . Если окажется, что $N_{p,m} > N_0$, то проводятся дополнительные реализации; в противном случае расчет заканчивается.

Для осуществления логической взаимосвязи между отдельными подпрограммами, а также формирования основных

циклов расчета, промежуточных и конечных массивов информации используется управляющая подпрограмма УП.

По изложенному алгоритму была составлена программа¹ на языке ФОРТРАН применительно к ЦВМ ряда ЕС и выполнены расчеты погрешностей для цепочечной и лучевой схем при различном числе участков сети (от 5 до 55), а также для смешанной схемы при $m=20$ и изменяющихся значениях m_d и m_n . При этом использовались следующие исходные данные $M(k_3)=0,7$, $\sigma(k_3)=0,16$, $t_a=1,96$. По результатам расчета

построены графические зависимости погрешностей (см. рис. 4), анализ которых показал: погрешности определения эквивалентных сопротивлений линий для цепочечных схем (кривая 1) больше, чем для лучевых (кривая 2), причем при наиболее вероятном числе участков сети $m \geq 5$ погрешности не превышают 10%; с увеличением числа участков погрешности уменьшаются.

Результаты расчета погрешностей эквивалентных сопротивлений трансформаторов и линий для лучевых схем полностью совпали. Это объясняется тем, что при эквивалентировании трансформаторов схема их подключения фактически идентична лучевой, а также инвариантностью погрешностей эквивалентных сопротивлений линий и трансформаторов по отношению к сопротивлениям участков линии и трансформаторов соответственно (при фиксированном числе участков или трансформаторов).

Расчетным путем определена также зависимость погрешностей определения эквивалентного сопротивления линии от коэффициента ее разветвленности k_p (рис. 4, кривая 3).

Для проверки возможности применения результатов исследований идеализированных схем к реальным электрическим сетям были выполнены расчеты погрешностей эквивалентных сопротивлений 15 случайно отобранных действующих сетей. Расчеты показали, что во всех случаях погрешности не вышли из зоны между граничными кривыми 1 и 2 (рис. 4).

Выводы. 1. Погрешности приближенного эквивалентирования электрических сетей 6—10 кВ и расчета их эквивалентных сопротивлений при использовании допущения о распределении суммарной нагрузки сети пропорционально установленным

¹ В составлении программы принимали участие канд. техн. наук А. В. Пашенко и инж. З. И. Кононенко.

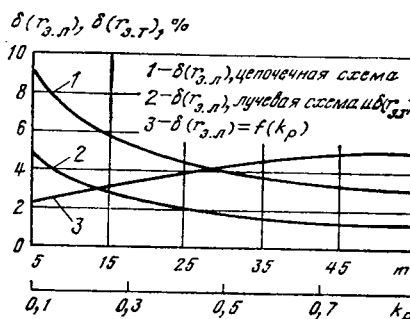


Рис. 4. Погрешности расчета эквивалентных сопротивлений в зависимости от числа участков сети и коэффициента разветвленности.

мощностям трансформаторов в наиболее неблагоприятных практически встречающихся случаях не превышают 10%.

2. Погрешности приближенного расчета эквивалентных сопротивлений зависят от числа участков линии (или трансформаторов) и ее разветвленности и находятся в зоне между кривыми, соответствующими погрешностям для идеализированных цепочечных и лучевых схем (рис. 4).

3. Исследования погрешностей позволяют рекомендовать для расчета эквивалентных сопротивлений электрических сетей 6—10 кВ приближенные формулы, использующие значительно меньший объем исходной информации и обеспечивающие при этом достаточную для инженерных расчетов точность.

ОПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Синьков В. М., Перепелов Б. В. Анализ точности определения потерь в разветвленной сети по методу эквивалентного сопротивления. — Электричество, 1953, № 7.

2. Железко Ю. С. Определение потерь мощности и энергии в распределительных сетях 6—10 кВ. — Электрические станции. 1975, № 2.

3. Бусленко Н. П. Математическое моделирование производственных процессов. — М.: Наука, 1964.

[22.10.81]

УДК 621.311.016.2.001.24

Расчет потоков распределения в электрической сети с учетом регулирования трансформаторов

КАЗАНЦЕВ В. Н., канд. техн. наук, КУШНИР Г. З., СЛОДАРЖ В. М., инженеры

Свердловск

В настоящее время большинство установленных в энергосистемах трансформаторов и автотрансформаторов оснащено устройствами регулирования коэффициента трансформации под нагрузкой (РПН).

Имеется значительное количество вольтодобавочных трансформаторов, синхронных компенсаторов, регулируемых (отключаемых) реакторов и батарей статических конденсаторов. Все эти устройства вместе с системами регулирования возбуждения генераторов электростанций выполняют автоматически или путем воздействия на них оперативного персонала функции регулирования напряжения и потоков реактивной мощности в электрической сети по данным законам. Поэтому решение задач управления режимом, связанных с расчетом и анализом потоков распределения в электрической сети, в частности задач выбора и проверки законов регулирования напряжения и потоков реактивной мощности, анализ потерь мощности и энергии в регулируемой сети представляется затруднительным и неточным без моделирования средств регулирования режима электрической сети.

Большинство регуляторов, имеющихся в энергосистемах, реализуют линейную зависимость напряжения или реактивной

мощности от одного-двух параметров:

$$\left. \begin{aligned} U &= U_0 + a_1 P'_1 + a_2 P'_2; \\ Q &= Q_0 + b_1 P''_1 + b_2 P''_2. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где U — напряжение на одной из систем шин подстанций или шинах высшего напряжения электростанции; Q — величина регулируемой регенерации (потребления) реактивной мощности; P'_1, P'_2, P''_1, P''_2 — параметры режима электрической сети (токи, напряжения, активные и реактивные мощности); $U_0, Q_0, a_1, b_1, a_2, b_2$ — постоянные величины (в том числе равные нулю).

По условиям работы оборудования в каждом узле электрической сети должны выполняться ограничения:

$$\left. \begin{aligned} Q_{\min} &\leq Q \leq Q_{\max}; \\ U_{\min} &\leq U \leq U_{\max}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Кроме того, необходимо учитывать дискретность изменения коэффициента трансформации и генерации реактивной

мощности в батареях статических конденсаторов, а также наличие зоны нечувствительности устройств автоматического регулирования коэффициента трансформации.

Решение задачи расчета потокораспределения в регулируемой электрической сети может принципиально осуществляться двумя способами:

путем введения в систему уравнений узловых напряжений соотношений (1) и (2) и решения расширенной таким образом системы уравнения;

путем использования двойного итерационного процесса: решение уравнений узловых напряжений — внутренний итерационный процесс, корректировка коэффициентов трансформации, уровней напряжения и выработки реактивной мощности в соответствии с (1) и (2) — внешний итерационный процесс.

Применение первого пути ведет к усложнению процедуры расчета потокораспределения, лишает ее универсальности, не позволяет учесть дискретность регулирования коэффициентов трансформации и реактивной мощности. При практическом использовании первого способа представляется затруднительным в случае несходимости итерационного счета расширенной системы уравнений определить, является ли причиной несходимости неверный выбор законов регулирования или иные обстоятельства.

Поэтому для решения задачи расчета потокораспределения в регулируемой электрической сети была выбрана процедура, основанная на двойном итерационном процессе.

Порядок расчета в этом случае следующий.

1. Рассчитывается потокораспределение при задании в генераторных узлах P и $|U|$ и начальных значениях коэффициентов трансформации.

2. По соотношениям (1) и (2) определяются значения реактивной мощности, генерируемой источниками реактивной мощности (ИРМ), и напряжения на соответствующих сторонах трансформаторов РПН или шинах электростанций. Если определенные значения выходят за допустимые пределы, то принимается соответствующее предельное значение.

3. Вычисляются коэффициенты трансформации трансформаторов с РПН:

$$\left. \begin{aligned} k_{pq}^{(l-1)} + \Delta k_{pq} N, \text{ если } |U_{0q} + a_{1q} P'_1 + a_{2q} P'_2 - \\ - U_q^{(l-1)}| \geq \frac{U_q^{\text{ном}} \varepsilon_{pq}}{100}; \\ k_{pq}^{(l-1)}, \text{ если } |U_{0q} + a_{1q} P'_1 + a_{2q} P'_2 - \\ - U_q^{(l-1)}| < \frac{U_q^{\text{ном}} \varepsilon_{pq}}{100}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

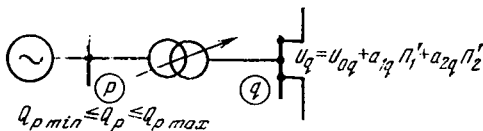


Рис. 1. Совместное регулирование напряжения ИРМ и трансформатором с РПН на шинах высшего напряжения электростанции.

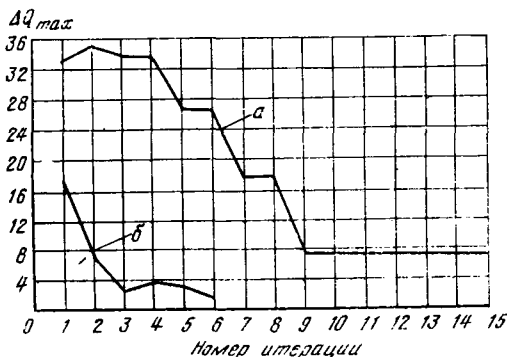


Рис. 2. Сходимость внешнего итерационного счета.

а — без применения релаксационного коэффициента; б — при $r=0,5$.

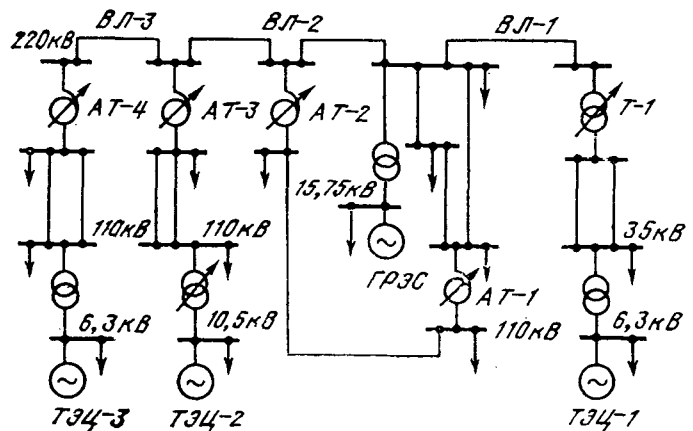


Рис. 3. Схема электрической сети.

где k'_{pq} — коэффициент трансформации трансформатора в ветви (отношение номинального напряжения ответвления на стороне q к номинальному напряжению ответвления на стороне p); l — номер итерации внешнего цикла; ε_{pq} — величина зоны нечувствительности устройства автоматического регулирования коэффициента трансформации; $U_q^{\text{ном}}$ — номинальное напряжение ступени;

$$N = \begin{cases} +1, & \text{если } U_q^{(l-1)} < U_{0q} + a_{1q} P'_1 + a_{2q} P'_2; \\ -1, & \text{если } U_q^{(l-1)} > U_{0q} + a_{1q} P'_1 + a_{2q} P'_2, \end{cases}$$

U_q — регулируемое напряжение в узле q .

4. В случае необходимости регулирования напряжения по заданному закону на шинах электростанций определяется значение генераторного напряжения:

$$U_p^{(l)} = U_p^{(l-1)} \frac{U_{0q} + a_{1q} P'_1 + a_{2q} P'_2}{U_q^{(l-1)}}, \quad (4)$$

где индекс p относится к стороне генераторного напряжения, а индекс q — к стороне высшего напряжения электростанции. При этом, если в узле регулирование напряжения по заданному закону может осуществляться как ИРМ, так и трансформатором РПН (рис. 1), то п. 3 выполняется только по исчерпанию регулировочного диапазона ИРМ.

5. Производится расчет потокораспределения при задании в генераторных узлах P и Q , определенных в п. 2, или $|U|$, найденных в п. 4, и коэффициентов трансформации, рассчитанных в п. 3.

Пункты 2—4 повторяются до тех пор, пока изменения коэффициентов трансформации не прекратятся, а максимальное изменение реактивной мощности в регулируемых узлах не станет меньше некоторой наперед заданной величины.

Исследования показали, что для обеспечения сходимости внешнего итерационного процесса необходимо (рис. 2) уменьшить колебания генерации реактивной мощности ИРМ путем умножения на каждой итерации приращения реактивной мощности на релаксационный коэффициент:

$$Q_p^{(l)} = (Q_{0p} + b_{1p} P''_1 + b_{2p} P''_2 - Q_p^{(l-1)}) r + Q_p^{(l-1)}, \quad (5)$$

где $r=0,3-0,8$ — релаксационный коэффициент.

Аналогичный прием применяется и в отношении напряжений на шинах высшего напряжения электростанций.

По описанной методике была разработана программа расчета потокораспределения в автоматически регулируемой электрической сети, которая входит как составная часть в «Комплекс программ расчета и анализа установившихся режимов энергосистемы — RGM-600». Опыт расчетов потокораспределения в различных режимах сети 110—500 кВ Целинэнерго объемом 150 узлов с учетом действия автоматических регуляторов показал, что внешний цикл сходится за 4—6 итераций, а число итераций решения уравнения узловых напряжений на последних итерациях внешнего цикла по сравнению с первыми уменьшается в 3—6 раз.

Таблица 1

Объект управления	Параметр управления	Переменные управления	Аналитическое выражение закона
ТЭЦ—2	Напряжение шин 110 кВ	Суммарная активная нагрузка потребителей, подключенных к шинам 110 кВ ТЭЦ—2 и АТ—3	$U=107,0 \div 0,10 \times f$
ГРЭС	Напряжение шин 220 кВ	—	$U=238$
АТ—3	Напряжение шин 220 кВ	Поток активной мощности по ВЛ—2; положительное направление потока от шин АТ—3	$U=237,1 + 0,058 \times p$
АТ—4	Напряжение шин 110 кВ	Суммарная активная нагрузка потребителей, подключенных к шинам 110 кВ АТ—4	$U=87,6 + 0,51 \times p$

Потери активной мощности в сети в режиме, где учтено действие регуляторов, отличаются в некоторых случаях на 3—5% от режимов, в которых это действие не учитывается. Кроме того, применение предлагаемой процедуры расчета потоков распределения с учетом регулирования напряжения и реактивной мощности по заданным законам оказалось полезным и для решения задачи определения коэффициентов трансформации и диапазона регулирования реактивной мощности ее источников, которые обеспечивали бы сходимость итерационного счета уравнений установившегося режима в тех случаях, когда эти величины не известны, например в проектных расчетах при определении перспективных режимов.

Для обеспечения сходимости внутреннего итерационного процесса постоянные активная и реактивная нагрузки в узлах электрической сети заменяются шунтами на землю, проводимо-

Таблица 2

Номер итерации внешнего цикла	Напряжение, кВ				Потери активной мощности, МВт
	ТЭЦ—2	ГРЭС	АТ—3	АТ—4	
0	122,1	234,5	233,3	113,5	26,43
1	121,3	236,7	235,0	114,8	26,27
2	121,0	236,9	238,1	116,2	26,07
3	120,6	237,2	240,8	118,2	25,84
4	120,7	237,4	241,0	119,9	25,87
5	120,7	237,7	241,4	121,2	25,51
6	120,8	237,1	242,0	121,5	25,13
7	120,8	238,2	242,2	120,7	24,95
	120,8	238,0	241,6	120,4	

сти которых определены при номинальных напряжениях для каждого узла, а диапазон регулирования реактивной мощности источников расширяется. Законы регулирования напряжения задаются таким образом, чтобы на шинах трансформаторов и электростанций поддерживались желаемые значения напряжения с заданной точностью. После того, как потокораспределение определено, нагрузки в узлах электрической сети вновь задаются постоянными мощностями, и расчет режима повторяется для уточнения значений коэффициентов трансформации. Таким образом значительно облегчается процесс постановки режима электрической сети.

Для энергосистемы, упрощенная схема основной сети которой показана на рис. 3, был выполнен ряд расчетов потоков распределения с учетом регулирования напряжения по заранее определенным законам оптимального управления, приведенным в табл. 1.

Табл. 2 иллюстрирует один из таких расчетов, в котором число итераций внешнего цикла равно 7, а изменение потерь активной мощности составило 5,9%.

Последняя строка табл. 9 содержит значения регулируемых параметров, соответствующих законам регулирования, приведенным в табл. 1.

УДК 621.391.82

О подавлении помех промышленной частоты в каналах связи

ЯЦЫШИН В. И., канд. техн. наук, ЦАТУРЯН Э. Н., инж.

Харьков

Силовая электрическая сеть является одним из наиболее интенсивных источников помех для узкополосных ($\Delta f_0 \leq 50$ —100 Гц) проводных и беспроводных каналов связи и телемеханики, работающих на звуковых и инфразвуковых частотах. Генерируемые в электросети помехи вплоть до частот 3—4 кГц содержат преобладающую периодическую компоненту и имеют практически дискретный спектр. Максимальные уровни мешающих сигналов локализованы при этом в областях 1-й и высших гармоник тока, «промежутки» между которыми заполнены более слабыми флуктуационными и импульсными составляющими помехи с непрерывным спектром и используются для передачи полезных сигналов.

При передаче полезных сигналов на фоне помех такого типа необходимо прежде всего обеспечить подавление периодической компоненты. Наиболее простой способ решения этой задачи заключается в жесткой селекции полезных сигналов по частоте. Последнее может быть достигнуто либо путем применения многозвенных активных RC-фильтров, либо при помощи избирательных устройств синхронного типа при условии, что несущее колебание в передатчике и опорный сигнал в приемнике формируются из гармоник периодической помехи [Л. 1]. В [Л. 2] с этой же целью в состав приемного устройства вводится схема компенсации, при помощи которой из напряжения силовой сети формируется компенсирующее колебание, частота которого равна частоте гармонической помехи.

Известны также телемеханические системы, передача полезной информации в которых осуществляется путем модуляции напряжения сети. При этом электросеть из источника мешающих сигналов превращается в источник несущего колебания, что дает наиболее радикальное решение проблемы борьбы с помехами.

Следует однако отметить, что всем перечисленным выше способам помеходавления присущи два основных недостатка: сложность аппаратурной реализации и снижение пропускной способности канала связи по мере увеличения его помехозащищенности.

Трудности аппаратурной реализации наиболее ощутимы в устройствах с модуляцией питающего напряжения, поскольку при этом необходимы сверхмощные модуляторы. Сложны в настройке и эксплуатации компенсационные устройства типа [Л. 2]. Второй из указанных недостатков характерен для всех перечисленных выше способов помеходавления.

Ограниченность пропускной способности каналов связи с модуляцией напряжения объясняется низкой частотой несущего колебания ($f_0 = 50$ Гц) и малым быстродействием мощных модулирующих устройств.

Схема компенсации [Л. 2] может обеспечить эффективное подавление лишь одной, ближайшей к рабочей частоте канала связи f_0 гармоники периодической помехи. Более удаленные от рабочей частоты гармоники могут быть подавлены лишь

средствами обычной частотной селекции, что влечет за собой неизбежное сужение полосы пропускания и пропорциональное уменьшение пропускной способности приемника.

Отмеченная закономерность наиболее сильно ощущается в каналах связи с селективными приемниками на избирательных ячейках аналогового или синхронного типа [Л. 1], поскольку подавление как «удаленных», так и «ближайшей» гармоники периодической помехи обеспечивается здесь только за счет высокой избирательности приемного тракта.

Сказанное может быть подтверждено соответствующими численными оценками степени помехозащищенности селективного приемника в условиях действия гармонических помех. С этой целью введем понятие коэффициента подавления гармонической помехи, определив его из выражения

$$K_{\Pi} = U_{i\text{вх}} / U_{\Pi\text{вх}}, \quad (1)$$

где $U_{i\text{вх}}$ — уровень помехи на частоте f_i , «ближайшей» к рабочей частоте f_0 , i -й гармоники, измеренный непосредственно на входе приемника; $U_{\Pi\text{вх}}$ — приведенный ко входу эффективный уровень помехи в рабочей полосе приемника.

Если пренебречь действием «удаленных» гармоник периодической помехи и составляющих помехи с непрерывным спектром, то путем несложного анализа можно показать, что для селективного приемника, содержащего N избирательных ячеек с шириной полосы пропускания Δf_0 ,

$$K_{\Pi} = \left[1 + \left(\frac{\gamma}{\delta f_0} \frac{2i - \gamma}{i} \right)^2 \right]^{N/2}, \quad (2)$$

или при $\delta f_0 \ll \gamma$ и $\gamma \ll i$

$$K_{\Pi} \approx \left(\frac{2\gamma}{\sigma f_0} \right)^N, \quad (3)$$

где $\delta f_0 = \frac{\Delta f_n}{50}$ и $\gamma = \frac{f_i - f_0}{50}$ — соответственно ширина полосы

пропускания и отстройка полезного сигнала от i -й гармоники, нормированные по частоте тока сети.

Согласно выражению (3) ввиду ограниченности параметра по величине ($\gamma \leq 0,5$, так как при $\gamma > 0,5$ «ближайшими» становятся $(i-1)$ -я или $(i+1)$ -я гармоники), основным средством увеличения коэффициента подавления помехи K_{Π} остается либо уменьшение ширины полосы пропускания избирательных ячеек Δf_0 , либо увеличение их числа N . В обоих случаях, рост помехозащищенности приемного тракта сопровождается уменьшением его пропускной способности.

Представление о реальном характере рассматриваемой зависимости можно получить из рассмотрения приведенных на рис. 1 результатов экспериментов.

Графики 1 и 2 на рис. 1 представляют экспериментальные характеристики $K_{\Pi} = f(\Delta f_0)$ для приемных устройств, содержащих соответственно одну и две аналоговых избирательных ячейки. Измерения выполнены в окрестностях 11-й гармоники ($f_i = 550$ Гц) напряжения питающей сети лаборатории. Частота настройки приемника $f_0 = 525$ Гц, что соответствует относительной отстройке $\gamma = 0,5$. Штриховыми линиями 1' и 2' показаны расчетные характеристики коэффициента K_{Π} , полученные для условий эксперимента по выражению (3).

Как видно из рис. 1, экспериментальная характеристика $K_{\Pi} = f(\Delta f_0)$ для однокаскадного приемника близка к расчетной во всем диапазоне изменения параметра $\Delta f_0 > 1$ Гц.

Следовательно, эффективный уровень помехи в полосе такого приемника в условиях эксперимента определяется в основном гармоническими компонентами помехи.

В противоположность этому для характеристики $K_{\Pi} = f(\Delta f_0)$ двухкаскадного приемника характерно наличие двух участков. В области $\Delta f_0 > 2$ Гц ее ход согласован с расчетной зависимостью (3), т. е. здесь, как и в предыдущем случае, не

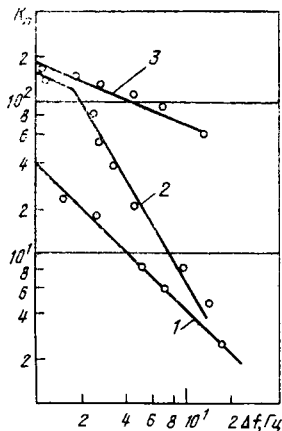


Рис. 1.

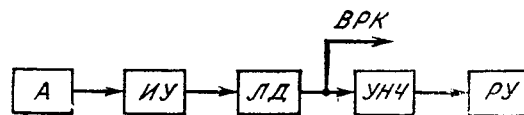


Рис. 2.

обеспечивается полного подавления гармонической помехи. В области $\Delta f_0 < 2$ Гц ход характеристики 2 может быть описан выражением вида $K_{\Pi} \sim 1/\sqrt{\Delta f_0}$ (линия 3), характерным для случая действия в канале связи помех с непрерывным спектром. Следовательно, в рассматриваемом приеме двухкаскадный приемник обеспечивает полное подавление гармонических компонент помехи лишь при $\Delta f_0 < 2$ Гц.

Приведенные экспериментальные данные показывают, что полное подавление гармонических составляющих низкочастотной помехи в тракте селективного приемника прямого действия связано с необходимостью использования в его составе избирательных ячеек с очень малой шириной полосы пропускания ($\Delta f_0 \leq 1 \div 2$ Гц). Это приводит не только к уменьшению пропускной способности канала связи, но и к ухудшению его устойчивости и повышению требований к стабильности частот настройки передающего и приемного полуккомплектов аппаратуры. В связи с этим возникает необходимость в поиске таких способов приема низкочастотных сигналов, которые обеспечивали бы эффективное подавление гармонических помех при достаточной ширине полосы приемного тракта.

Эффективное решение поставленной задачи для каналов связи, подвергающихся непрерывному воздействию помех питающей сети, можно получить используя способ приема, основанный на выделении биений между полезным сигналом и ближайшей гармоникой помехи. Если при этом, как и в [Л. 1], одно несущее колебание формировать из гармоник периодической помехи, то этим можно обеспечить постоянство частоты выделяемых биений и стабильности работы приемника при изменении частоты питающей сети. В системах связи, подвергающихся лишь периодическому воздействию помех питающей сети, для устранения неизбежных перерывов в связи при отключении помехи можно предусмотреть резервный канал прямого приема, включаемый автоматически специальным коммутирующим устройством.

Структурная схема приемника, реализующего предлагаемый способ обнаружения, представлена на рис. 2, где обозначено: А — антенное устройство или устройство присоединения к проводной линии связи; ИУ — избирательный усилитель, настроенный на частоту полезного сигнала f_0 с шириной полосы пропускания $\Delta f_0 \leq 50 \div 100$ Гц; ЛД — линейный детектор; УНЧ — усилитель низкой частоты, имеющий в своем составе фильтр низкой частоты с частотой среза $f_c \geq |f_i - f_0|$ или полосовой фильтр с частотой настройки $f_p = |f_i - f_0|$; РУ — регистрирующее устройство; ВРК — выход на резервный канал приема.

Работа схемы основана на том, что с выхода избирательного усилителя ИУ на вход линейного детектора подается полезный сигнал U_0 и смесь гармоник периодической помехи с наиболее интенсивной компонентой U_i на частоте, ближайшей к полезному сигналу i -й гармоники.

В результате детектирования этих колебаний на выходе детектора появляется постоянная составляющая и гармонический низкочастотный сигнал $U_p(t)$ с разностной частотой $f_p = |f_i - f_0|$. При выполнении соотношения $U_i \geq 3U_0$ амплитуда разностного колебания $U_p(f)$ практически не зависит от уровня помехи и определяется из выражения [Л. 3]:

$$U_p \approx K_d U_0, \quad (3)$$

где K_d — коэффициент передачи детектора.

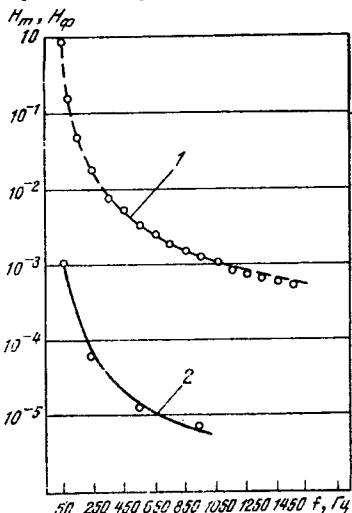


Рис. 3.

Мешающее действие приему в рассматриваемом случае будет оказывать прежде всего помеха с непрерывным спектром, действующая в полосе тракта предварительного усилителя ИУ, а также различные колебания с частотами $f_p = \pi \cdot 50$, где $n=1, 2, 3 \dots$, возникающие в результате биений между наиболее интенсивной i -й и другими гармониками периодической помехи. Однако, поскольку эти колебания отстоят по частоте достаточно далеко от разностного колебания полезного сигнала, то их подавление в тракте усилителя низкой частоты не представляет особой трудности.

Реальные возможности описанного метода обнаружения полезных сигналов иллюстрирует кривая 3 на рис. 1, представляющая зависимость $K_n = f(\Delta f_0)$ для приемного устройства в соответствии со схемой рис. 2. Частота настройки приемника, как и в предыдущих случаях, равна 525 Гц, причем селективный тракт приемника содержит единственную избирательную ячейку на активном транзисторном фильтре. Амплитудно-частотная характеристика УНЧ формируется активным RC-фильтром низких частот 3-го порядка с частотой среза $f_c = 25$ Гц.

Ход обсуждаемой зависимости, близкой к закону $1/\sqrt{\Delta f_0}$, свидетельствует о том, что во всем исследованном диапазоне изменения полосы пропускания Δf_0 тракта ИУ эффективные уровни мешающих сигналов определяются компонентами помехи с непрерывным спектром. Следовательно, при использовании метода биений обеспечивается практически полное подавление гармонических компонент помехи без введения в схему высокочастотных избирательных элементов. Последнее позволяет увеличить пропускную способность канала и упрощает схемную реализацию аппаратуры. Поэтому рассмотренный метод обнаружения полезных сигналов с успехом может быть использован в системах связи или телемеханики, осуществляющих передачу полезной информации по силовым

кабелям, или по беспроводным каналам в зоне действия помех питающей сети. Примером такого применения могут быть системы беспроводной связи и сигнализации, эксплуатируемые в условиях подземных горных выработок.

В заключение отметим, что предлагаемый способ приема может быть дополнительно использован при разработке простой наземной измерительной аппаратуры, предназначенной для измерения непериодических компонент помехи, генерируемой сетью. Результаты измерений такого типа приведены на рис. 3.

Кривая 1 на рис. 3 изображает усредненное распределение $U_i = f(\omega)$ нечетных гармоник напряжения сети. Спектральное распределение непериодической помехи $U_{п.п} = f(\omega)$, полученной методом биений при эффективной ширине полосы пропускания приемника $\Delta f_0 = 1$ Гц, характеризует кривая 2. Измерения проводились в середине промежутков между четными и нечетными гармониками напряжения сети. Результаты измерений нормированы по уровню U_1 гармоники по частоте 50 Гц. Как видим, применение предложенного способа приема позволяет изготовить измерительную аппаратуру с разрешающей способностью, достаточной для регистрации весьма слабых сигналов на фоне интенсивных гармонических помех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. № 714327 (СССР). Способ измерения физических свойств массива горных пород / В. С. Ямщиков, А. В. Шабельников. — Опул. в Б. И., 1980, № 5.
2. Долгов В. К. Синхронно-фазовый фильтр. — Изв. вузов. Приборостроение, 1978, вып. 21, № 6.
3. Радиоприемные устройства / Под ред. В. И. Сифорова. — М.: Советское радио, 1974.

[03.17.81]



УДК 621.316.729

Пассивный синхронизатор для параллельной работы генераторов

ЗОЛОТОТРУБОВ Н. П.

Воронеж

Существующие синхронизаторы позволяют получить высокую точность контроля разности фазовых скоростей $\Delta\omega$ и угла сдвига фаз $\Delta\phi$ напряжений сетей, однако, такая точность возможна при достижении разности фазовых скоростей определенного значения. При этом в интервале одного периода (в начале и конце) происходит накопление информации о контроле, что обеспечивает определенную надежность контроля. С увеличением разности фазовых скоростей снижается точность, а с нею — и надежность контроля.

В статье рассматривается синхронизатор, который обладает высокой точностью и надежностью контроля. Он может быть применен как в случае включения генераторов при их одновременной работе на общую нагрузку, так и при отключении одного и включении другого генератора на общую нагрузку (переключении нагрузки с одной сети на другую).

Синхронизатор выполнен на интегральных микросхемах и содержит (см. рис. 1): два преобразователя, логический узел И, узел биений, формирователь, селектор синфазной импульсной последовательности, исполнительный орган.

Микросхемы А1 и А2 преобразователя типа ИУТ401А. Они преобразуют синусоидальную форму напряжения в импульсы экспоненциальной формы той же частоты (рис. 2а и б). Импульсы формируются в моменты, когда синусоида проходит через нулевые значения. Резисторы R1, R5, R2 и R8 предназначены для компенсации напряжения смещения микросхем.

Импульсы U'_1 , U'_2 с выходов преобразователей поступают на два входа логического узла И. Последний выполнен на микросхеме А3 типа 1ЛБ337. Он обнаруживает синфазность импульсов на его входах 9 и 10 и при наличии этой синфазности формирует на выходе 8 отрицательный импульс. Потенциометры R21 и R22 позволяют уменьшить влияние порога срабатывания микросхемы А3 по ее входу на степень синфазности.

Узел биений содержит: трансформатор Tr1, выпрямитель В с ограничителем максимума, конденсатор Сз, нагрузку R17, фазоинвертор, выполненный на микросхеме А3—1 типа 1ЛБ337 и предназначенный для поворота фазы сигнала на 180° и формирования скачка напряжения.

Узел биений выявляет разность мгновенных значений контролируемых напряжений U_1 , U_2 преобразует эту разность в форму, удобную для управления логическим узлом. В случае, если указанная разность не превышает определенного значения, узел биений разрешает работу логического узла, в противном случае — запрещает.

Формирователь выполнен на микросхеме А4—1 типа 1ЛБ337 и предназначен для поворота фазы входных импульсов на 180° и формирования на выходе прямоугольных импульсов.

Селектор синфазной импульсной последовательности включает: усилитель-инвертор, выполненный на микросхеме А5 типа 1ЛБ337, ждущий мультивибратор А6, выполненный на микросхеме типа 2ГФ182 и предназначенный для формирования прямоугольного импульса, фазо-инвертор на микросхеме А4 типа 1ЛБ337, схему совпадения, выполненную на микросхеме А5—1 типа 1ЛБ337, триггер с многоустойчивым состоянием, выполненный на четырех туннельных диодах V7, V8, V9 и V10 типа АИ101А, соединенных последовательно. Триггер обладает долговременной памятью.

Исполнительный орган ИО в настоящей статье не рассматривается, так как может быть выполнен на полупроводниковых приборах [Л. 1].

Схема работает следующим образом. В исходном состоянии нагрузка Н подключена к генератору Г1 с напряжением U_1 , частота которого f_1 условно принята за опорную. При выходе на режим генератора Г2 его напряжение U_2 увеличивается; при этом увеличивается и частота f_2 , приближаясь к частоте f_1 . Когда напряжения U_1 и U_2 имеют равные ча-

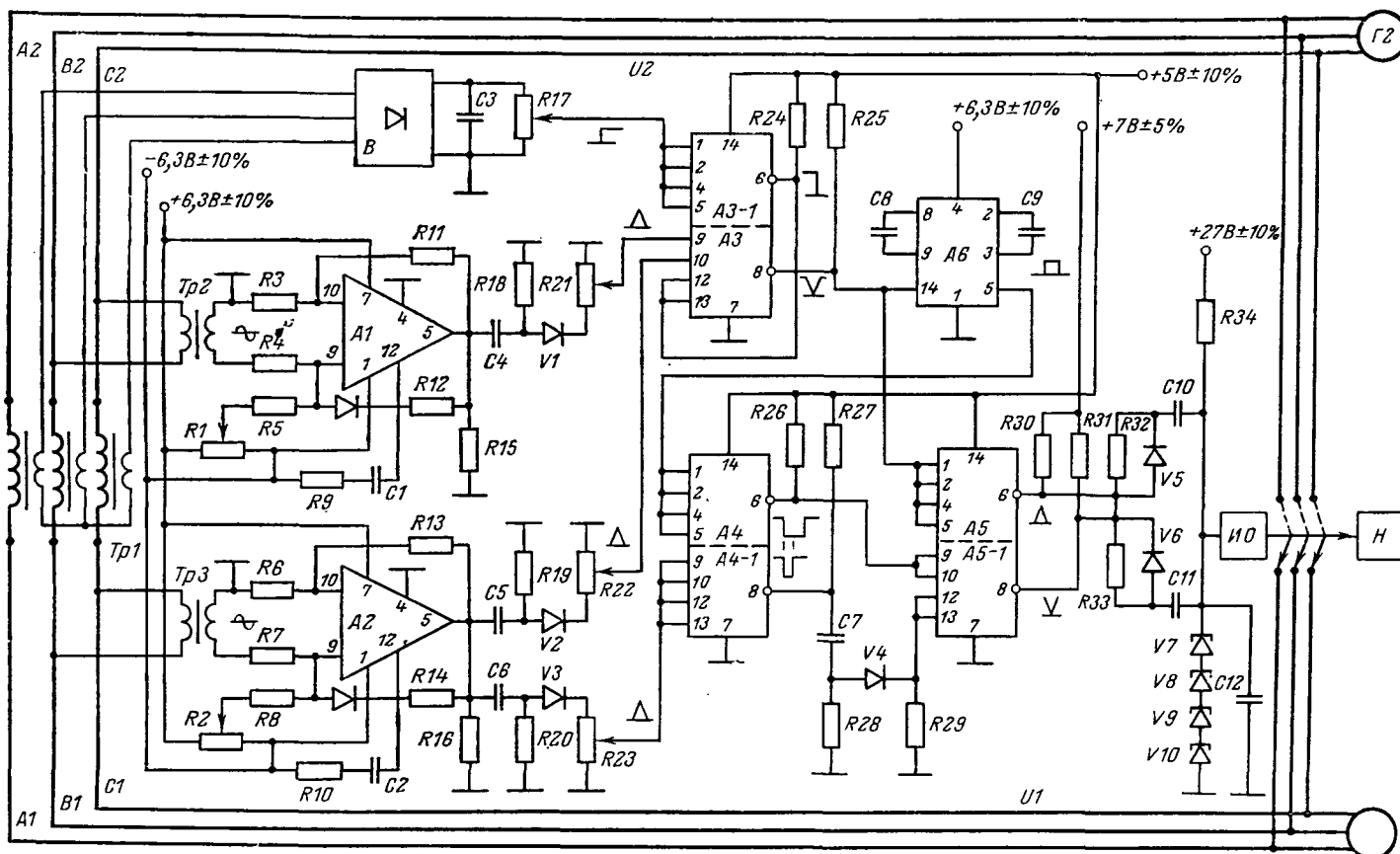


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема пассивного синхронизатора.

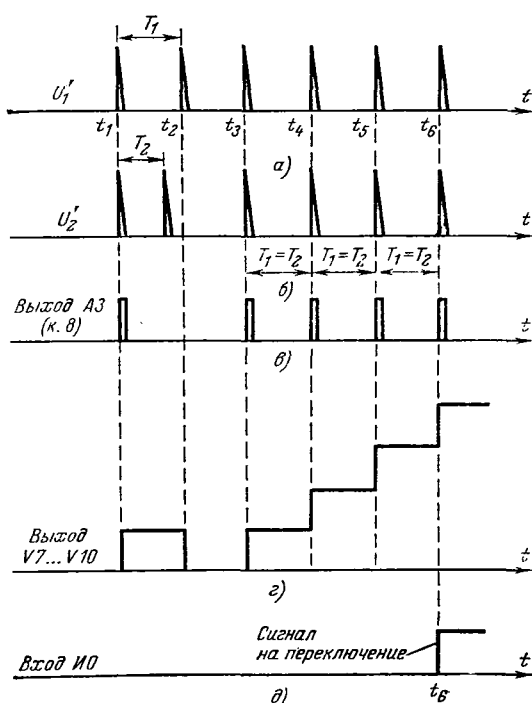


Рис. 2. Диаграммы напряжений, поясняющие работу синхронизатора.

стоты (разность фазовых скоростей $\Delta\omega = 2\pi f_1 - 2\pi f_2 = 0$) сдвинуты по фазе на угол $\Delta\varphi = 0$, логический узел выдает импульсы (при допустимой разности амплитуд напряжений), следующие друг за другом точно через период T_1 напряжения U_1

(рис. 2, в). Эти импульсы переводят триггер также последовательно от импульса к импульсу на более высокие уровни скачкообразно, в форме ступенек, начиная с нулевого (рис. 2, г). При этом в каждый момент времени t_3, t_4, t_5 и t_6 запоминается синфазность импульсов — происходит накопление информации о синфазной импульсной последовательности.

Если в какой-либо момент времени частоты напряжений U_1 и U_2 не равны или же равны, но напряжения сдвинуты по фазе на угол $\Delta\varphi \neq 0$, то на выходе логического узла происходит нарушение синфазной импульсной последовательности. При этом с выхода микросхемы A6 уровень напряжения, равный нулю, поступает на вход микросхемы A4, на выходе которой 6 формируется скачок положительного напряжения, который подается на входы микросхемы A5—1 9 и 10. На другие входы последней 12 и 13 подается дифференцированный цепью C7, R28 положительный импульс с выхода 8 микросхемы A4—1. На выходе микросхемы A5—1 формируется отрицательный импульс, который переводит триггер в исходное состояние (рис. 2, г, момент t_2).

В момент времени t_6 (рис. 2, г, д) сигнал на переключение поступает с выхода селектора на вход исполнительного органа, который практически мгновенно переключает нагрузку H с сети A1, B1, C1 генератора Г1 на сеть A2, B2, C2 генератора Г2.

В интервале времени t_3 — t_6 (рис. 2, г) разность фазовых скоростей

$$\Delta\omega = 2\pi(f_1 - f_2) = 2\pi(f_2 - f_1) = \frac{2\pi f_1}{\frac{n}{f_1\tau_0} \pm 1}, \quad (1)$$

где n — число последовательных периодов, контролируемых синхронизатором, $n = N - 1$ (здесь N — количество последовательно соединенных туннельных диодов в триггере). Знак «+» при $f_1 > f_2$, знак «-» при $f_1 < f_2$.

Угол сдвига фаз между напряжениями U_1 и U_2 в момент переключения

$$\Delta\varphi = 2\pi f_1 \tau_0. \quad (2)$$

В формулах (1) и (2) τ_0 — сдвиг во времени между напряжениями $U1$, $U2$, $\tau_0 = \Delta_1 - \Delta_2$. Здесь Δ_1 , Δ_2 — времена сдвига момента переключения относительно моментов перехода синусоид $U1$ и $U2$ через нулевое значение:

$$\Delta_1 \approx 3\tau_n \left(1 + 0,77 \lg \frac{U_R}{U_{пз}} \frac{U_0}{U_0 - U_{V1} + U_R} \right); \quad (3)$$

$$\Delta_2 \approx 3\tau_n \frac{U_{пз}}{U_R} \frac{U_0 - U_{V1} + U_R}{U_0} + \tau_3 \left(1 - \frac{U_{пз}}{U_3} \right) + \tau_n \frac{U_{V5} + 3U_T}{U_5}, \quad (4)$$

где τ_n — длительность переднего фронта, U_0 — амплитуда импульса на выходе микросхемы $A1$ (или $A2$); $U_{пз}$ и $U_{п5}$ — пороговые напряжения срабатывания по входу микросхем $A3$ и $A5$; U_3 и U_5 — амплитуды импульсов на выходах микросхем $A3$ и $A5$; U_{V1} и U_{V5} — прямые падения напряжений на диодах $V1$ и $V5$; U_R — амплитуда импульса на выходе потенциометра $R21$ (или $R22$); U_T — напряжение на второй восходящей ветви вольт-амперной характеристики туннельного диода (для диодов из арсенида галлия $U_T = 0,98 \pm 1,28$ В [Л. 2]); τ_3 — время спада импульса на выходе микросхемы $A3$; τ_n — время нарастания импульса на выходе микросхемы $A5$.

Формулы (3) и (4) справедливы при $\tau_n = \tau$, $\tau = CR$ ($C = C4$, $R = R18$), $R18 \ll R21$, $R19 \ll R22$, $t = 3\tau$.

При малом значении $\Delta\varphi$ разность между мгновенными значениями напряжений

$$\Delta u \approx U_{1m} \Delta\varphi. \quad (5)$$

Результаты расчетной проверки точности контроля синхронизатора и экспериментальные данные показали хорошее совпадение. Следует отметить, что точность контроля разности фазовых скоростей повышается с увеличением числа последовательных периодов n , контролируемых синхронизатором. Точность контроля фазы зависит от инерционных свойств микросхем. Однако влияние микросхем может быть уменьшено потенциометрами $R21$ и $R22$ по условию $\Delta_1 = \Delta_2$. При этом $\tau_0 = 0$, $\Delta\varphi = 0$. Надежность контроля обеспечивается путем накопления информации о синфазной импульсной последовательности в интервале целого числа последовательных периодов n и повышается с увеличением числа этих периодов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Золототрубов Н. П., Метлицкий В. Н., Пассивный синхронизатор для включения генераторов на параллельную работу. — Электричество, 1976, № 10.

2. Сидоров А. С. Теория и проектирование ТД-схем. — М.: Советское радио, 1971.

[15.08.80]

УДК 629.13:551.594.221

Оценка влияния собственного заряда самолета на инициирование молнии

НЕСТЕРОВ Е. В., канд. физ.-мат. наук, ТЕЙМУРАЗОВА В. А., инж.

Москва

В связи с имеющимся мнением об определяющем влиянии униполярного электрического заряда, приобретенного самолетом в процессе электризации, на инициирование молнии [Л. 1], можно провести несложные расчеты, позволяющие оценить роль собственного заряда самолета.

Рассмотрим искажение однородного электрического поля, когда в него вносится проводящее тело. Фюзеляж современного самолета будем считать в первом приближении сильно вытянутым эллипсоидом с отношением полуосей $b/a \approx 0,1$. Крылья учитывать не будем, так как это не является определяющим для рассматриваемых эффектов. В таком случае исследование сводится к хорошо известной в электростатике и аналитически решаемой задаче о заряженном проводящем эллипсоиде, находящемся в однородном поле E_0 и ориентированном вдоль оси Ox . Для напряженности поля E_x получаем при этом следующее выражение:

$$E_x = E_0 \left[1 + \frac{ax}{2(x^2 - a^2e^2)} - \frac{1}{4} \ln \frac{x + ae}{x - ae} \right] + \frac{q}{4\pi\epsilon_0} \frac{1}{x^2 - a^2e^2}, \quad (1)$$

где $e = \sqrt{1 - b^2/a^2}$ — эксцентриситет эллипсоида; a — большая, b — малая полуоси эллипсоида; q — электрический заряд эллипсоида; ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума.

Первое слагаемое в выражении (1) определяет усиление электрического поля незаряженным проводящим эллипсоидом. Второе слагаемое определяет долю напряженности поля от заряда на эллипсоиде. На рисунке изображены рассчитанные по (1) зависимости напряженности для разных значений внешнего поля E_0 и заряда на эллипсоиде q . По данным [Л. 1] максимально возможный заряд на самолете составляет около 10^{-3} Кл. По расчету получается, что максимально возможный заряд при отсутствии коронирования конструкции $q_{max} \leq 1,3 \cdot 10^{-3}$ Кл. При большем заряде на концевых частях, где усиление поля максимально, напряженность достигает пробивного значения для воздуха $E_{кр} = 3 \cdot 10^6$ В/м. Из графика на рисунке видно, что пробивное значение напряженности достигается и при нулевом заряде, когда $E_0 \geq 0,6 \cdot 10^5$ В/м. На

больших высотах величина $E_{кр}$ для воздуха уменьшается. Как видно из графика, $E = 10^5$ В/м достигается на конце эллипсоида при $E_0 = 2 \cdot 10^4$ В/м, либо при $q = 10^{-3}$. Первое и второе слагаемые в (1) сравнимы между собой только в малой окрестности точки $x = a$. При $x > a$ доля напряженности от собственного заряда становится малой в сравнении с внешним полем, и ей можно пренебречь.

Оценим длину лидерного канала, развивающегося с самолета за счет энергии электростатического поля заряда. Значение этой энергии определяется по формуле:

$$W = \frac{q^2}{2C}, \quad (2)$$

где C — электрическая емкость самолета; q — заряд самолета.

При $C \approx 2 \cdot 10^{-9}$ Ф и $q = 10^{-3}$ Кл получаем $W \approx 0,25 \times 10^3$ Дж. Нетрудно рассчитать длину канала лидера, образованного за счет этой энергии, если отсутствует влияние внешнего поля. Ионизация воздуха происходит за счет неупругих соударений электронов с молекулами газа, причем только 40–50% этой энергии расходуется на ионизацию молекул, а остальная энергия теряется на возбуждение и диссоциацию молекул, излучение и пр.

Уравнение баланса энергии в этом случае:

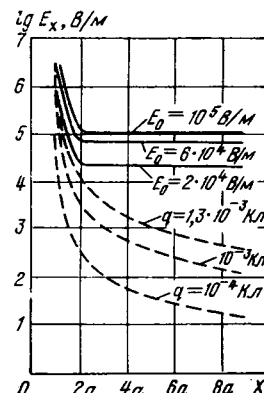
$$W = W_i + W_{пот} \approx 2W_i, \quad (3)$$

где $W_{пот}$ — энергия потерь;

W_i — энергия, расходуемая на ионизацию;

$$W_i = n \frac{\pi d^2}{4} LU_i; \quad (4)$$

n — концентрация ионизированных молекул в канале; d —



диаметр канала лидера; L — длина канала; U_i — потенциал ионизации газа.

С достаточной точностью для воздуха можно принять $U_i = 14$ эВ.

По данным [Л. 2] канал лидера имеет следующие параметры: диаметр $d \approx 1$ мм; температура $T = 10^4$ К; давление воздуха $P = 10^6$ Н/м²; степень ионизации $z \approx 1$. Учитывая, что концентрация молекул воздуха в канале лидера составляет $N = P/kT$ (k — постоянная Больцмана), и решая (4) относительно L находим:

$$L = \frac{2WkT}{\pi P d^2 U_i z}. \quad (5)$$

Подставляя численные значения, получаем для значений $z = n/N = 0,5 \div 1$ длину лидерного канала $L = 10 \div 20$ м. Таким образом, за счет электростатической энергии, запасенной на емкости канал разряда может развиваться лишь на небольшие расстояния, существенно меньшие, чем длина лидера молнии, и меньшие, чем характерные размеры самолетов.

При полетах в условиях сильной электризации (снег, дождь) пилотами наблюдаются случаи, когда с носовой части вперед уходит канал разряда. Энергия такого незавершенного лидера очень мала, и он не может причинить никакого ощутимого вреда, кроме неприятного психологического воздействия на пилота. Для того, чтобы канал развивался на достаточно большие расстояния от самолета и мог вызвать молнию, необходимо, чтобы напряженность внешнего электрического поля была больше 10^3 В/м, но при этом, как выясни-

лось, и без заряда на самолете имеются достаточные условия для развития лидера. Итак, если самолет инициирует молнию, то это происходит в достаточно сильных внешних электрических полях, а не за счет поля собственного электростатического заряда, приобретенного в процессе электризации. Таким образом, мероприятия по уменьшению заряда самолета не могут уменьшить вероятность поражения его молнией.

Результаты настоящих расчетов полностью согласуются с выводами [Л. 3 и 4], полученными при экспериментальных исследованиях на моделях.

Для обеспечения безопасности полетов в зонах грозовой активности существуют два взаимодополняющих направления: совершенствование средств обнаружения и методов обхода опасных зон в атмосфере и создание молниезащищенных конструкций и оборудования самолетов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Имянитов И. М. Электризация самолетов в облаках и осадках. — Л.: Гидрометиздат, 1970.
2. Базелян Э. М., Горин Б. Н., Левитов В. И. Физические и инженерные основы молниезащиты. Л.: Гидрометиздат, 1978.
3. Поражения молнией самолетов/ Э. М. Базелян, В. А. Бранденбургский, И. Г. Пулавская, Б. А. Строганов. — Электричество, 1980, № 3.
4. Бранденбургский В. А. Модельные исследования роли электризации самолетов в процессе инициирования молнии. — Электричество, 1980, № 9.

[24.11.80]



УДК 537.532

О траекториях стримеров положительного импульсного разряда

ИВАНОВ А. В., ЛАРИОНОВ В. П.

Московский энергетический институт

Развитие положительного импульсного разряда начинается с образования стримеров. Стримерная зона предшествует также лидерному каналу, развиваясь перед ним в пространстве и опережая его во времени. Это достаточно убедительно подтверждается электрограммами и статическими фотографиями разряда. Считается, что лидер образуется вследствие разогревания канала стримера движущимися по нему электронами [Л. 1]. Поэтому путь развития лидера задается стримерами.

Вследствие этого исследование условий, влияющих на изменение направления и интенсивность развития стримерной зоны и отдельных стримеров, является важным для выяснения механизма ориентировки разряда.

В статье исследовалось влияние конфигурации электрического поля на траектории развития стримеров. Эксперименты проводились в промежутках «стержень — плоскость» и «стержень — плоскость с выступом на пей». Выступ имел форму цилиндра со скругленным торцом. Цилиндр располагался соосно с промежутком. Высота выступа равнялась 22 мм, внутренний диаметр — 100 мм, наружный радиус скругления торца — 4 мм, межэлектродное расстояние — 100—150 мм. Использовался импульс напряжения положительной полярности 1,5/1000 мкс. Эксперименты проводились при близких к нормальным давлению и температуре воздуха. Наблюдение траекторий развития стримеров осуществлялось с помощью электрограмм [Л. 2].

При достаточно малых напряжениях фронт зоны ионизации близок к полусфере [Л. 2], и наличие выступа на плоскости не деформирует его. Обработка электрограмм показала, что центр этой сферической поверхности лежит на оси промежутка на расстоянии, равном 1/4 длины зоны ионизации $l_{z,н}$ от конца стержня.

Начиная с некоторого значения напряжения, фронт зоны ионизации искажается, его форма становится отличной от сферы. При отсутствии выступа зона ионизации вытягивается по направлению к плоскости, т. е. стримеры, расположенные вблизи оси промежутка, получают преимущественное развитие. При наличии выступа стримеры отклоняются по направ-

лению к нему, причем явные признаки ориентации стримеров на выступ начинают проявляться только при приближении фронта зоны ионизации к выступу на определенное расстояние. Без выступа на плоскости такие искривления траекторий развития стримеров никогда не наблюдаются. Следовательно, это явление может быть объяснено только искажением электрического поля в промежутке, вызываемым выступом.

На рис. 1 — фрагменты двух электрограмм. Электрограмма *a* получена при наличии выступа на плоскости; электрограмма *b* — без него. На электрограмме *b* пунктиром указано место нахождения выступа на плоскости. Эти электрограммы иллюстрируют влияние выступа на траектории развития стримеров. Видно, что в случае промежутка с выступом стримеры отклоняются в его сторону, тогда как в промежутке без выступа в аналогичных точках искривления траекторий нет.

Сравнивая электрическое поле в промежутках с выступом и без него, можно найти то изменение напряженности поля, на которое реагирует стример. Расчет электрического поля в таких промежутках производился численным способом с использованием ЦВМ по методу, предложенному в [Л. 3]. Раздельно определялись составляющие E по осям x и z (рис. 1) внешнего поля — от приложенного к электродам напряжения и поля, создаваемого объемным зарядом. Принималось, что изменение направления развития стримера происходит в момент, когда фронт зоны ионизации доходит до расчетной точки. По предварительно снятым зависимостям находились мгновенное значение напряжения и объемный заряд, соответствующий данной длине зоны ионизации. Эти параметры использовались при расчете E . Данные расчета представлены в таблице. Обозначения, принятые в таблице: E_{qx} , E_{qz} — составляющие напряженности электрического поля от объемного заряда по осям x и z ; E_{ux} , E_{uz} — составляющие внешнего поля; E — суммарная напряженность; E_q , E_u — результирующие напряженности от объемного заряда и внешнего поля; $l_{z,н}$ — длина зоны ионизации.

Составляющие напряженности электрического поля для промежутка без выступа приведены в числителе, а для промежутка с выступом — в знаменателе; расчеты проводились для условий, указанных на рис. 1.

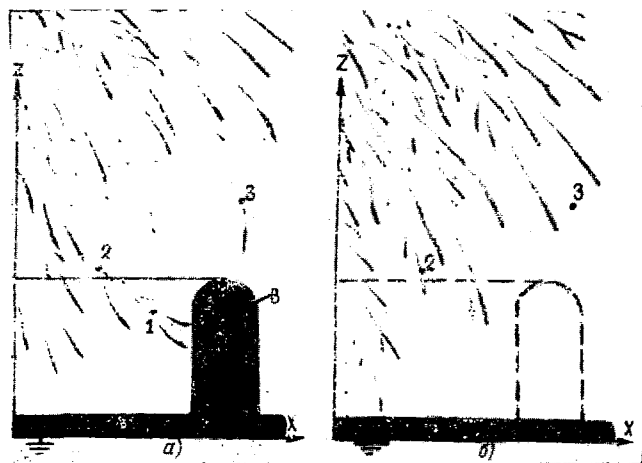


Рис. 1. Фрагменты электрограмм положительного импульсного разряда для промежутка с выступом (а) и без выступа (б). $S=10$ см, $U=46$ кВ; В — выступ на плоскости. 1, 2, 3 — расчетные точки.

Погрешность расчета внешнего поля не превышала 3%. Поле объемного заряда рассчитывалось приближенно. Предполагалось, что весь объемный заряд сосредоточен в точке, являющейся центром сферической поверхности, совпадающей с фронтом зоны ионизации. Величина объемного заряда определялась по осциллограммам напряжения на емкости, через которую заземлялась плоскость. Погрешность расчета напряженности электрического поля объемного заряда была не более 20%.

Из таблицы видно, что суммарная напряженность электрического поля на границе зоны ионизации составляет в среднем 1,5 кВ/см. Причем напряженность внешнего поля близка к напряженности поля объемного заряда. В точках изменения направления развития стримеров (рис. 1) напряженность электрического поля в промежутках без выступа мало отличается от напряженности в промежутках с выступом, но направления векторов напряженности существенно различны. Это видно по изменению соотношения составляющих по осям z и x . Причем в указанных точках меняется соотношение составляющих напряженности как внешнего поля, так и поля объемного заряда. Для наглядности на рис. 2 даны векторные диаграммы напряженности в точках 1 и 3. Из рис. 1 и 2 видно, что изменение направления развития стримеров соответствует изменению положения вектора напряженности электрического поля.

Модуль разности векторов напряженности электрического поля для промежутков с выступом и без него в точках изменения направления развития стримеров ΔE составляет 0,5—1 кВ/см. Эта величина соизмерима с суммарной напряженностью ($\sim 1,5$ кВ/см). Таким образом, изменение поля на такую небольшую величину может влиять на траекторию развития стримера.

Возникает вопрос, каким образом такое незначительное изменение поля может воздействовать на переориентацию ионизационных процессов перед головкой стримера. Считается, что развитие стримеров происходит в поле заряда, сосредото-

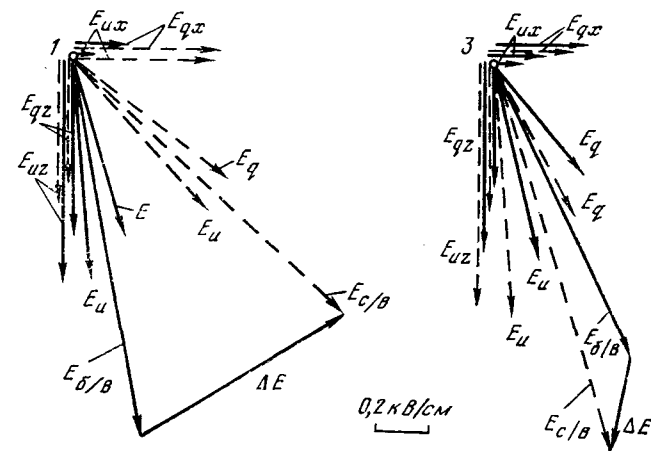


Рис. 2. Векторные диаграммы напряженности электрического поля для точек ориентации 1 и 3 (см. рис. 1). $S=10$ см, $U=46$ кВ — $E_{\delta/B}$ — для промежутка без выступа на плоскости; — — —, $E_{c/B}$ — для промежутка с выступом на плоскости.

ченного на их концах и равного $E_{гол}$ [Л. 4—6]. Напряженность этого поля достигает нескольких сотен киловольт на сантиметр. По сравнению с такой напряженностью поля заряда головки величина ΔE настолько мала, что не может оказать непосредственно сколько-нибудь заметного влияния на ход развития ионизационных процессов перед головкой стримера.

Влияние поля объемного заряда и заряда на электродах $E_{рез}$ на траектории развития стримеров может быть объяснено, если предположить, что оно ответственно за образование избыточного положительного заряда на головке стримера.

В первый момент времени каждый вновь образующийся участок стримера можно считать нейтральным, так как электроны еще не успели его покинуть. Отсос электронов из таких участков происходит под действием $E_{рез}$ — напряженности поля объемного заряда и зарядов на электродах. В результате дрейфа электронов на головке стримера растет избыточный положительный заряд. Величина $E_{рез}$ определяет также и направление дрейфа электронов.

Если вектор $E_{рез}$ направлен по оси канала стримера, то дрейф электронов будет осуществляться также вдоль оси. При этом, как показано в [Л. 6], для создания электрического поля достаточно смещения электронов на расстояние, равное двум-трем радиусам канала головки стримера. Вследствие симметричного оттока электронов по всему сечению стримера распределение положительного заряда будет также симметричным. Поэтому вектор $\vec{E}_{гол}$ будет направлен вдоль оси стримера.

В том случае, когда $\vec{E}_{рез}$ не совпадает с осью стримера, появляется поперечная составляющая перемещения электронов. Это вызывает соответствующее смещение места сосредоточения положительных ионов, а, значит, и изменение направления вектора $\vec{E}_{рез}$, вследствие чего происходит переориентация дальнейшего развития стримера.

№ точек	l_z , м, см	U , кВ	$q \cdot 10^{-8}$, Кл	E_{qz} , кВ/см	E_{qx} , кВ/см	E_{uz} , кВ/см	E_{ux} , кВ/см	E_z , кВ/см	E_x , кВ/см	E , кВ/см	E_q , кВ/см	E_u , кВ/см
1	9,6	46	3,8	$\begin{matrix} -0,67 \\ -0,45 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,20 \\ 0,56 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -0,88 \\ -0,55 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,07 \\ 0,55 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1,55 \\ -1,0 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,27 \\ 1,11 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1,57 \\ 1,49 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,69 \\ 0,71 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,88 \\ 0,77 \end{matrix}$
2	8,4	46	3,1	$\begin{matrix} -0,68 \\ -0,67 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,27 \\ 0,39 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -0,82 \\ -0,82 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,09 \\ 0,30 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1,50 \\ -1,49 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,36 \\ 0,69 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1,54 \\ 1,64 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,73 \\ 0,77 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,82 \\ 0,87 \end{matrix}$
3	8,4	46	3,1	$\begin{matrix} -0,43 \\ -0,56 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,35 \\ 0,29 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -0,74 \\ -1,0 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,16 \\ 0,07 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -1,17 \\ -1,56 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,51 \\ 0,36 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1,27 \\ 1,60 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,55 \\ 0,63 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0,76 \\ 1,0 \end{matrix}$

Таким образом, на траекторию развития стримерной зоны положительного разряда могут оказывать влияние весьма слабые возмущения поля — порядка 1 кВ/см. Это заставляет усомниться в правомерности использования в существующих расчетных моделях ориентации разряда значительно больших критических величин. В то же время, внешнее поле и поле объемного заряда имеют примерно одинаковое влияние на развитие разряда.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрическая прочность наружной высоковольтной изоляции/ Александров Г. Н. и др. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1969.
2. Применение электрографии для исследования объемного заряда в длинных воздушных промежутках/ И. П. Бе-

лоедова, А. В. Иванов, Е. С. Колечицкий, В. П. Ларионов. — Электричество, 1980, № 2.

3. Колечицкий Е. С. Расчеты электростатических полей с использованием интегральных уравнений первого рода. — Электричество, 1975, № 8.

4. Даусон Дж., Винн У. Модель распространения стримера. — В кн.: Петер Г. Электронные лавины и пробой в газах. — М.: Мир, 1968.

5. Gallimberti I. A computer model for streamer propagation. — J. Phys. D: Applied Phys., 1972, vol. 5, № 12.

6. Измерение заряда стримерных образований положительного импульсного разряда/ И. П. Белоедова, А. В. Иванов, Е. С. Колечицкий, В. П. Ларионов. — Электричество, 1981, № 6.

[14.10.80]

УДК 621.313.32.043.3.017.3.001.24

Расчет потерь в явнополюсном массивном роторе синхронной машины

АЛЕКСЕЕВ И. И., ТЕРЗЯН А. А.

В высокоскоростных авиационных синхронных генераторах для обеспечения механической прочности вращающегося индуктора на полюсную систему напрессовывается с натягом составной сварной цилиндр [Л. 1]. Стальные участки цилиндра служат полюсными наконечниками, а межполюсные части выполнены из металла с относительной магнитной проницаемостью, несколько большей единицы, и электропроводностью, отличной от нуля. В подобных конструкциях потери на вихревые токи от несинхронных составляющих магнитного поля могут быть значительными особенно в случае применения демпферной системы в виде проводящего покрытия на поверхности сварного цилиндра.

В статье предлагается методика расчета потерь на основе решения задачи электромагнитного поля для полной математической модели ротора в поперечном сечении активной части машин в декартовой системе координат (рис. 1). Рассматривается область, ограниченная гладкой поверхностью расточки статора, полюсным делением ротора [Л. 2] и внутренней поверхностью сварного цилиндра.

В координатах, неподвижных относительно ротора, исходная система уравнений результирующего электромагнитного поля приводит к уравнению Лапласа в области зазора и к однородному уравнению Гельмгольца в каждой из однородных и изотропных сред ротора. Решения уравнений в частных производных найдены методом разделения переменных. Постоянные в решениях определены из условий сопряжения на границах раздела сред 1—4 (рис. 1), а также на внешних границах рассматриваемой области. Принято: в средах 3' и 4 отсутствует волна, отраженная от внутренней поверхности сварного цилиндра; составляющие поля периодичны с полупериодом τ [Л. 3]; на поверхности расточки статора задана бегущая волна v -й гармонической линейной плотности поверх-

ностного тока [Л. 4 и 5] с полюсным делением $\tau_p = \tau/v$, изменяющаяся во времени с частотой токов ротора ω . (При этом предполагается, что потери, вызываемые несколькими совместно действующими гармониками, определяются сложением потерь от каждой из них.) Условия на границах удовлетворяются с применением процедуры, аналогичной методу Бубнова — Галеркина [Л. 6 и 7].

На ЭВМ рассчитаны критериальные зависимости относительных потерь с целью распространения результатов на подобные машины и упрощения последующих расчетов [Л. 2 и 3]. Мощность потерь в роторе

$$P = K_p \bar{P}_{\text{г.л.}} A^2 2p l_r / \gamma_s. \quad (1)$$

Здесь

$$\bar{P}_{\text{г.л.}} = \frac{\pi v \operatorname{Re} m_s \operatorname{Im} (\dot{w} \dot{a}_2^{**})}{4 \mu_s \operatorname{ch}^2 (\bar{\delta}') \dot{G} \dot{G}^*} \quad (2)$$

— относительная мощность потерь в гладком роторе (при $b_p = \tau$) на одно полюсное деление и единицу активной длины от v -й гармонической линейной плотности поверхностного тока статора единичной амплитуды (безразмерная величина); $\dot{w} = \dot{a}_2 \operatorname{th} (\dot{a}_2 \bar{g}) + \dot{\gamma} \dot{a}_3$; $\dot{w} = \dot{a}_2 + \dot{\gamma} \dot{a}_3 \operatorname{th} (\dot{a}_2 \bar{g})$; $\dot{G} = \epsilon \dot{a}_2 \dot{v} + \dot{w} (\operatorname{th} \bar{\delta}')$; $\dot{a}_i = (1 - j \operatorname{Re} m_i)^{1/2}$; $i = 2 - 3$ согласно нумерации сред на рис. 1; $j = (-1)^{1/2}$; $\operatorname{Re} m_i = 2 (\Delta' / \Delta_i)^2$ — магнитное число Рейнольдса [Л. 5]; $\Delta' = \tau / (v \pi)$ — глубина проникновения бегущего поля в диэлектрик; $\Delta_i = [2 / (\omega \mu_i \gamma_i)]^{1/2}$ — глубина проникновения

плоской волны в полупространство с магнитной проницаемостью μ_i и удельной электропроводностью γ_i , причем $\operatorname{Re} m_i = \xi_i^2$; ξ_i — определяющий критерий подобия электромагнитного поля [Л. 2]; $\mu_i = \mu' / \mu_0$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная; $\epsilon = \mu_0 / \mu_2$; $\eta = \mu_2 / \mu_3$; $\bar{\delta}' = \delta' / \Delta'$; $\bar{g} = g / \Delta'$ — относительные линейные размеры; A_s — амплитуда линейной плотности поверхностного тока статора; p — число пар полюсов машины; l_r — активная длина ротора; K_p — отношение потерь в явнополюсном роторе к потерям в гладком роторе. В случае немагнитного проводящего покрытия расчетный воздушный зазор $\delta' = (\delta + g) k_{\delta 1} - g$, где δ — реальный зазор между статором и ротором; $k_{\delta 1}$ — коэффициент зазора для статора. При отсутствии покрытия следует положить $g = 0$.

На рис. 2 представлены некоторые из рассчитанных на ЭВМ критериальных зависимостей K_p , отражающих по-существу влияние явной полюсности и межполюсных вставок.

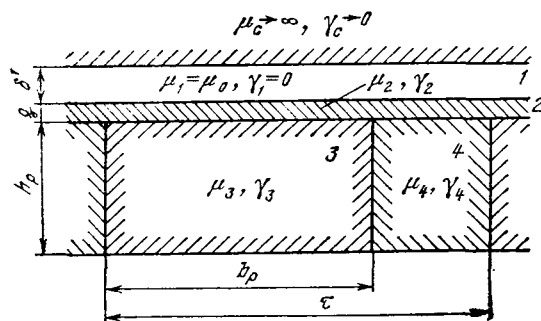


Рис. 1. Рассматриваемая область поля.

1 — рабочий зазор между статором и ротором; 2 — проводящее покрытие на поверхности ротора; 3 — массивный полюсный наконечник; 4 — межполюсная вставка.

Экранирующее действие проводящего покрытия приводит к тому, что зависимости от критериев, характеризующих геометрические соотношения и параметры сред сварного цилиндра, выражены в меньшей степени, чем при отсутствии покрытия (рис. 2,б). Вследствие этого кривые рис. 2,а применимы при $v=15$ и в случае, когда фиксированные критерии отличаются от указанных.

При расчете потерь в роторе от высших пространственных гармонических м. д. с. статора амплитуда линейной плотности поверхностного тока A_v выражается через м. д. с. основной гармоники аналогично [Л. 4]. Полученное решение задачи поля в изложенной выше постановке, помимо расчета потерь от высших гармоник м. д. с. статора, может быть использовано также для определения потерь от зубцовой пульсации синхронного поля.

Расчет заметно упрощается, если принять, что зубцовое деление статора заведомо меньше ширины полюсного наконечника. При этом амплитуда пульсации поля на поверхности полюсного наконечника мало зависит от его ширины и найденная из решения для гладкого ротора в достаточной степени верна для общего случая явнополюсного ротора. Пространственные амплитуды нормальной и касательной составляющих индукции на поверхности стали гладкого ротора за проводящим покрытием:

$$B_y = \frac{\mu_0 A_v}{\text{ch}(\delta')} \left| \frac{\alpha_2}{G \text{ch}(\alpha_2 g)} \right|, \quad (3)$$

$$B_x = \frac{\mu_0 A_v}{\text{ch}(\delta')} \left| \frac{\alpha_2 \alpha_3}{G \text{ch}(\alpha_2 g)} \right|. \quad (4)$$

При отсутствии вихревых токов в роторе без покрытия, положив в (3) $\text{Re} m_3 = 0$ и приняв $\text{th}(\delta') \ll 1/\mu'_3$, получим выражение, идентичное [Л. 4]:

$$B_{y0} = \frac{\mu_0 A_v}{\text{sh}(\delta')}. \quad (5)$$

В то же время амплитуда эквивалентной синусоиды зубцовой пульсации поля на гладкой поверхности шихтованного ротора [Л. 8]

$$B_0 = \beta k_{\delta 1} B_{\delta}, \quad (6)$$

где B_{δ} — средняя индукция основной гармоники поля в зазоре, определяемая из расчетных соотношений машины с учетом реальной ширины полюсного наконечника; β — коэффициент зубцовой пульсации.

Выражения (5) и (6) получены при одинаковых допущениях для ротора, поэтому, приравняв их, выразим линейную плотность поверхностного тока статора через величины, известные на стадии проектирования машины:

$$A_v = \beta k_{\delta 1} B_{\delta} \text{sh}(\delta')/\mu_0.$$

Магнитное состояние полюсного наконечника определяется итерационным процессом. Поскольку во всех режимах работы происходит наложение неподвижного относительно ротора поля основной гармоники и полей высших гармонических, перемещающихся относительно ротора и вызывающих потери, величина μ_3 понимается как динамическая магнитная проницаемость или проницаемость на частном цикле [Л. 9]. За начальное значение проницаемости принимается величина $\mu_{(0)} = \partial B / \partial H$ в точке кривой намагничивания стали полюсного наконечника¹, соответствующей средней индукции поля основной гармоники в зазоре B_{δ} (в режиме холостого хода B_{δ} — индукция поля возбуждения).

Сравнение (3) и (4) показывает, что B_x всегда больше B_y примерно в ξ_3 раз. Кроме того, пространственный сдвиг между касательной и нормальной составляющими индукции составляет $\pi/2$ рад и в точке, где касательная составляющая достигает максимума (4), нормальная обращается в нуль.

¹ При задании кривой намагничивания в табличном виде следует предварительно убедиться в ее гладкости и при необходимости произвести сглаживание.

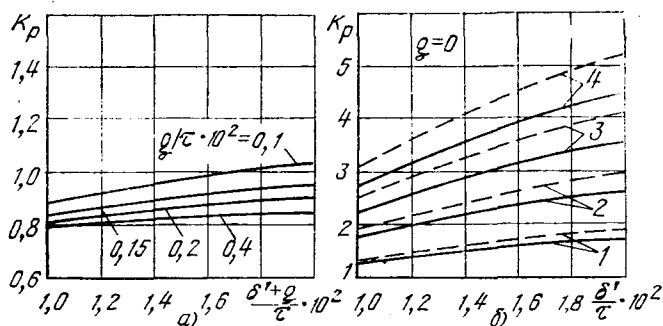


Рис. 2. Критериальные зависимости K_p при $v=15$; $k_p=0,1 \cdot 15\pi$; $\mu'_4=1,5$; $\xi_4=1,5$.

а — $b_p=0,7 \cdot 15\pi$; $\mu'_2=1$; $\xi_2=1,5$; $\mu'_3=900$; $\xi_3=15$; б — $b_p=0,6 \cdot 15\pi$; $\mu'_3=100$; $\xi_3=5$; 2 — $\mu'_3=400$; $\xi_3=10$; 3 — $\mu'_3=900$; $\xi_3=15$; 4 — $\mu'_3=1600$; $\xi_3=20$.

Учитывая также, что B_{δ} имеет преимущественно нормальное к поверхности ротора направление, следующее (в общем k -е) приближение проницаемости определяется как $\mu_{(k)} = (B_{(k)} - B_{\delta})/\Delta H_{(k)}$, где $B_{(k)} = (B_{\delta}^2 + B_{x(k)}^2)^{1/2}$; $\Delta H_{(k)}$ — соответствующее приращение напряженности магнитного поля по кривой намагничивания. Процесс итерации считается завершенным, если относительная невязка $(\mu_{(k)} - \mu_{(k-1)})/\mu_{(k)}$ не превышает 0,05. В противном случае рассчитывается следующее приближение, причем в $B_{x(k+1)}$ подставляется полусумма проницаемостей двух предыдущих приближений. Для достижения указанной невязки достаточно нескольких итераций.

Рассчитанные на ЭВМ потери были сопоставлены с опытными. Экспериментально определялись потери в роторах описанной конструкции без покрытия и омедненным. Способом тормоза замерялся момент на валу генератора при отсутствии возбуждения, а затем при различных уровнях возбуждения в режиме холостого хода. Мощность потерь в роторе от зубцовой пульсации поля определялась как разность мощностей: потребляемой в режиме холостого хода и при отсутствии возбуждения, а также мощности потерь в стали статора, рассчитанной по известным выражениям. Индукция в зазоре при холостом ходе рассчитывалась по э. д. с. фазы и обмоточным данным генератора.

Ниже приводятся некоторые данные машины: $p=3$; частота вращения ротора $n=8000$ об/мин; число пазов статора $z=45$; зубцовое деление $t_z=6,28$ мм; раскрытие паза $b_m=2$ мм; $\tau=47,1$ мм; $h_p=5$ мм; конструктивный коэффициент полюсного перекрытия $\alpha_p=0,606$; сталь полюсного наконечника Ст10; $\gamma_3=0,5 \cdot 10^{-7}$ См/м; $\gamma_4=4,3 \cdot 10^7$ См/м; $\mu'_4=1,5$; $l_r=54$ мм.

δ , мм	g , мм	B_{δ} , Тл	μ'_3	P_{Σ} , Вт	P_p , Вт
0,5	0,3	0,71	592	690	793
		0,562	891	480	502
		0,465	1104	350	344
0,8	0	0,71	408	120	121
		0,562	643	86	73
		0,465	906	45	48

Из сравнения приведенных в таблице мощностей потерь, рассчитанных на ЭВМ P_p и полученных экспериментально P_{Σ} , можно заключить, что принятые допущения не существенно сказались на точности конечных результатов. Близкие значения (учитывая погрешность интерполяции) были бы получены при пользовании критериальными зависимостями рис. 2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электроснабжение летательных аппаратов/ Под ред. Н. Т. Коробана. — М.: Машиностроение, 1975.
2. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. — М.: Энергия, 1969.

3. Иванов-Смоленский А. В., Осипов А. И. Влияние зубчатой структуры зазора на потери на вращающемся электропроводном слое. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 3.
4. Постников И. М. Вихревые токи в синхронных и асинхронных машинах с массивным ротором. — Электричество, 1958, № 10.
5. Вольдек А. И. Индукционные магнитогидравлические машины с жидкометаллическим рабочим телом. — М.: Энергия, 1970.
6. Зечихин Б. С. Магнитное поле в зазоре индуктивной

машины в режиме холостого хода. — Изв. вузов. Электро-механика, 1960, № 1.

7. Иванов-Смоленский А. В., Мнацаканян М. С. Аналитический метод расчета магнитного поля в воздушном зазоре электрических машин с односторонней зубчатостью. — Электричество, 1972, № 3.

8. Рихтер Р. Электрические машины. Т. I. Пер. с нем./ Под ред. Ю. С. Чечета — Л.—М.: ОНТИ НКТП СССР, 1935.

9. Бозорт Р. М. Ферромагнетизм. Пер. с англ./ Под ред. Е. И. Кондорского и Б. Г. Лившица. — М.: Изд-во иностр. лит., 1956.

[10.12.81]

УДК 621.313.226.017.001.24

Добавочные потери холостого хода в обмотке якоря беспазовой машины постоянного тока

ЕГОРОВА Т. И., инж., ТОКОВ М. И., канд. техн. наук.

Ленинградский политехнический институт

Беспазовые машины постоянного тока за последнее время стали широко применяться благодаря их более высокой перегрузочной способности и коммутационной устойчивости по сравнению с обычными машинами постоянного тока. Существует несколько конструктивных вариантов исполнения беспазовых машин. В простейшем случае якорная обмотка наклеена на гладкий цилиндрический сердечник, насаженный на вал и вращающийся вместе с обмоткой. Если требуется пониженная инерционность ротора, обмотка выполняется в виде полого немагнитного вращающегося стакана (на пластмассовой основе) при неподвижном внутреннем цилиндрическом сердечнике; для уменьшения индуктивности коммутирующих секций внутренний сердечник может иметь явно выраженные полюса, расположенные против главных полюсов магнитной системы. Наконец, к классу беспазовых относится линейная машина постоянного тока (рис. 1), у которой якорная обмотка выполнена в виде плоскости 1 (секции, скрепленные пластмассой), а магнитная система состоит из ряда полюсов 2, объединенных нижним ярмом 3, и верхних наконечников 4, прикрепленных к верхнему ярму 5 [Л. 1]. Все далее изложенное относится в равной мере ко всем перечисленным конструктивным вариантам; различие заключается только в том, что в дальнейшем при двусторонних явно выраженных полюсах (см. рис. 1) под символом δ понимается действительный размер немагнитного зазора; если же сердечник якоря гладкий, то под δ следует понимать удвоенное значение фактического зазора.

Существенной особенностью беспазовой машины является размещение якорной обмотки в рабочем зазоре машины; поэтому обмотка непосредственно подвергается воздействию основного магнитного поля. Однако наряду с главным процессом преобразования энергии протекает и побочный: в проводниках индуцируются вихревые токи, вызывающие добавочные потери. При высокой индукции в зазоре и больших размерах проводников эти потери могут быть значительными, и необходимо иметь метод их расчета.

Расчету добавочных потерь в якорной обмотке указанных машин посвящена [Л. 2]. Однако использование ее для практических расчетов затруднительно, так как требует знания закона распределения поля в зазоре. Необходимость в опытном определении этого закона исключает возможность применения метода [Л. 2] на стадии проектирования. Кроме того, в [Л. 2] не проводится деления потерь на добавочные потери холостого хода и короткого замыкания, как это общепринято, а вычисляются сразу суммарные потери, что влечет определенные неудобства. Наконец, в [Л. 2] не приводятся мате-

риалы экспериментальной проверки метода. Предлагаемый ниже способ расчета свободен от перечисленных недостатков: в качестве исходной информации должны быть известны лишь геометрические размеры магнитной системы, данные обмотки якоря, индукция в зазоре и скорость движения обмотки.

Добавочные потери возникают в якорной обмотке уже в том случае, когда машина работает без нагрузки. Поэтому они относятся к классу потерь холостого хода. При нагрузке возникает реакция якоря, искажающая магнитное поле. Из-за этого добавочные потери, как квадратичная функция индукции, увеличиваются, что может рассматриваться как появление нового вида потерь — короткого замыкания. В данной работе этот вид потерь не рассматривается. Задача решается со следующими допущениями:

магнитная проницаемость стальных элементов магнитной системы принимается бесконечно большой;

магнитное поле как в рабочем зазоре, так и в межполюсном промежутке принимается двухмерным; особенности поля в торцевых зонах не учитываются;

проводники якорной обмотки имеют прямоугольную форму сечения;

вихревые токи в активной части проводников имеют только составляющую вдоль проводников, а замыкаются целиком в лобовых частях;

вихревые токи замыкаются в лобовых частях каждого отдельного проводника, не перетекая в другие проводники, и поэтому достаточно рассмотреть добавочные потери в одном проводнике;

магнитодвижущая сила вихревых токов пренебрежимо мала по сравнению с м. д. с. на зазор, и поэтому не влияет на закон распределения поля в зазоре;

зазор под полюсом принимается равномерным, а кривизной якоря в случае вращающейся машины пренебрегается;

магнитное поле в области, занятой проводниками обмотки якоря, имеет только составляющую, нормальную к проводникам и к направлению их движения (т. е. радиальную в случае вращающейся машины);

машина работает в режиме холостого хода.

Вихревые токи в якорной обмотке возникают при входе проводников в магнитное поле или при выходе из него. Как известно, при указанных допущениях и движении проводника в равномерном магнитном поле вихревые токи не возникают, поэтому первой частью задачи является расчет закона распределения поля в зазоре машины. Расчетная модель магнитной системы на двойное полюсное деление и обозначение размеров представлены на рис. 2, а, причем ширина полюса модели принимается равной ширине полюсного наконечника реальной машины $b_p = at$, а его высота — бесконечной; известно, что такая идеализация привносит очень малую погрешность [Л. 3—5], но существенно упрощает расчет. При такой постановке задача решается методом конформных отображений; использовано решение, изложенное в [Л. 6], причем экспериментальная проверка на макете хорошо подтвердила данные расчета.

Характер найденного распределения индукции в зазоре в области обмотки якоря показаны на рис. 2, б сплошной линией. В целях упрощения расчетов это распределение заменяется трапецеидальным (см. рис. 2, б, пунктир) так, чтобы

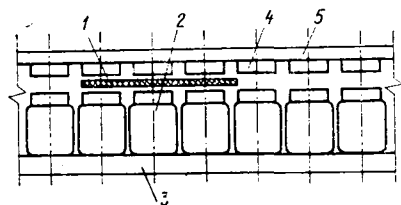


Рис. 1. Схема устройства линейной машины постоянного тока.

боковая сторона трапеции была касательной к действительной кривой в точке ее перегиба; наклон боковых сторон трапеции и их положение зависят от геометрического коэффициента полюсной дуги α и отношения $b/(1-\alpha)\tau$. Если выразить в долях полюсного деления τ среднюю линию трапеции $\lambda\tau$ и разницу между большим и меньшим основаниями $\xi\tau$ (см. рис. 2, б), то числа λ и ξ однозначно определяют упрощенный закон распределения поля в зазоре. По результатам расчетов кривых поля найдено, что числа λ и ξ зависят от коэффициента полюсной дуги α практически линейно:

$$\lambda = A + B\alpha; \quad \xi = C(1 - \alpha),$$

причем

$$A \approx \left[1 - 0,55 \frac{\delta}{(1-\alpha)\tau} \right] \frac{\delta}{(1-\alpha)\tau};$$

$$B \approx 1 - \left[1,030 - 0,567 \frac{\delta}{(1-\alpha)\tau} \right] \frac{\delta}{(1-\alpha)\tau};$$

$$C \approx \left[1,60 - 0,95 \frac{\delta}{(1-\alpha)\tau} \right] \frac{\delta}{(1-\alpha)\tau}.$$

Погрешность такой аппроксимации не превосходит 3% при $0,1 \leq \alpha \leq 0,8$.

Для дальнейших расчетов закон распределения поля в зазоре представляется в форме ряда Фурье. Если пространственную координату y отсчитывать от оси полюса, то, как известно, трапециевидальная кривая вида рис. 2, б выражается рядом:

$$B(x) = \frac{16}{\pi^2 \xi} B_m \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v^2} \sin v\lambda \frac{\pi}{2} \sin v\xi \frac{\pi}{4} \cos v\pi \frac{y}{\tau}, \quad (1)$$

где B_m — максимальное значение индукции в зазоре (высота трапеции).

Ряд содержит только нечетные гармоники $v = 2k + 1$. Каждая гармоника поля движется относительно проводника с одной и той же скоростью v . Если ввести подвижную систему координат, фиксированную относительно проводника, и координату x отсчитывать от его середины, то очевидно, что $y = x - vt$. Подставив это значение y в (1), можно разложить каждую бегущую волну на две пульсирующие, неподвижные относительно проводника и взаимно сдвинутые в пространстве и времени на четверть периода.

Плотность вихревого тока $j(x, t)$ может быть найдена из общего уравнения электромагнитного поля

$$\text{rot}(\rho j) = -\frac{\partial B}{\partial t},$$

где ρ — удельное сопротивление материала обмотки.

Принимая во внимание, что вихревой ток имеет только составляющую вдоль проводника, получим

$$j(x, t) = -\frac{1}{\rho} \int \frac{dB}{dt} dx + C,$$

где C — постоянная, определяемая из условия отсутствия перетекания вихревых токов между соседними проводниками:

$$\int_{-b/2}^{+b/2} j(x, t) dx = 0.$$

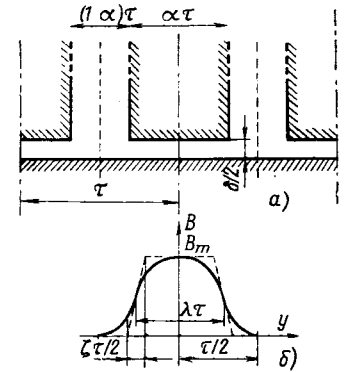
Здесь b — размер проводника в направлении его движения. Тогда выражение для v -й гармоники вихревого тока принимает вид

$$j_v(x, t) = \frac{v}{\rho} B_{mv} \left[\cos v\pi \frac{x}{\tau} \cos v\pi \frac{vt}{\tau} + \sin v\pi \frac{x}{\tau} \times \right.$$

$$\left. \times \sin v\pi \frac{vt}{\tau} - \frac{2\tau}{v\pi b} \sin v \frac{\pi}{2} \frac{b}{\tau} \cos v\pi \frac{vt}{\tau} \right].$$

Действующее значение каждой пространственной гармоники вихревого тока за временной период изменения определяется обычным способом и действующее значение суммарной плотности тока как функции координаты x с учетом (1)

Рис. 2. Расчетная модель (а) и характер распределения поля в зазоре (б).



будет

$$j(x) = \frac{8\sqrt{2} v B_m}{\pi^2 \xi \rho} \left[\sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v^2} \sin v\lambda \frac{\pi}{2} \sin v\xi \frac{\pi}{4} \times \right.$$

$$\times \cos v\pi \frac{x}{\tau} + \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v^2} \sin v\lambda \frac{\pi}{2} \sin v\xi \frac{\pi}{4} \sin v\pi \frac{x}{\tau} -$$

$$\left. - \frac{2\tau}{\pi b} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v^2} \sin v\lambda \frac{\pi}{2} \sin v\xi \frac{\pi}{4} \sin v \frac{\pi}{2} \frac{b}{\tau} \right]. \quad (2)$$

Ряды в этом выражении могут быть просуммированы в общем виде, для чего произведения тригонометрических функций надо представить в виде сумм функций комбинированных аргументов. Так из [Л. 8] известно, что

$$4 \sin A \sin B \sin C = \sin(A+B-C) + \sin(B+C-A) +$$

$$+ \sin(C+A-B) - \sin(A+B+C);$$

$$4 \sin A \sin B \cos C = \cos(B+C-A) - \cos(A+B-C) +$$

$$+ \cos(C+A-B) - \cos(A+B+C).$$

Применяя эти формулы к рядам (2), получим ряды, суммы которых известны [Л. 9]:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} \cos(2k-1)z = \frac{\pi^2}{8} \left(1 - \frac{2z}{\pi} \right), \quad 0 \leq z \leq \pi;$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} \sin(2k-1)z = \frac{\pi^3}{8} \left(1 - \frac{z}{\pi} \right) \frac{z}{\pi}, \quad 0 \leq z \leq \pi;$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} \sin(2k-1)z = \frac{1}{2} [\psi(z) + \psi(\pi-z)], \quad 0 \leq z \leq \pi,$$

где

$$\psi(z) = -\int_0^z \ln \left(2 \sin \frac{t}{2} \right) dt = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} \sin kz.$$

Достаточно подробные таблицы функции $\psi(z)$ имеются в [Л. 10]. В данном случае целесообразно объявить специальной функцией величину

$$\Psi(z) = \frac{1}{2} [\psi(z) + \psi(\pi-z)] = -\frac{1}{2} \int_0^z \ln \lg \frac{t}{2} dt =$$

$$= -\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} \sin(2k-1)z. \quad (3)$$

График этой функции при $0 \leq \xi \leq \pi$ похож на синусоиду. После преобразований выражение для плотности тока принимает вид:

$$j(x) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi^2} \frac{vB_m}{\rho\zeta} \left[\Psi\left(\frac{\pi\lambda}{2} + \frac{\pi\zeta}{4} - \frac{\pi x}{\tau}\right) - \Psi\left(\frac{\pi\lambda}{2} - \frac{\pi\zeta}{4} - \frac{\pi x}{\tau}\right) + \Psi\left(\frac{\pi\lambda}{2} - \frac{\pi\zeta}{4} + \frac{\pi x}{\tau}\right) - \Psi\left(\frac{\pi\lambda}{2} + \frac{\pi\zeta}{4} + \frac{\pi x}{\tau}\right) \right]. \quad (4)$$

Существенно, что координата x изменяется в пределах $-\frac{b}{2} \leq x \leq \frac{b}{2}$, т. е. значение $\frac{\pi x}{\tau}$ значительно меньше единицы. Это дает возможность разложить функции Ψ в ряды по степеням $\frac{\pi x}{\tau}$ и упростить выражение, отбросив члены высокого порядка малости. Важно, что в (4) аргументы функций Ψ попарно сопряженные:

$$\left(\frac{\pi\lambda}{2} + \frac{\pi\zeta}{4}\right) - \frac{\pi x}{\tau} \text{ и } \left(\frac{\pi\lambda}{2} + \frac{\pi\zeta}{4}\right) + \frac{\pi x}{\tau};$$

$$\left(\frac{\pi\lambda}{2} - \frac{\pi\zeta}{4}\right) - \frac{\pi x}{\tau} \text{ и } \left(\frac{\pi\lambda}{2} - \frac{\pi\zeta}{4}\right) + \frac{\pi x}{\tau}.$$

Разложения таких функций в степенные ряды будут отличаться лишь знаками при нечетных степенях величины $\frac{\pi x}{\tau}$; в результате вычитания четные степени взаимно уничтожаются, а нечетные суммируются. Если отбросить члены, содержащие $\left(\frac{\pi x}{\tau}\right)^5$ и более высокие степени, то с учетом (3)

$$j(x) \approx \frac{2\sqrt{2}}{\pi^2} \frac{vB_m}{\rho\zeta} \frac{\pi x}{\tau} \left[\ln \frac{\sin \lambda \frac{\pi}{2} + \sin \zeta \frac{\pi}{4}}{\sin \lambda \frac{\pi}{2} - \sin \zeta \frac{\pi}{4}} + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi x}{\tau}\right)^2 \sin \lambda \frac{\pi}{2} \sin \zeta \frac{\pi}{4} \frac{\cos^2 \lambda \frac{\pi}{2} + \cos^2 \zeta \frac{\pi}{4}}{\left(\cos^2 \lambda \frac{\pi}{2} - \cos^2 \zeta \frac{\pi}{4}\right)^2} \right]. \quad (5)$$

Наибольшего значения плотность тока достигает у края проводника $x = \frac{b}{2}$:

$$j_m \approx \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{vB_m}{\rho\zeta} \left[\ln \frac{\sin \lambda \frac{\pi}{2} + \sin \zeta \frac{\pi}{4}}{\sin \lambda \frac{\pi}{2} - \sin \zeta \frac{\pi}{4}} + \frac{\pi^2}{24} \left(\frac{b}{\tau}\right)^2 \sin \lambda \frac{\pi}{2} \sin \zeta \frac{\pi}{4} \frac{\cos^2 \lambda \frac{\pi}{2} + \cos^2 \zeta \frac{\pi}{4}}{\left(\cos^2 \lambda \frac{\pi}{2} - \cos^2 \zeta \frac{\pi}{4}\right)^2} \right].$$

Если выразить плотность тока $j(x)$ в долях j_m , то получается

$$\frac{j(x)}{j_m} = \frac{2x}{b} \frac{1 + \frac{\pi^2}{24} \left(\frac{b}{\tau}\right)^2 f(\lambda, \zeta) \left(\frac{2x}{b}\right)^2}{1 + \frac{\pi^2}{24} \left(\frac{b}{\tau}\right)^2 f(\lambda, \zeta)},$$

где

$$f(\lambda, \zeta) = \frac{\sin \lambda \frac{\pi}{2} \sin \zeta \frac{\pi}{4}}{\ln \frac{\sin \lambda \frac{\pi}{2} + \sin \zeta \frac{\pi}{4}}{\sin \lambda \frac{\pi}{2} - \sin \zeta \frac{\pi}{4}}} \cdot \frac{\cos^2 \lambda \frac{\pi}{2} + \cos^2 \zeta \frac{\pi}{4}}{\left(\cos^2 \lambda \frac{\pi}{2} - \cos^2 \zeta \frac{\pi}{4}\right)^2}.$$

Потери от вихревых токов на единицу длины и толщины проводника по всей его ширине b :

$$p' = \rho \int_{-b/2}^{+b/2} j^2(x) dx \approx \frac{j_m^2 b}{3} \frac{1 + \frac{\pi^2}{20} \left(\frac{b}{\tau}\right)^2 f(\lambda, \zeta)}{\left[1 + \frac{\pi^2}{24} \left(\frac{b}{\tau}\right)^2 f(\lambda, \zeta)\right]^2},$$

причем слагаемое, содержащее $\left(\frac{b}{\tau}\right)^4$ опущено. Потери во всей обмотке, содержащей N проводников толщиной a и активной длиной l_a , составят:

$$p_{\text{доб}} = N l_a p' = \frac{2}{3\pi^2 \rho} a b l_a N v^2 B_m^2 \left(\frac{b}{\tau}\right)^2 \times$$

$$\times \left\{ \frac{1}{\zeta} \ln \frac{\sin \lambda \frac{\pi}{2} + \sin \zeta \frac{\pi}{4}}{\sin \lambda \frac{\pi}{2} - \sin \zeta \frac{\pi}{4}} \right\}^2 +$$

$$+ \frac{\pi^2}{20} \left(\frac{b}{\tau}\right)^2 \frac{\sin \lambda \frac{\pi}{2} \sin \zeta \frac{\pi}{4}}{\zeta} \times$$

$$\times \left\{ \frac{1}{\zeta} \ln \frac{\sin \lambda \frac{\pi}{2} + \sin \zeta \frac{\pi}{4}}{\sin \lambda \frac{\pi}{2} - \sin \zeta \frac{\pi}{4}} \right\} \frac{\cos^2 \lambda \frac{\pi}{2} + \cos^2 \zeta \frac{\pi}{4}}{\left(\cos^2 \lambda \frac{\pi}{2} - \cos^2 \zeta \frac{\pi}{4}\right)^2} \right\}. \quad (6)$$

Это выражение подразумевает использование основных единиц системы СИ; если же, как это принято в технике, размеры a , b и l_a подставлять в миллиметрах, то результат следует умножить на 10^{-9} , и потери получатся в ваттах.

Для удобства практических вычислений целесообразно ввести вспомогательные функции:

$$\Phi(\lambda, \zeta) = \frac{2 \cdot 10^{-9}}{3\pi^2 \rho} \left[\frac{1}{\zeta} \ln \frac{\sin \lambda \frac{\pi}{2} + \sin \zeta \frac{\pi}{4}}{\sin \lambda \frac{\pi}{2} - \sin \zeta \frac{\pi}{4}} \right]^2; \quad (7a)$$

$$F(\lambda, \zeta) = \frac{2 \cdot 10^{-9}}{3\pi^2 \rho} \frac{\pi^2}{20\zeta^2} \ln \frac{\sin \lambda \frac{\pi}{2} + \sin \zeta \frac{\pi}{4}}{\sin \lambda \frac{\pi}{2} - \sin \zeta \frac{\pi}{4}} \times$$

$$\times \frac{\cos^2 \lambda \frac{\pi}{2} + \cos^2 \zeta \frac{\pi}{4}}{\left(\cos^2 \lambda \frac{\pi}{2} - \cos^2 \zeta \frac{\pi}{4}\right)^2} \sin \lambda \frac{\pi}{2} \sin \zeta \frac{\pi}{4}. \quad (76)$$

Так как параметры λ и ζ однозначно зависят от α и $\frac{\delta}{(1-\alpha)\tau}$, эти вспомогательные функции могут быть рассчитаны заранее для всего практически реального диапазона изменения α и $\delta/(1-\alpha)\tau$. Результаты такого расчета представлены на рис. 3.

Окончательно для расчета добавочных потерь с учетом рабочей температуры обмотки $\vartheta = T - 273$ получается выражение

$$P_{доб} = \frac{255}{235 + \vartheta} ab l_a N v^2 B_m^2 \left(\frac{b}{\tau} \right)^2 \left[\Phi \left(\alpha, \frac{\delta}{\tau} \right) + \left(\frac{b}{\tau} \right)^2 F \left(\alpha, \frac{\delta}{\tau} \right) \right] \cdot 10^{-3}, \quad (8)$$

причем $\Phi \left(\alpha, \frac{\delta}{\tau} \right)$ и $F \left(\alpha, \frac{\delta}{\tau} \right)$ — по рис. 3 и потери получают в ваттах.

Из рис. 3 видно, что с увеличением зазора δ добавочные потери уменьшаются, так как кривая поля становится более плавной (содержащие высших гармонических снижается); с увеличением коэффициента полюсной дуги α потери уменьшаются и в области $\alpha = 0,75 \div 0,8$ почти не зависят от отношения $\delta/(1-\alpha)\tau$.

Следует добавить, что в большинстве практических задач значение b/τ столь мало, что вторым слагаемым в квадратных скобках выражения (8) можно пренебрегать.

Экспериментальная проверка предлагаемого метода расчета была проведена на двигателе с полым цилиндрическим якорем и явнополюсным неподвижным внутренним сердечником конструкции ЛПИ мощностью 5 кВт при изменении индукции в зазоре от 0,26 до 1,4 Тл в диапазоне частот вращения от 400 до 1400 об/мин. Опыт хорошо подтвердил квадратичный характер зависимости добавочных потерь как от индукции в зазоре, так и от частоты вращения. Количественное сопоставление расчетных потерь с опытными показало, что погрешность расчета по отношению к опыту не превосходит 10% во всем указанном диапазоне изменения индукции и частоты вращения, что представляется приемлемым.

Пример. Пусть машина имеет следующие параметры: $\tau = 200$ мм; $\delta = 10$ мм; $b = 10$ мм; $a = 2$ мм; $I_a = 250$ мм; $N = 76$; $\alpha = 0,5$; $B_m = 1,0$ Тл; $v = 20$ м/с. Для $\alpha = 0,5$ и $\frac{\delta}{(1-\alpha)\tau} = \frac{10}{(1-0,5)200} = 0,1$ из рис. 3 $\Phi \left(\alpha, \frac{\delta}{\tau} \right) = 16,7$ и $F \left(\alpha, \frac{\delta}{\tau} \right) = 10,4$. Тогда добавочные потери при температуре обмотки $T = 373$ К (т. е. $\vartheta = 100^\circ$ С) будут

$$P_{доб} = \frac{255}{235 + 100} \cdot 2 \cdot 10 \cdot 250 \cdot 76 \cdot 20^2 \cdot 1^2 \left(\frac{10}{200} \right)^2 \times \\ \times \left[16,7 + \left(\frac{10}{200} \right)^2 10,4 \right] \cdot 10^{-3} = 4838 \text{ Вт.}$$

Представляет интерес сравнить эти потери с основными потерями в меди обмотки якоря. Если принять плотность тока в обмотке якоря $j = 8$ А/мм², то основные потери составят

$$P_m = N a b l_a j^2 = 76 \cdot 2 \cdot 10 \cdot 250 \cdot 8^2 \cdot 1,75 \frac{235 + 100}{255} \cdot 10^{-5} = 559 \text{ Вт.}$$

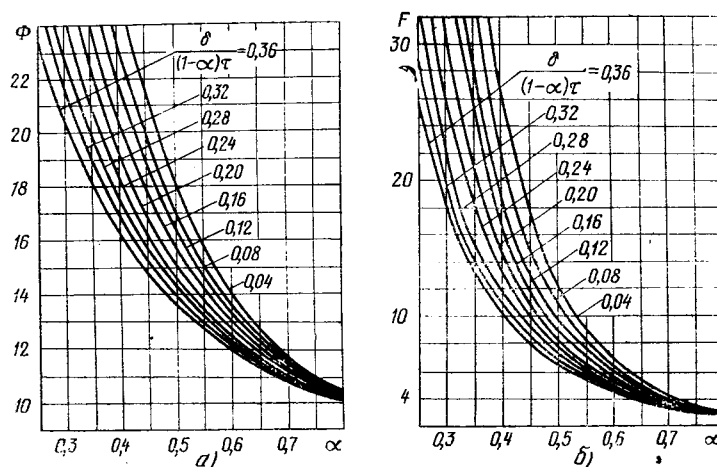


Рис. 3. Вспомогательная функция Φ (а) и дополнительная вспомогательная функция для расчета добавочных потерь.

Таким образом, видно, что добавочные потери в данном примере на порядок превосходят основные.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Линейная машина постоянного тока для быстродействующих электроприводов / В. В. Андрушук, Т. И. Егорова, В. К. Титков, М. И. Токов. — Тр. ЛПИ им. М. И. Калинина, 1975, № 342.
2. Скобелев В. Е., Соловьев Г. И. Метод расчета дополнительных потерь в меди гладкого якоря, вызванных внешним полем. — Тр. Днепропетровского ин-та жел.-дор. транспорта, 1972, вып. 135.
3. Куркалов И. И. Расчет индукции на якоре в межполюсном пространстве электрической машины при произвольном угле полюсного наконечника. — Изв. АН Латв. ССР. Серия физических и технических наук, 1965, № 6.
4. Сика З. К. Влияние наклона боковой поверхности полюса на картину магнитного поля в воздушном зазоре. — Изв. АН Латв. ССР. Серия физических и технических наук, 1969, № 6.
5. Сика З. К. Влияние радиальной высоты полюса на картину магнитного поля в воздушном зазоре. — Труды ин-та энергетики АН Латв. ССР (Бесконтактные электрические машины). Рига, 1963.
6. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. — М.: Энергия, 1970.
7. Толстов Г. П. Ряды Фурье. М.: ГИТТЛ, 1951.
8. Двайт Г. Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. М.: ИЛ, 1948.
9. Заездный А. М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. Л.: Энергия, 1972.
10. Ashour A., Sabri A. Tabulation of the function. — Mathematical Tables and other Aids to Computation, 1956, vol. 10, № 54, April, Washington.

[29.12.80]

О ПЛАКАТЕ «МЕЖДУНАРОДНАЯ СИСТЕМА ЕДИНИЦ — СИ»

Непрерывно усиливающееся в мире взаимодействие различных отраслей науки, техники, производства, расширение международных научных и экономических связей вызвали необходимость перехода к единой Международной системе единиц — СИ. В настоящее время эта система получила широкое международное признание и распространение. В нашей стране установлено обязательное применение системы СИ во всех областях науки, техники и народном хозяйстве, а также при преподавании.

Учитывая это, Издательство стандартов выпустило в свет плакат «Международная система единиц — СИ».

Красочно оформленный, плакат является наглядным пособием, позволяющим быстро понять построение Международной системы единиц и применить ее для практических целей. На плакате представлены основные (метр, килограмм, секунда, ампер, кельвин, моль, кандела) и дополнительные единицы системы, их наименования, русские и международные обозначения, определения единиц и краткие пояснения к ним в виде схем воспроизведения единиц с помощью эталонов; показаны производные единицы для самых различных физических величин, их соотношения с основными и дополнительными единицами СИ. Один из разделов плаката отведен множителям и приставкам для образования десятичных кратных и дольных единиц.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Влияние остаточных явлений, вызванных ионизирующим излучением и давлением, на электрическую прочность полиэтилена и полистирола

КОЛЕСОВ С. Н., доктор техн. наук, КОЛЕСОВ И. С., инж.

Днепропетровский институт инженеров железнодорожного транспорта

В зависимости от дозы ионизирующего излучения, молекулярно-структурные характеристики полимеров могут претерпевать существенные изменения, приводя в свою очередь к изменениям макроструктуры полимерного тела, его пористости, появлению молекулярной сетки и ряду других явлений [Л. 1 и др.]. Макроструктура полимеров может изменяться также под действием высокого гидростатического давления [Л. 2]. Всякого рода структурные изменения полимеров оказывают существенное влияние на их электрическую прочность $E_{пр}$ [Л. 3]. Однако имеющиеся в литературе сведения о влиянии дозы ионизирующего излучения на $E_{пр}$ одних и тех же полимерных материалов не являются идентичными, часто противоречат друг другу; практически отсутствуют данные о влиянии остаточных явлений, вызванных давлением, на надмолекулярную структуру и электрическую прочность полимерных диэлектриков.

В настоящей статье изучается корреляция зависимостей изменения надмолекулярной структуры, плотности и электрической прочности промышленных образцов полиэтилена высокой плотности (ПЭВП) и низкой плотности (ПЭНП) и ударопрочного полистирола марки УПМ-3Л (УПС), подвергнутых различным дозам нейтронного и гамма-излучения и различным значениям давления.

Исследуемые образцы подвергали облучению нейтронами и гамма-квантами дозами, равными $2,5 \cdot 10^3$, 10^4 , 10^5 и 10^6 Гр. Вначале все образцы подвергали облучению только нейтронами дозой $2,5 \cdot 10^3$ Гр, а затем гамма-квантами до доз, соответственно равных 10^4 , 10^5 и 10^6 Гр. Воздействию давления при 293 К подвергались лишь образцы ПЭВП в пресс-форме диаметром 26 мм, при удельном давлении 4,63 и 9,26 МПа. Толщина образцов до облучения и приложения давления была одинаковой и равной 60, 70 и 40 мкм соответственно у образцов ПЭВП, ПЭНП и УПС. Структуру образцов изучали с помощью поляризационного микроскопа типа МИН-8, а плотность их определяли флотационным методом. Пробой производили в среде касторового масла с помощью установки АИМ-80 и системы электродов, позволявшей измерять толщину образца в месте пробоя. Для каждого образца значения $E_{пр}$ усреднялись по ансамблю значений, полученных в результате 30-кратных повторных испытаний. Доверительную вероятность выбирали равной 0,95.

Результаты измерения электрической прочности у исходных и облученных образцов ПЭВП, ПЭНП и УПС показали (рис. 1), что зависимость $E_{пр}$ от дозы n -, γ -излучения имеет сложный характер. Электрическая прочность при дозе ионизирующего излучения примерно 10^4 Гр имеет максимум и далее у ПЭНП и УПС снижается, а у ПЭВП возрастает.

Полученные зависимости плотности образцов от дозы n -, γ -излучения (рис. 2) подобны аналогичным зависимостям электрической прочности (рис. 1). Сравнение кривых 1 и 2 (рис. 2) показывает, что характер изменения плотности ПЭВП в зависимости от дозы ионизирующего излучения, полученный в наших опытах и известный в литературе [Л. 4], идентичен. Отличие заключается лишь в том, что максимум на кривой 1 больше сдвинут в область высоких доз облучения. Это, очевидно, имеет место потому, что данные, приведенные на кривой 1, относятся к образцам ПЭВП, облученным только γ -квантами, а данные на кривой 2 — при совместном действии n - и γ -излучения. Под действием нейтронного излучения имеет место значительно большее разрушение структуры полимера, чем в случае γ -излучения, так как нейтроны обладают большей проникающей способностью. Недавно было показано [Л. 5], что под действием одного γ -излучения $E_{пр}$ полиэтилена возрастает в интервале доз облучения $(1-5) \times 10^5$ Гр (подобно плотности в [Л. 4]), а затем снижается. Изменение плотности образцов сопровождается изменением их толщины и, следовательно, электрической прочности. Изменения электрической прочности и толщины образцов от дозы n -, γ -излучения в наших измерениях имели обратные зависимости.

Данные рис. 1 и 2 указывают на изменение структуры полимеров, подвергнутых n -, γ -излучению. Характер изменения структуры у исследованных полимеров несколько отличается друг от друга, так как по-разному изменяются их молекулярно-структурные характеристики. Под действием n -, γ -излучения в ПЭВП преимущественно протекают процессы, приводящие к образованию гель-фракции, в то время как при облучении УПС имеет место деструкция и гель-фракция не образуется; по-разному у этих полимеров изменяется и молекулярно-массовое распределение. Известно (см., например [Л. 1 и др.]), что облучение полимеров сопровождается заметным газовыделением. Все эти процессы приводят к существенному изменению размера надмолекулярных структур (НМС), плотности молекулярной упаковки, степени пористости, в резуль-

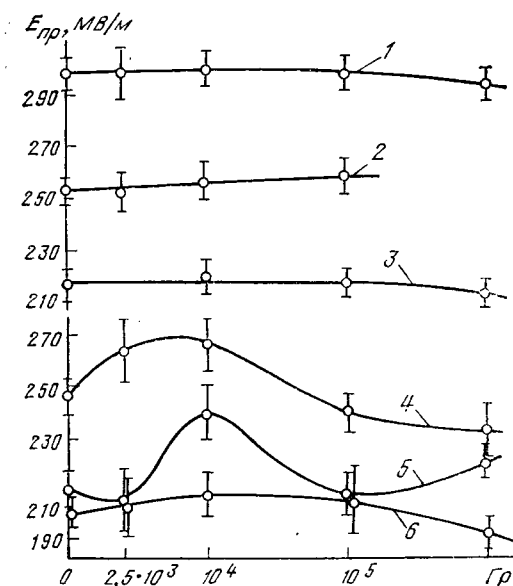


Рис. 1. Зависимость электрической прочности УПС (1, 4), ПЭВП (2, 5) и ПЭНП (3, 6) от дозы n -, γ -излучения. Кривые 1, 2, 3 относятся к образцам, подвергнутым после облучения термообработке. Толщины образцов до и после термообработки равны соответственно: УПС — 40 и 30, ПЭВП — 60 и 50, ПЭНП — 70 и 60 мкм.

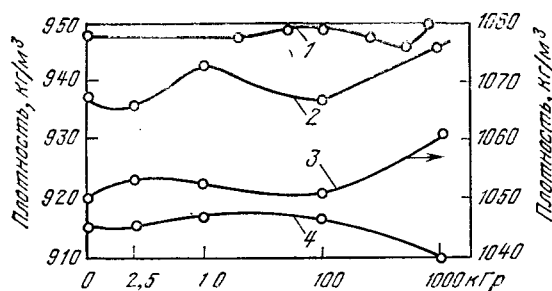


Рис. 2. Зависимость плотности ПЭВП (1, 2) УПС (3) и ПЭНП (4) от дозы ионизирующего излучения.

Кривая 1 — образцы, подвергнутые γ -излучению (по данным [Л. 4]), кривые 2—4 — образцы, подвергнутые n -, γ -излучению.

тате чего изменяется плотность образцов и их электрическая прочность.

Изучение структуры образцов с помощью поляризационного микроскопа показало (рис. 3), что у образцов ПЭВП, подвергнутых облучению дозой 10^6 Гр, надмолекулярные структуры уменьшаются и становятся более однородными. Соответственно у этих образцов возрастает плотность и электрическая прочность. У ПЭНП, подвергнутого n -, γ -облучению дозой 10^6 Гр, размер НМС увеличивается, структура становится более рыхлой; плотность и $E_{пр}$ снижаются.

Ранее было показано [Л. 6 и 7], что у образцов полиэтилена (в том числе облученных), подвергнутых термической обработке, уменьшается число и размер микропор и трещин, при этом плотность и $E_{пр}$ полимера возрастают. Для уменьшения числа дефектов все образцы (как исходные, так и облученные) были подвергнуты термообработке в вакууме (около 1,33 Па). Термообработку проводили следующим образом: образцы нагревали до 425 К, выдерживали при этой температуре 0,5 ч и далее охлаждали до 373 К в течение 5 ч. Эти исследования показали, что электрическая прочность образцов после термообработки возрастает и мало зависит от дозы облучения (рис. 1, кривые 1—3). У этих образцов наблюдался также и меньший разброс значений пробивного напряжения.

Результаты изучения влияния остаточных явлений, вызванных давлением, на свойства ПЭВП представлены в таблице, из которой видно, что с увеличением удельного давления плотность и электрическая прочность полимера снижаются, т. е. возрастает остаточная деформация, приводящая к разрыхлению полимерного тела.

Удельное давление, МПа	0	4,63	9,26
Электрическая прочность, МВ/м	175	150	140
Доверительный интервал $E_{пр}$, МВ/м	± 6	± 10	± 11
Плотность, кг/м ³	913,8	912,2	912

Полимеры имеют дискретное строение с различной плотностью молекулярной упаковки отдельных элементов структуры [Л. 3].

Наиболее совершенное строение и более плотную молекулярную упаковку имеет НМС, менее плотную — пространство между ними. Поэтому канал разряда преимущественно образуется в пространстве между НМС, и плотность молекулярной упаковки этого пространства оказывает существенное влияние на величину $E_{пр}$. Плотность упаковки пространства между НМС зависит от ряда факторов, и прежде всего, от размера надмолекулярных структур; с увеличением размера НМС плотность молекулярной упаковки уменьшается и $E_{пр}$ снижается. Под действием ионизирующего излучения, в результате сложных молекулярно-структурных превращений, вызванных конкурирующими процессами деструкции и структурирования, изменяются размер НМС и плотность упаковки. Механизм этих превращений, а следовательно и характер изменения плотности и электрической прочности, зависят от дозы облучения и у различных полимеров изменяются по-разному.

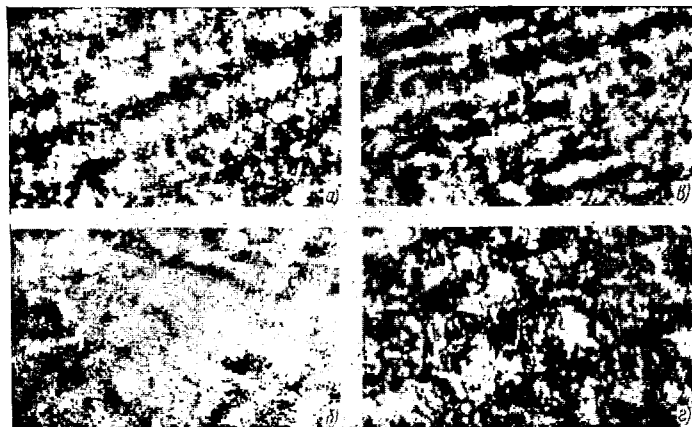


Рис. 3. Микрофотографии ($\times 480$) образцов ПЭВП (а, б) и ПЭНП (в, г).

а, б — исходные образцы; в, г — подвергнутые воздействию n -, γ -излучения дозой 1 МГр.

При больших дозах облучения (около 1 МГр), а также в результате деформации, вызванной большими давлениями, увеличивается число дефектов в пространстве между НМС, структура образцов разрыхляется, плотность и электрическая прочность снижаются. Термическая обработка облученных и деформированных образцов приводит к уменьшению числа дефектов, структура полимера при этом уплотняется и, как следствие этого, электрическая прочность возрастает.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чарлзби А. Ядерные исследования и полимеры. — М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1962.
2. Полимерная электроизоляция под давлением/ С. Н. Колесов, Я. З. Месенжник, Н. С. Волков и др. — Ташкент: Фан, 1976.
3. Колесов С. Н. Структурная электрофизика полимерных диэлектриков. — Ташкент: Узбекистан, 1975.
4. Wright B. The effects of electron radiation on the properties of Ziegler polyethylenes. — J. Appl. Polymer. Sci., 1963, vol. 7, № 5.
5. Влияние гамма-облучения на электрическую прочность диэлектриков/ М. А. Багиров, А. А. Алиев, Ю. Н. Газарян, В. П. Малин. — Материалы 6-го Всесоюзного Совещания. Влияние ионизирующего излучения на диэлектрические материалы, включая полимеры. — Душанбе, 1979.
6. Влияние термообработки на физико-химические свойства полиэтилена/ С. Н. Колесов, Н. П. Балабан, И. А. Кильдеев, И. С. Колесов. — Пластические массы, 1974, № 5.
7. Влияние термической обработки на электрические свойства облученного полиэтилена/ С. Н. Колесов, Я. Х. Месенжник, Н. П. Балабан и др. — Доклады АН УзССР, 1975, № 2.

[27.10.81]

УДК 621.314.632:621.316.1.015

Об оценке влияния вентильных преобразователей на качество электроэнергетики питающей сети

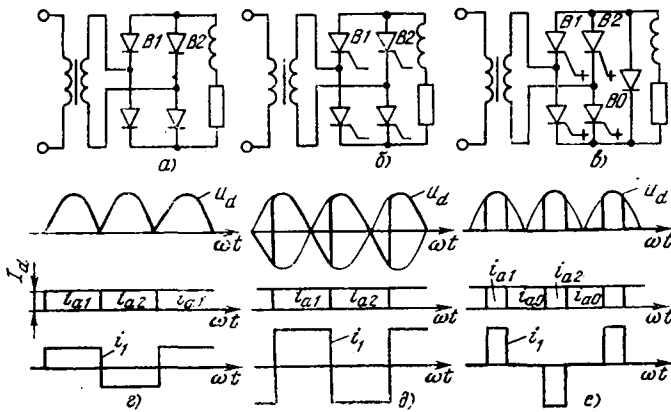
ГЕЛЬМАН М. В., канд. техн. наук

Челябинск

Для оценки воздействия вентильных преобразователей на синусоидальность напряжения питающей сети обычно используются коэффициент искажения тока, потребляемого из сети, γ и связанный с ним коэффициент гармоник k_r [Л. 1]. Эти показатели не всегда правильно характеризуют качество преобразования электрической энергии. Сравнение вариантов вентильных преобразователей на основе этих коэффициентов может привести к неверным выводам. Для доказательства этих положений рассмотрим пример.

Пусть необходимо обеспечить питание от сети с напряжением U потребителя с заданной активной нагрузкой R_a и

заданным током I_a . На рисунке приведены три схемы однофазных выпрямителей. Выпрямитель на рисунке а состоит из неуправляемых вентилей и имеет трансформатор с коэффициентом трансформации $n=\omega_1/\omega_2=1$. Выпрямители на рисунке б и в выполнены соответственно на однооперационных и двухоперационных тиристорах, а трансформаторы имеют коэффициент трансформации $n=0,5$. Рисунки г, д и е иллюстрируют диаграммы напряжений и токов в схемах выпрямителей. Чтобы обеспечить заданное значение тока I_a , а следовательно, и одинаковые значения номинального выпрямленного напряжения $U_{дн}$, тиристоры в схемах включаются с уг-



лом запаздывания α , а в схеме *в* — дополнительно выключаются с углом $\beta = \alpha$. Расчеты выполняются при допущении $x_d = \infty$. Формулы и расчетные соотношения для всех трех случаев сведены в таблицу. Здесь $I_{\max}$ и I — амплитудное и действующее значения тока, потребляемого из сети; $I_{(1)}$ — действующее значение первой гармоники тока, потребляемого из сети; χ — коэффициент мощности; I_n — действующее значение тока искажения.

На основании анализа величин, помещенных в таблицу, можно сделать вывод, что так как значения коэффициентов γ для схем *а* и *б* одинаковы, то высшие гармоники этих схем оказывают одинаковое воздействие на питающую сеть. Из сравнения схем *б* и *в* по коэффициенту γ и по $\cos \varphi$ следует вывод: схема *в* лучше по $\cos \varphi$, но хуже по воздействию на сеть высших гармоник, т. е. целесообразность схемы *в* с точки зрения принятых энергетических показателей неочевидна.

К аналогичным выводам можно было бы прийти, применяя коэффициент k_r вместо коэффициента γ .

Если же рассмотреть реальное значение тока искажения I_n , то из таблицы видно, что схема *в* предпочтительнее схемы *б* и по $\cos \varphi$ и по содержанию высших гармоник в потребляемом токе. Схема *а* значительно лучше, чем схема *б* по содержанию высших гармоник.

Таким образом, применение коэффициентов γ или k_r как критериев выбора приводит к неверным выводам. Указанная ошибка возникает в связи с тем, что полный ток, потребляемый преобразователем с худшим $\cos \varphi$ (при одинаковой активной мощности), больше, а следовательно, его коэффициент γ ближе к 1, т. е. создается впечатление, что этот преобразователь меньше воздействует на синусоидальность напряжения питающей сети.

Предлагается относить действующее значение тока высших гармоник I_n (тока искажения) к активной составляющей первой гармоники потребляемого тока $I_{(1)a}$. Тогда коэффициент гармоник, приведенный к активной составляющей первой гармоники потребляемого тока,

$$k_{r.a} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_{(1)a}} = \frac{I_n}{I_{(1)a}}, \quad (1)$$

где индекс n определяется номером гармоники.

Сравнение схем *б* и *в* по коэффициенту $k_{r.a}$ приводит к правильному выводу о преимуществах схемы *в*. Видно также, что схема *а* лучше, чем схема *б* по содержанию высших гармоник в потребляемом токе.

Выражение для коэффициента мощности можно записать в виде

$$\chi = \frac{I_{(1)}}{I} \cos \varphi = \frac{I_{(1)a}}{\sqrt{I_{(1)a}^2 + I_{(1)p}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2 \varphi + k_{r.a}^2}}, \quad (2)$$

где $I_{(1)p}$ — реактивная составляющая первой гармоники тока, потребляемого от сети.

Формула (2) содержит рекомендуемый в последнее время (например, принятый в тарифах на электроэнергию) показатель $\tan \varphi$ [Л. 2]. Преимущество записи по формуле (2) состоит в том, что она характеризует потребление реактивной мощности Q и тока искажения по отношению к активной (полезной) мощности P или к активной составляющей тока, которые не зависят от схемы преобразователя и способа

Величины	Схема на рисунке а	Схема на рисунке б	Схема на рисунке в
n	1	0,5	0,5
$U_{dH} = 0,9 \frac{U}{n} \cos \alpha$	$0,9U$	$1,8U \cos \alpha$	$1,8U \cos \alpha$
α	0	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$
$I_{\max} = \frac{I_d}{n}$	I_d	$2I_d$	$2I_d$
I	$\frac{I_d}{n} = I_d$	$\frac{I_d}{n} = 2I_d$	$\frac{I_d}{n} \sqrt{1 - 2 \frac{\alpha}{\pi}} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d$
$I_{(1)}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} I_d$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d$
$\cos \varphi$	1	0,5	1
$\gamma = \frac{I_{(1)}}{I}$	0,9	0,9	0,775
$\chi = \gamma \cos \varphi$	0,9	0,45	0,775
$k_r = \sqrt{\frac{1 - \gamma^2}{\gamma^2}}$	0,48	0,48	0,8
$I_n = \sqrt{I^2 - I_{(1)}^2}$	$0,434 I_d$	$0,868 I_d$	$0,72 I_d$
$k_{r.a} = \frac{k_r}{\cos \varphi}$	0,48	0,96	0,8

управления, а определяются нагрузкой. В обычно применяемой формуле

$$\chi = \nu \cos \varphi = \frac{I_{(1)}}{I} \frac{P}{S} \quad (3)$$

за базисные приняты значения полного тока I и полной мощности S , зависящие от схемы преобразователя и способа управления.

Предложенный коэффициент просто связан с используемыми:

$$k_{г.а} = \frac{k_r}{\cos \varphi} = \frac{\sqrt{1 - \nu^2}}{\nu \cos \varphi}. \quad (4)$$

УДК 538.122.001.24

Мультипольный спектр магнитного поля замкнутого токового контура

ЕФИМЕНКО Л. А.

Ленинград

В некоторых случаях, например, при синтезе магнитных полей определенной структуры, в частности, для задач компенсации магнитного поля важно определить степень соответствия получаемого с помощью токовых контуров поля заданному. Это требует выбора структурных критериев магнитного поля и установления их связи с геометрическими параметрами контуров. В известном смысле традиционно считать такими критериями коэффициенты α_{nm} и β_{nm} мультипольного представления скалярного магнитного потенциала V_m , первые три из которых определяют компоненты магнитного момента $\vec{m}$ источника поля:

$$\vec{m} = m_x \vec{i} + m_y \vec{j} + m_z \vec{k} = 4\pi a_{11} \vec{i} + 4\pi \beta_{11} \vec{j} + 2\pi a_{10} \vec{k}. \quad (1)$$

Указанное представление, являющееся общим решением уравнения Лапласа, выраженным в сферических координатах, имеет во внешней области вид:

$$V_m(M_0) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{r_0^{n+1}} \left[\frac{\alpha_{n0}}{2} P_n(\cos \theta_0) + \sum_{m=1}^n P_m^n(\cos \theta_0) (\alpha_{nm} \cos m\varphi_0 + \beta_{nm} \sin m\varphi_0) \right], \quad (2)$$

где r_0 , θ_0 , φ_0 — координаты точки M_0 , в которой определяется поле, $P_n(\cos \theta_0)$ и $P_m^n(\cos \theta_0)$ — сферические многочлены Лежандра.

Группа членов, имеющих одно и то же значение n , определяет соответствующий мультиполь (например, при $n=1$ — диполь, при $n=2$ — квадруполь и т. д.) и характеризуется одинаковым изменением по координате r_0 . Разложение по мультиполям используется и тогда, когда определяется поле источника, находящегося в кусочно-однородной среде, а области с различными электромагнитными свойствами имеют границы раздела, совпадающие с поверхностями $r_0=R_1, R_2, \dots, R_k$. К таким задачам относится, например, определение влияния сферического экрана на поле токового контура той или иной геометрии.

При выводе выражений для коэффициентов α_{nm} и β_{nm} среду, в которой располагается контур, считаем однородной, размерами поперечного сечения проводника пренебрегаем. Пусть $d\vec{l} = dx\vec{i} + dy\vec{j} + dz\vec{k}$ — элемент длины контура l , совпадающий с положительным направлением протекающего по нему тока. Согласно закону Био — Савара — Лапласа вектор напряженности поля контура выражается в виде интеграла:

$$\vec{H}(M_0) = \frac{i}{4\pi} \oint \frac{1}{(r')^3} [\vec{dl}, \vec{r}'],$$

где i — значение тока; $\vec{r}' = \vec{r}_0 - \vec{r}$; $\vec{r}$ — радиус-вектор точки M , по координатам которой производится интегрирование; $\vec{r}_0$ — радиус-вектор точки M_0 ;

$$r' = \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2} = \sqrt{r^2 + r_0^2 - 2rr_0 \cos \gamma},$$

Применение при сравнительном анализе коэффициента гармоник, приведенного к активной составляющей первой гармоники потребляемого тока, позволяет, таким образом, избежать ошибочных выводов, а определение его не вызывает затруднений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. — М.: Энергия, 1978.
2. Федоров А. А., Каменева В. В. Основы электроснабжения промышленных предприятий. — М.: Энергия, 1979.

[19.11.84]

$$\cos \gamma = \cos(\vec{r}, \vec{r}_0) = \frac{1}{rr_0} (x_0 x + y_0 y + z_0 z).$$

Очевидно,

$$H_z(M_0) = \frac{i}{4\pi} \oint \frac{1}{(r')^3} [dx(y_0 - y) - dy(x_0 - x)]. \quad (3)$$

Величина H_z , как и V_m , удовлетворяет уравнению Лапласа, следовательно, может быть представлена в виде ряда типа (2):

$$H_z = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{r_0^{n+1}} \left[\frac{\alpha_{n0}}{2} P_n(\cos \theta_0) + \sum_{m=1}^n P_m^n(\cos \theta_0) \times \right. \\ \left. \times (\alpha_{nm}^z \cos m\varphi_0 + \beta_{nm}^z \sin m\varphi_0) \right]. \quad (4)$$

С другой стороны, разлагается в подобный ряд и правая часть формулы (3), поскольку

$$\frac{y_0 - y}{(r')^3} = \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{r'} \right), \quad \frac{x_0 - x}{(r')^3} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{r'} \right),$$

а функция $1/r'$ является производящей для полиномов Лежандра:

$$\frac{1}{r'} = \frac{1}{r_0} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{r}{r_0} \right)^n P_n(\cos \gamma), \quad r < r_0.$$

Сравнивая оба ряда и учитывая теорему сложения

$$P_n(\cos \gamma) = P_n(\cos \theta_0) P_n(\cos \theta) + 2 \sum_{m=1}^n \frac{(n-m)!}{(n+m)!} P_m^n(\cos \theta_0) \times \\ \times P_m^n(\cos \theta) \cos m(\varphi_0 - \varphi),$$

нетрудно получить следующие формулы:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{nm}^z &= \frac{i}{2\pi} \frac{(n-m)!}{(n+m)!} \oint \left\{ dx \frac{\partial}{\partial y} [r^n P_m^n(\cos \theta) \cos m\varphi] - \right. \\ &\quad \left. - dy \frac{\partial}{\partial x} [r^n P_m^n(\cos \theta) \cos m\varphi] \right\}; \\ \beta_{nm}^z &= \frac{i}{2\pi} \frac{(n-m)!}{(n+m)!} \oint \left\{ dx \frac{\partial}{\partial y} [r^n P_m^n(\cos \theta) \sin m\varphi] - \right. \\ &\quad \left. - dy \frac{\partial}{\partial x} [r^n P_m^n(\cos \theta) \sin m\varphi] \right\}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

от которых можно перейти к выражениям для коэффициентов α_{nm} и β_{nm} .

Определим взаимосвязь α_{nm} , β_{nm} и α_{nm} , β_{nm} :

$$H_z = -\frac{\partial V_m}{\partial z_0} = -\frac{\partial V_m}{\partial r_0} \cos \theta_0 + \frac{\partial V_m}{r_0 \partial \theta_0} \sin \theta_0 =$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{r_0^{n+2}} \left\{ \frac{\alpha_{n0}}{2} \left[(n+1) P_n(\cos \theta_0) \cos \theta_0 + \right. \right.$$

$$+ \sin \theta_0 \frac{\partial}{\partial \theta_0} P_n(\cos \theta_0) \left. \right] + \sum_{m=1}^n \left[(n+1) P_n^m(\cos \theta_0) \cos \theta_0 + \right.$$

$$\left. + \sin \theta_0 \frac{\partial}{\partial \theta_0} P_n^m(\cos \theta_0) \right] (\alpha_{nm} \cos m\varphi_0 + \beta_{nm} \sin m\varphi_0) \left. \right\}.$$

Учитывая

$$\frac{\partial}{\partial \theta_0} P_n^m(\cos \theta_0) = -\frac{\partial}{\partial (\cos \theta_0)} P_n^m(\cos \theta_0) \sin \theta_0.$$

и известное рекуррентное соотношение

$$-\sin^2 \theta_0 \frac{\partial}{\partial (\cos \theta_0)} P_n^m(\cos \theta_0) + (n+1) \cos \theta_0 P_n^m(\cos \theta_0) =$$

$$= (n-m+1) P_{n+1}^m(\cos \theta_0),$$

получаем формулу

$$H_z = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{r_0^{n+2}} \left[\frac{\alpha_{n0}}{2} (n+1) P_{n+1}(\cos \theta_0) + \right.$$

$$\left. + \sum_{m=1}^n P_{n+1}^m(\cos \theta_0) (n-m+1) (\alpha_{nm} \cos m\varphi_0 + \beta_{nm} \sin m\varphi_0) \right],$$

сравнивая которую с разложением (4), имеем

$$\alpha_{nm} = \frac{\alpha_{n+1}^z m}{n-m+1}, \quad \beta_{nm} = \frac{\beta_{n+1}^z m}{n-m+1}. \quad (6)$$

Из формул (5) с учетом (6) и соотношения

$$\oint_I d(x^p y^q z^s) = 0,$$

где p, q, s — произвольные постоянные, следует:

$$\alpha_{10} = \frac{i}{4\pi} \oint_I (xdy - ydx);$$

$$\alpha_{11} = -\frac{i}{4\pi} \oint_I zdy;$$

$$\beta_{11} = \frac{i}{4\pi} \oint_I zdx;$$

$$\alpha_{20} = \frac{i}{2\pi} \oint_I z(xdy - ydx);$$

$$\alpha_{21} = \frac{i}{4\pi} \oint_I y(zdx - xdz);$$

$$\beta_{21} = \frac{i}{4\pi} \oint_I x(ydy - zdz);$$

$$\alpha_{22} = -\frac{i}{8\pi} \oint_I z(ydx + xdy);$$

$$\beta_{22} = \frac{i}{8\pi} \oint_I z(xdx - ydy).$$

В первых трех формулах [Л. 1]

$$\frac{1}{2} \oint_I (xdy - ydx) = S_{xy}; \quad -\oint_I zdy = S_{yz}; \quad \oint_I zdx = S_{xz},$$

где S_{xy} , S_{yz} , S_{xz} — площади проекций токового контура на соответствующие координатные плоскости (они положительны, если направление протекающего тока на проекции контура и ось координат, перпендикулярная этой проекции, составляет праввинтовую систему).

Итак, в соответствии с (1)

$$m_x = iS_{yz}, \quad m_y = iS_{xz}, \quad m_z = iS_{xy},$$

что совпадает с известным представлением магнитного момента через площадь контура.

Производя операцию дифференцирования в первой из формул системы (5) и учитывая (6), можно получить

$$\alpha_{nm} = \frac{i}{2\pi} \frac{(n-m)!}{(n+m+1)!} \oint_I r^n \left\{ -\cos m\varphi \left[(n+1) \times \right. \right.$$

$$\times P_{n+1}^m(\cos \theta) \sin \theta + \frac{\partial}{\partial \theta} P_{n+1}^m(\cos \theta) \cos \theta \left. \right] r \sin \theta d\varphi -$$

$$- \frac{m}{\sin \theta} P_n^m(\cos \theta) \sin m\varphi (\sin \theta dr + r \cos \theta d\theta) \left. \right\} =$$

$$= \frac{i}{2\pi} \frac{(n-m)!}{(n+m+1)!} \oint_I r^n \left\{ \cos m\varphi \left[\sin \theta P_{n+1}^{m+1}(\cos \theta) - \right. \right.$$

$$- m P_{n+1}^m(\cos \theta) r d\varphi - \frac{m}{\sin \theta} P_n^m(\cos \theta) \sin m\varphi \times$$

$$\left. \left. \times (\sin \theta dr + r \cos \theta d\theta) \right] \right\}.$$

Формула для β_{nm} получается при замене $\cos m\varphi$ и $\sin m\varphi$ на $\sin m\varphi$ и $\cos m\varphi$ соответственно.

Для примера определим коэффициенты α_{nm} и β_{nm} кругового контура $r=R$, лежащего в плоскости $z=\text{const}$. В этом случае $dr=d\theta=0$. Очевидно, $\alpha_{nm}=0$ при $m \neq 0$, а $\beta_{nm}=0$ при любом m . Таким образом,

$$\alpha_{n0} = \frac{i}{n+1} R^{n+1} \sin \theta P_n^1(\cos \theta),$$

откуда следует известное [Л. 2] представление радиальной компоненты вектора напряженности поля кругового контура:

$$H_r = -\frac{dV_m}{dr_0} = \frac{i}{2R} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{R}{r_0} \right)^{n+2} \sin \theta P_n^1(\cos \theta) P_n(\cos \theta_0).$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Смирнов В. И. Курс высшей математики. т. 2. — М.: Наука, 1974. — 655 с.
2. Смайт В. С. Электростатика и электродинамика. — М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1954. 604 с.

[29.12.80]



АЛЕКСАНДР ЕВГЕНЬЕВИЧ СЛУХОЦКИЙ

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения заведующего кафедрой электро-термических установок Ленинградского электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина), доктора технических наук, профессора Александра Евгеньевича Слухоцкого.

Начало научной и педагогической деятельности А. Е. Слухоцкого, окончившего ЛЭТИ в 1935 г., совпало со временем возникновения в нашей стране высокочастотной электротермии. Эта новая отрасль техники была создана профессором В. П. Вологдиным, одним из первых сотрудников которого стал в 1937 г. А. Е. Слухоцкий; в развитии и широком внедрении высокочастотного нагрева в отечественной промышленности Александру Евгеньевичу принадлежит огромная заслуга.

В годы Великой Отечественной войны А. Е. Слухоцкий участвовал в разработке метода индукционной термообработки деталей танков на уральских заводах; за эту работу он награжден орденом Красной Звезды.

После войны А. Е. Слухоцкий защитил кандидатскую диссертацию и стал доцентом созданной в ЛЭТИ кафедры высокочастотной техники (впоследствии кафедра «Электротермические установки»). Здесь он впервые в стра-



не разработал и читал курс индукционного нагрева, одновременно возглавляя лабораторию источников питания Научно-исследовательского института токов высокой частоты.

С 1953 г. основная деятельность А. Е. Слухоцкого протекает в ЛЭТИ в должности заведующего кафедрой «Электротермические установки», кото-

рая, сохранив свою специализацию по высокочастотной электротермии, в последние годы начала развивать также направление плазменной и лазерной технологии.

В 1962 г. А. Е. Слухоцкий защитил докторскую диссертацию по системам индукционного нагрева; в 1965 г. ему присвоено звание профессора.

А. Е. Слухоцким подготовлено более 25 кандидатов технических наук, им получено 16 авторских свидетельств на изобретения и опубликовано более 100 статей в различных научно-технических изданиях; он является членом Советского национального комитета Международного союза по электротермии, членом редакционной коллегии научно-технического сборника «Электротермия», членом Научно-методического совета по электротермии при МВ и ССО СССР.

А. Е. Слухоцкий неоднократно представлял советскую науку на международных научных встречах.

Коллеги и друзья Александра Евгеньевича высоко ценят его замечательные человеческие качества: высокую принципиальность, отзывчивость, чувство юмора, неиссякаемый оптимизм.

Группа товарищей

АЛЕКСЕЙ ИВАНОВИЧ ЯКОБС

(К 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора Алексея Ивановича Якобса, крупного специалиста в области электробезопасности, внесшего большой вклад в развитие отечественной науки и техники.

Алексей Иванович Якобс окончил в 1946 г. электромеханический факультет Московского энергетического института, в 1951 г. защитил кандидатскую диссертацию.

В 1951—1957 гг. А. И. Якобс служил в Советской армии и работал в Управлении строительства Куйбышевской ГЭС им. В. И. Ленина.

С 1957 г. и по настоящее время А. И. Якобс работает во Всесоюзном научно-исследовательском институте электрификации сельского хозяйства старшим научным сотрудником, заведующим лабораторией и заведующим отделом электроснабжения, эксплуатации электроустановок и электробезопасности в сельском хозяйстве.

А. И. Якобс является одним из основоположников последовательного использования методов теории вероятностей для развития на этой базе научных основ электробезопасности, в частности, им разработан общий метод обоснования новых норм допустимых напряжений прикосновения с учетом особенностей электроустановок и их эксплуатации.



А. И. Якобс выполнил большой цикл исследований, связанных с разработкой новых методов расчета электрического поля и основных характеристик сложных заземляющих устройств в земле с неоднородной электрической структурой. Им предложен оригинальный метод преобразования метеорологической статистики в статистику сезонных изменений удельного сопротивления верхнего («активного») слоя земли, позволяющий определять так называемые

сезонные коэффициенты заземлителей без организации широких специальных многолетних наблюдений. Результаты этих работ послужили основой докторской диссертации «Теория и методы расчета заземляющих устройств, работающих при токах промышленной частоты в неоднородных электрических структурах», которую А. И. Якобс защитил в 1970 г.; в 1972 г. ему было присвоено звание профессора.

А. И. Якобсом и его сотрудниками были разработаны методы расчета эквипотенциальных заземлителей, работающих в земле с многослойной электрической структурой, и весьма крупных неэквипотенциальных заземляющих устройств с учетом собственного «продольного» сопротивления их горизонтальных элементов.

А. И. Якобсом опубликовано более 100 работ, в том числе более 20 статей в журнале «Электричество». Много внимания он уделяет подготовке научных кадров — среди его учеников 12 кандидатов и один доктор технических наук.

Широко известна научно-организационная деятельность Якобса. Он — член секции «Электробезопасность» Научного Совета по охране труда ГКНТ СССР и ВЦСПС, бюро секции ЦПНТОЭиЭП, заместитель руководителя Всесоюзного семинара по электроснабжению сельского хозяйства.

Группа товарищей

БОРИС АЛЕКСЕЕВИЧ КОНСТАНТИНОВ

После тяжелой и продолжительной болезни скончался заслуженный деятель науки и техники РСФСР, доктор техн. наук, проф. Борис Алексеевич Константинов.

Б. А. Константинов родился 20 сентября 1900 г. в Ленинграде. После окончания в 1925 г. Ленинградского электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина) работал начальником электроцеха на Кировском заводе, а с 1937 по 1942 г. — в энергосбыте Ленэнерго. В 1942 г. он работал на одном из заводов Казани, с 1943 по 1949 г. был уполномоченным Госплана СССР, затем вновь вернулся в энергосбыт Ленэнерго. С 1953 г. и до последних дней своей жизни Борис Алексеевич преподавал в Ленинградском инженерно-экономическом институте им. П. Тольятти. В 1974—1975 гг. он работал деканом энергетического факультета ЛИЭИ, а с 1974 г. заведующим кафедрой энергетики. Под его руководством подготовлено большое количество кандидатов наук.

В 1953 г. Б. А. Константинов успешно защитил кандидатскую диссертацию, а в 1963 г. — докторскую; с 1961 г. он утвержден в ученом звании профессора.

Б. А. Константинов вел большую общественную работу: избирался в рай-



онный Совет народных депутатов Ленинграда; более 20 лет руководил секцией промышленной энергетики ЦПНТОЭиЭП, неоднократно представлял нашу страну на различных международных конференциях и симпозиумах, являлся членом редколлегии журнала «Промышленная энергетика».

Б. А. Константинов активно сотрудничал с учеными ГДР в научных

разработках проблем нормирования топливно-энергетических ресурсов. В 1981 г. под его редакцией вышла в свет монография «Повышение эффективности энергохозяйства и качество энергии». В общем им опубликовано более 200 научных работ, в том числе ряд монографий по проблемам повышения качества электроснабжения и эффективности использования электрической энергии.

Много сил и энергии Б. А. Константинов отдавал работе в Методическом Совете Минвуза СССР, членом которого он являлся.

Плодотворная деятельность Б. А. Константинова отмечена правительственными наградами: орденом Красной Звезды, двумя орденами «Знак Почета» и медалями, ему были присвоены звания заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, «Почетный член НТО».

Беззаветное служение науке, широкие знания и талант ученого, большое человеколюбие снискали Б. А. Константинову известность в науке и глубокое уважение всех, кто общался и работал с ним.

Группа товарищей и учеников

ДМИТРИЙ ПАВЛОВИЧ ЛЕДЯНКИН

В ноябре 1981 г. скоропостижно скончался профессор кафедры «Электрические системы» Ивановского энергетического института им. В. И. Ленина, доктор техн. наук Дмитрий Павлович Ледянкин.

Д. П. Ледянкин родился в 1915 г. в Ярославле. В 1936 г. он поступил в Ивановский энергетический институт. Будучи студентом 4-го курса ушел добровольцем на фронт, участвовал в боях с белофиннами, где получил тяжелые ранения. После длительного лечения в госпиталях он возвратился в институт и в 1942 г. с отличием его окончил. С этого времени вся научная и педагогическая деятельность Д. П. Ледянкина связана с Ивановским энергетическим институтом, где он прошел путь от ассистента до известного ученого, профессора, более 30 лет руководившего кафедрой «Электрические системы».

В 1946 г. Д. П. Ледянкин успешно защитил кандидатскую диссертацию, а в 1960 г. — докторскую на тему «Векторные методы анализа устойчивости объединенных энергосистем». Этот фундаментальный труд лег в основу всех



дальнейших исследований статической и результирующей устойчивости электрических систем, проводимых Д. П. Ледянкиным, а также его многочисленными учениками. Им опубликовано свыше 150 научных работ в нашей

стране и за рубежом, получивших признание широкого круга специалистов.

Профессор Д. П. Ледянкин вел большую научно-методическую работу. На протяжении многих лет был членом методического совета института, членом учебно-методического Совета по энергетике Минвуза СССР, членом секции кибернетики Научного Совета по комплексной проблеме «Кибернетика» АН СССР.

Член КПСС с 1944 г., Д. П. Ледянкин отдавал много времени и сил воспитанию молодого поколения, щедро делился с молодежью своими глубокими знаниями и ценным опытом.

Научная, педагогическая и общественная деятельность Д. П. Ледянкина получила высокую оценку Родины. Он награжден орденами Трудового Красного Знамени, «Знак Почета», Красной Звезды и многими медалями.

Светлая память о Дмитрие Павловиче Ледянкине, талантливом ученом, принципиальном коммунисте, добром и мужественном человеке навсегда сохранится в наших сердцах.

Группа товарищей

Редакция и редколлегия журнала «Электричество» с глубоким при-
сorbием сообщают, что 14 апреля с. г. скончался член редколлегии
журнала, лауреат Ленинской и Государственных премий Самуил
Исаакович Рабинович.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Государственная премия СССР 1981 г. в области электротехники	1
Рагозин А. А., Орсова А. А. — Колебательная устойчивость автоматических регулируемых электроэнергетических систем	2
Михайлова М. В. — Об использовании фильтровых избирательных органов в устройстве однофазного автоматического повторного включения	7
Бороденко В. А., Поляков В. Е. — Пусковой орган ввода автоматического резерва для комплексной нагрузки	13
Мамедяров О. С. — Регрессионный анализ установившихся режимов электрической системы	19
Завьялов В. И. — О стационарных процессах в преобразователях	24
Сарапулов Ф. Н., Бегалов В. А., Иваницкий С. В., Иваницкая В. В. — Исследование короткозамкнутого асинхронного двигателя с разомкнутым магнитопроводом	30
Бочкарев И. В. — Расчет электромагнитного поля двухроторного асинхронного двигателя	34
Глухивский Л. И., Малиар В. С. — Расчет переходных процессов в явнополюсной синхронной машине, возбуждаемой от дополнительной обмотки статора	40
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Ализаде А. А., Бейдуллаев М. А., Велиев Х. А., Юриков П. А. — Об избирательной поражаемости молнией поверхности земли и воздушных линий	44
Васютинский С. Б., Андреева Е. Ю., Сорокин В. А., Степанова И. П. — Расчет внешнего магнитного поля сухих трансформаторов	47
Аронштам Ю. Л., Карпова Г. И., Подольская Г. В., Фрейеров В. О., Харин А. С. — Определение механической прочности фарфоровых изоляторов по характеристикам акустической эмиссии	50

СООБЩЕНИЯ

Жежеленко И. В., Липский А. М., Чубарь Л. А. — Определение расчетных нагрузок по нагреву проводов	53
Поспелов Г. Е., Шапиро И. З. — Оценка погрешностей приближенного эквивалентирования распределительных сетей 6—10 кВ	55
Казанцев В. Н., Кушнир Г. З., Слударж В. М. — Расчет потокораспределения в электрической сети с учетом регулирования трансформаторов	57
Яцышин В. И., Цатурян Э. Н. — О подавлении помех промышленной частоты в каналах связи	59
Золототрубов Н. П. — Пассивный синхронизатор для параллельной работы генераторов	61
Нестеров Е. В., Теймуразова В. А. — Оценка влияния собственного заряда самолета на инициирование молнии	63
Иванов А. В., Ларионов В. П. — О траекториях стримеров положительного импульсного разряда	64
Алексеев И. И., Терзян А. А. — Расчет потерь в явнополюсном массивном роторе синхронной машины	66
Егорова Т. И., Токов М. И. — Добавочные потери холостого хода в обмотке якоря беспазовой машины постоянного тока	68
Колесов С. Н., Колесов И. С. — Влияние остаточных явлений, вызванных ионизирующим излучением и давлением, на электрическую прочность полиэтилена и полистирола	72
Гельман М. В. — Об оценке влияния вентильных преобразователей на качество электроэнергии питающей сети	73
Ефименко Л. А. — Мультиполюсный спектр магнитного поля замкнутого токового контура	75
ХРОНИКА	77

CONTENTS

The 1981 USSR State Prize in Electrical Engineering	1
Oscillatory Stability of Automatically Controlled Power Systems — A. A. Ragosin, A. A. Orsoyeva	2
On Application of Symmetrical Sequence Phase Discrimination Elements in Single-Phase Automatic Reclosure — M. V. Mikhailova	7
Starting Element for Closure of Automatic Stand-By With a Complex Load — V. A. Borodenko, V. E. Polyakov	13
Regression Analysis for Steady-State Operating Conditions in Power Systems — O. S. Mamedyarov	19
On Stationary Processes in Converters — V. I. Zavyalov	24
A Study of a Squirrel-Cage Induction Motor Having a Magnetic Circuit With an Air Gap — F. N. Sarapulov, V. A. Begalov, S. V. Ivanitski, V. V. Ivanitskaya	30
Computing the Electromagnetic Field in a Double-Rotor Induction Motor — I. V. Bochkarev	34
Computation of Transients in a Salient-Pole Synchronous Machine Excited From an Additional Stator Winding — L. I. Glukhivski, V. S. Malyar	40
FROM OPERATING EXPERIENCE	
On Discriminative Susceptance to Lightning Strokes of the Earth's Surface and Overhead Lines — A. A. Alizade, M. A. Beidullayev, H. A. Veliyev, P. A. Urikov	44
Calculating the External Magnetic Field of Dry Transformers — S. B. Vasiutinski, E. U. Andreyeva, V. A. Sorokin, I. P. Stepanova	47
Determining the Mechanical Strength of Porcelain Insulators From Acoustical Emission Characteristics — U. L. Aronshtam, G. I. Karpova, G. V. Podolskaya, V. O. Freyerov, A. S. Kharin	50

REPORTS

Determining Design Loads on the Basis of Conductor Heating — I. V. Djedjelenko, A. M. Lipski, L. A. Chubar	53
Evaluating the Error of Approximate Reduction of 6—10 kV Distribution Networks — G. E. Pospelov, I. Z. Shapiro	55
Calculation of Power Flow in a Network With Account Taken of Transformer Regulation — V. N. Kazantsev, G. Z. Kushnir, V. M. Slodardge	57
On Suppression of Power Frequency Interference in Communication Channels — V. I. Yatsishin, E. N. Tsaturian	59
A Passive Synchronizer for Jointly Operating Generators — N. P. Zolototrubov	61
How the Charge on the Aircraft Itself Influences the Initiation of Lightning — E. V. Nesterov, V. A. Teimurazova	63
The Trajectory of Positively Pulse Charged Streamers — A. V. Ivanov, V. P. Larionov	64
Calculating Losses in the Massive Rotor of a Salient-Pole Synchronous Machine — I. I. Alexeyev, A. A. Terzian	66
Additional No-Load Losses in the Armature Winding of a Slotless D. C. Machine — T. I. Yegorova, M. I. Tokov	68
How Residual Phenomena Caused by Ionizing Radiation and Pressure Influence the Electric Withstand Strength of Polyethylene and Polystyrol — S. N. Kolesov, I. S. Kolesov	72
Appraising the Influence of Electronic Converters on the Quality of Supply Network Power — M. V. Gelman	73
Multi-pole Spectrum of the Magnetic Field in a Closed Current Circuit — L. A. Efimenko	75
CHRONICLE	77

УДК 621.314.016.35:621.318.322.013.81

Колебательная устойчивость автоматически регулируемых электроэнергетических систем. Рагозин А. А., Орсоева А. А. — «Электричество», 1982, № 5.

Приведены результаты исследования колебательной устойчивости и демпферных свойств сложной энергосистемы в АРВ пропорционального и сильного действия. Дана оценка влияния АРВ различных станций на условия возникновения качаний и качество демпфирования маловозмущенного движения системы.

УДК 621.316.925.2

Об использовании фильтров избирательных органов в устройстве однофазного автоматического повторного включения. Михайлова М. В. — «Электричество», 1982, № 5.

Приведены результаты исследования двух типов комбинированных фильтров избирательных органов устройства ОАПВ, состоящих из фильтрового органа, выбирающего особую фазу, и органа, различающего вид замыкания на землю, и отличающихся между собой типом последнего. Разработана методика и получены расчетные условия для определения пределов изменения углов, на которые реагируют органы, различающие вид замыкания на землю. Выявлена область применения фильтровых избирательных органов. Библ. 8.

УДК 621.313.32

Расчет переходных процессов в явнополюсной синхронной машине, возбуждаемой от дополнительной обмотки статора. Глухихский Л. И., Маляр В. С. — «Электричество», 1982, № 6.

Предложен метод расчета на ЦВМ переходных процессов в явнополюсной синхронной машине с возбуждением от дополнительной обмотки на статоре с учетом нелинейностей характеристик намагничивания участков магнитопровода машины и вольт-амперных характеристик управляемых вентилей в цепи дополнительной обмотки. Библ. 5.

УДК 621.316.925:621.3.078.016.3

Пусковой орган автоматического ввода резерва для комплексной нагрузки. Бородин В. А., Поляков В. Е. — «Электричество», 1982, № 6.

На основе анализа первичных процессов синтезированы алгоритмы функционирования органа выявления потери питания — основного элемента в структуре АВР. Разработаны варианты органа различной сложности, характеризующиеся высоким коэффициентом использования составляющих компонентов при любом составе нагрузки потребителя, перестраиваемой в функции состава нагрузки выдержкой времени. Библ. 5.

УДК 621.314.001:24.001.67

Регрессионный анализ установившихся режимов электрической системы. Мамедяров О. С. — «Электричество», 1982, № 5.

Рассматривается возможность использования метода планирования эксперимента для построения детерминированных и вероятностных регрессионных моделей анализа установившихся режимов энергосистемы. Исследовано влияние режимных параметров на потери мощности в сети, а также неточности задания исходных данных на результаты расчетов установившихся режимов. Библ. 4.

УДК 621.313.333

Исследование короткозамкнутого асинхронного двигателя с разомкнутым магнитопроводом. Сарapultов Ф. Н., Бегазов В. А., Иваницкий С. В., Иваницкая В. В. — «Электричество», 1982, № 6.

Излагается методика расчета характеристик короткозамкнутых асинхронных двигателей с разомкнутым магнитопроводом, позволяющая учесть влияние постоянной времени стержня, параметров боковых шин короткозамкнутой клетки и высших гармонических в кривой м. д. с. индуктора.

Приведены результаты расчетов и экспериментальных исследований. Показано, что соответствующим выбором параметров короткозамкнутой клетки можно существенно улучшить технико-экономические показатели двигателя. Библ. 5.

УДК 621.313.333.4.001.24

Расчет электромагнитного поля двухроторного асинхронного двигателя. Бочкарев И. В. — «Электричество», 1982, № 5.

Предлагается методика расчета электромагнитного поля асинхронного электродвигателя с полым ротором и вращающимся внутренним сплошным магнитопроводом с использованием в качестве граничных условий на внутреннем магнитопроводе нелинейного соотношения Л. Р. Неймана. Показано, что поле определяется двумя критерияльными параметрами ξ_1 и ξ_2 , зависящими от определенной комбинации геометрических размеров, электромагнитных характеристик материалов и режимов работы. Получены выражения для расчета интегральных параметров полого ротора и внутреннего магнитопровода. Для инженерных расчетов рассчитан и построен ряд номограмм. Полученные результаты можно применять для расчета различных типов одно- и двухроторных электрических машин с нешихтованными ферромагнитными роторами. Библ. 12.

УДК [551.594.221:621.315.1].001.4

Об избирательной поражаемости молнией поверхности земли и воздушных линий. Ализаде А. А., Бейдуллаев М. А., Велиев Х. А., [Юриков П. А.] — «Электричество», 1982, № 5.

Показано, что вероятность поражения молнией поверхности земли или участка трассы ВЛ связана с наличием вертикальных проводящих каналов в грунте. Библ. 12.

УДК 621.314.211.001.24

Инженерная методика расчета внешнего магнитного поля сухих трансформаторов, работающих под нагрузкой. Васютинский С. Б., Андреева Е. Ю., Сорокин В. А., Степанова И. П. — «Электричество», 1982, № 5.

Известны приближенные методы расчета внешнего магнитного поля (в. м. п.) трансформатора, работающего в режиме х. х., но отсутствуют методы расчета такого поля трансформаторов под нагрузкой. В статье изложена методика расчета в. м. п. двух- и л-обмоточных трансформаторов, работающих под нагрузкой при любом коэффициенте мощности. Библ. 7.

УДК 621.315.623:620.174

Определение механической прочности фарфоровых изоляторов по характеристикам акустической эмиссии. Афонштам Ю. Л., Карпова Г. И., Подольская Г. В., Фрейеров В. О., Харин А. С. — «Электричество», 1982, № 5.

Рассматривается возможность прогнозирования прочности при механических испытаниях образцов фарфора и фарфоровых изоляторов с помощью метода акустической эмиссии. Библ. 5.

УДК 621.311.163:621.315.55.017.71.001.24

Определение расчетных нагрузок по нагреву проводов. Жежелевко И. В., Лилский А. М., Чубарь Л. А. — «Электричество», 1982, № 6.

Рассматривается передаточную функцию проводника по нагреву виде апериодического звена первого порядка, на основании спектральной теории случайных процессов получены выражения для оценки допустимой величины эффективного греющего тока с учетом особенностей графиков нагрузок. Библ. 5.

УДК 621.316.1.012.8.001.24

Оценка погрешностей приближенного эквивалентирования распределительных сетей 6—10 кВ. Поспелов Г. Е., Шалиро И. З. — «Электричество», 1982, № 5.

На основе метода статистических испытаний разработан алгоритм оценки погрешностей расчета эквивалентных сопротивлений электрических сетей 6—10 кВ, обусловленных допущением о распределении суммарной нагрузки сети пропорционально установленным мощностям трансформаторов. Библ. 3.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Негушил А. В., Рабинович С. И., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталова А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макашкин

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 16.03.82
Тираж 5917 экз.

Подписано в печать 28.04.82
Заказ 65

T-06881

Формат 60×90¹/₈

Печать высокая

Усл. печ. л. 10,0

Уч.-изд. л. 12,09

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10