



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1981

•ЭНЕРГОИЗДАТ•

6

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

6

1981

ИЮНЬ

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 1980 г. в области электроэнергетики

В 1980 г. Государственная премия СССР в области науки и техники присуждена группе специалистов Министерства энергетики и электрификации СССР и Министерства электротехнической промышленности за создание и внедрение электропередач сверхвысокого класса напряжения 750 кВ, обеспечивающих присоединение на параллельную работу с ЕЭС СССР объединенных энергосистем стран—членов СЭВ и выдачу мощности крупных атомных электростанций.

Звания лауреатов Государственной премии СССР присвоено **Доброхотову Ратмиру Борисовичу**, заведующему отделом Научно-исследовательского, проектно-конструкторского и технологического института производственного объединения «Урал-электротяжмаш» им. В. И. Ленина, **Ершову Роману Николаевичу**, заместителю управляющего Государственным союзным трестом по монтажу электрооборудования электростанций и подстанций, **Остапенко Станиславу Ивановичу**, главному инженеру Центрального предприятия электрических сетей производственного энергетического объединения «Донбассэнерго», **Петерсону Льву Леонидовичу**, директору Всесоюзного государственного проектно-изыскательского и научно-исследовательского института энергетических систем и электрических сетей «Энергосетьпроект», **Семенову Юрию Яковлевичу**, главному инженеру Главного управления по строительству высоковольтных электросетей и подстанций центра и юга, **Тарасову Виктору Константиновичу**, заместителю генерального директора Ленинградского производственного объединения «Электроаппарат», **Тиходееву Николаю Николаевичу**, чл.-корр. АН СССР, заведующему лабораторией Научно-исследовательского института постоянного тока, **Фотину Владилену Пантелеймоновичу**, доктору техн. наук, директору Всесоюзного электротехнического института им. В. И. Ленина, **Чернышеву**

Ною Марковичу, канд. техн. наук, заведующему отделом того же института, **Штанько Леониду Ефимовичу**, главному технологу производственного объединения «Запорожтрансформатор» имени В. И. Ленина.

Создание электропередач класса напряжения 750 кВ имеет важное значение для формирования Единой электроэнергетической системы СССР и объединенной энергосистемы стран—членов СЭВ «Мир», а также для передачи электроэнергии от крупнейших атомных электростанций, строительство которых широко ведется и будет продолжаться в ближайшие десятилетия в Европейской части нашей страны.

Освоение ЛЭП 750 кВ было начато в СССР еще в шестидесятые годы созданием комплекса электротехнического оборудования и сооружением опытно-промышленной ЛЭП Конаково—Москва (1967 г.). Затем в семидесятые годы были построены первые промышленные ЛЭП этого класса напряжения: ЛЭП на Украине длиной 1112 км (с подстанциями Донбасской, Днепровской, Винницкой и Западноукраинской) и ЛЭП Конаково—Ленинград длиной 527 км. В 1979 г. закончилось сооружение ЛЭП 750 кВ из СССР в Венгерскую Народную Республику. В 1980 г. вошла в строй действующих ЛЭП 750 кВ от Ленинградской АЭС, ведется сооружение и проектирование других линий этого класса напряжения.

Лишь в трех странах мира созданы ЛЭП 750 кВ. Кроме СССР, они есть в Канаде (с 1966 г.) и в США (с 1969 г.). Однако, если две последних страны покупали часть основного оборудования у ряда европейских фирм, то все советские подстанции 750 кВ целиком оснащены отечественным электротехническим оборудованием, разработанным учеными, конструкторами, технологами НИИ, КБ, объединений и заводов Министерства электротехнической

промышленности. Наибольший вклад в решение этой проблемы внесли: производственное объединение «Запорожтрансформатор» (на его счету трансформаторы и автотрансформаторы 750 кВ); «Электрозавод» им. В. В. Куйбышева, создавший шунтирующие реакторы 750 кВ; производственные объединения «Электроаппарат» и «Уралэлектротяжмаш», разработавшие и организовавшие производство воздушных выключателей 750 кВ и других высоковольтных аппаратов; Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина, возглавивший всю работу в отрасли по созданию комплекса электротехнического оборудования 750 кВ и проводивший испытания этого оборудования, в том числе и натурные.

Проектированию опытно-промышленной линии и всех промышленных ЛЭП 750 кВ предшествовали: широкомасштабные исследования воздушной и линейной изоляции; разработка линейных изоляторов из закаленного стекла с разрушающей нагрузкой 12, 16, 20 и 30 т; поиск рациональных средств для глубокого ограничения перенапряжений; создание усовершенствованных методов выбора и координации изоляции воздушных линий, подстанций и оборудования; исследования расщепленных проводов с различным числом проводов в фазе; исследования, направленные на обеспечение экологической безопасности ЛЭП 750 кВ и др. Эти разработки и исследования возглавлялись головной организацией по проблеме — институтом «Энергосетьпроект», в них принимали участие многие организации Минэнерго СССР, а также ряд смежных организаций и вузов.

Проектирование всех ЛЭП 750 кВ осуществлялось отделением дальних передач, Украинским и Северо-Западными отделениями «Энергосетьпроекта». В процессе проектирования были разработаны

новые прогрессивные конструкции опор и специальных переходов через реки, конструкции расщепленных проводов, линейной изоляции и арматуры, других элементов воздушных линий и подстанций, что обеспечило значительную экономию стали, алюминия и бетона.

Сооружение ЛЭП 750 кВ потребовало от строительно-монтажных организаций Минэнерго СССР полного пересмотра технологических схем и методов строительства. Это позволило сооружать ЛЭП 750 кВ за короткий срок. Так, линия 750 кВ Конаково—Ленинград была построена всего за 1,5 года при освоении объема строительно-монтажных работ на сумму 40 млн. руб. в год.

Большой вклад в освоение оборудования подстанций 750 кВ внесли эксплуатационные организации Минэнерго СССР: Главное техническое управление по эксплуатации энергосистем, Управление дальних передач, энергосистемы Украины, ВНИИ электроэнергетики. В процессе эксплуатации была отмечена очень высокая надежность построенных воздушных линий 750 кВ.

Сейчас в нашей стране введено в работу более 2000 км ЛЭП 750 кВ, что по оценкам института «Энергосетьпроект» снизило капиталовложения в новые электрические сети ЕЭС СССР на 80 млн. руб. В ходе создания ЛЭП 750 кВ было внедрено более 100 новых технических решений, защищенных авторскими свидетельствами. Результаты НИР и проекты советских ЛЭП 750 кВ широко опубликованы и неоднократно докладывались на международных конференциях, где получили высокую оценку специалистов.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество» сердечно поздравляют лауреатов и желают им новых творческих успехов на благо развития энергетики нашей страны.



УДК 621.311.083.72

Телеизмерение электрической энергии и средней мощности в энергосистемах

БОГДАНОВ В. А.

ЦДУ ЕЭС СССР

Управление, планирование и анализ режимов энергосистем осуществляются на основе информации, важную часть которой составляют измерения мощности и электроэнергии. Автоматизированное управление и оперативный контроль осуществляются по телеизмерениям (ТИ) мощности, передаваемым многоканальными кодоимпульсными устройствами телемеханики (УТМ) с циклами обновления, длительность которых $T_{\text{и}} < 20$ с. Планирование и анализ режимов осуществляется по ежечасным измерениям мощности, передаваемым по аппаратуре

передачи данных, телетайпу и телефону в составе суточной диспетчерской ведомости.

В настоящее время в составе ТИ и суточной ведомости отсутствуют крайне важные для диспетчерского управления параметры: выработка электроэнергии основными электростанциями, перетоки энергии по межсистемным и межгосударственным линиям электропередачи, потребление электроэнергии в основных узлах нагрузки и т. п. Значения указанных параметров необходимы диспетчеру за различные интервалы времени: час, смена, период

максимум и т. п. Особо необходимы ТИ приращений электрической энергии для контроля и управления перетоками мощности в сечении «СССР — страны — члены СЭВ», где применяются получасовые расчетные периоды. Получение указанных параметров интерполяцией измерений мгновенных значений мощности дает недопустимо большую погрешность.

В данной статье рассмотрена организация ТИ приращений энергии и средней мощности с помощью электронных счетчиков электрической энергии и имеющих многоканальных кодоимпульсных УТМ, каналов связи и средств вычислительной техники АСДУ.

Электронные счетчики (ЭС) выпускаются Вильнюсским заводом электроизмерительной техники (Ф-441) и Ленинградским электромеханическим заводом (Ф-651). За рубежом ЭС производят целый ряд фирм. Так, например, швейцарская фирма Landis & Gyr (Tettex AG Instruments) выпускает большой ассортимент ЭС, которые применяются в энергосистемах стран — членов СЭВ. Важнейшим преимуществом ЭС по сравнению с обычными электромеханическими счетчиками является высокий (0,1–0,5) класс точности. Поэтому в ближайшие годы на всех крупнейших электростанциях, межсистемных и межгосударственных связях учет активной и реактивной электроэнергии планируется осуществлять с помощью ЭС.

Электронный счетчик является аналого-цифровым прибором, в составе которого как главные можно выделить измерительный орган ИО, делительную схему ДС, кварцевый генератор ГК, блок индикации БИ и счетный механизм СМ.

На вход ИО подаются токи I_n и напряжения U_n от измерительных трансформаторов каждой фазы. По принципу двойной модуляции ИО преобразует I_n и U_n в число-импульсный код. Число импульсов N на выходе ИО пропорционально количеству электрической энергии прямого (п) и обратного (о) направлений за период измерений T_0 :

$$N_n = \sqrt{3} I_n^p U_n T_0 C_{03}^{-1}; \quad N_o = \sqrt{3} I_n^o U_n T_0 C_{03}^{-1}, \quad (1)$$

где C_{03} — цена импульса, равная количеству электроэнергии, приходящейся на каждый импульс на выходе ИО.

Если ИО выделяет активную составляющую $I_{н.а}$, ЭС обеспечивает измерение активной энергии. В случае, когда в (1) используется $I_{н.р}$, обеспечивается учет реактивной энергии. Так, например, ЭС типа Ф-441 обеспечивает одновременный учет активной и реактивной энергии прямого и обратного направлений.

Делительная схема ДС состоит из электронных схем, обеспечивающих уменьшение частоты сигналов, поступающих от ИО и ГК. С выходов ДС могут быть получены импульсные сигналы, частота которых в требуемое число раз ниже частоты на входе. Сигналы учета энергии в прямом и обратном направлениях, подаваемые на вход СМ, имеют частоту, в β_n раз меньшую частоты сигналов N_n и N_o на входе ДС. Коэффициент β_n выбирается исходя из емкости СМ, класса точности прибора и требуе-

емой периодичности и длительности непрерывного (без обнуления СМ) учета электроэнергии.

Блок индикации предназначен для визуального контроля работы ЭС. Поэтому сигналы, подаваемые на вход БИ, имеют частоту, в β_0 раз меньшую частоты сигналов N_n и N_o . Значение β_0 выбирается таким, чтобы при минимальной величине I_n на вход БИ поступило не менее одного импульса за 10–15 с.

Кварцевый генератор является источником сигналов с частотой f_0 , управляющих работой ДС, модуляторов и преобразователей ИО. Для компенсации смещения нуля характеристики счетчика с помощью сигналов ГК обеспечивается периодическое изменение полярности выходных сигналов модуляторов и соответствующее переключение выходных импульсов преобразователей ИО. Получение необходимых сигналов, частота которых в α_i раз меньше f_0 , обеспечивается ДС.

Таким образом, от ЭС могут быть получены сигналы учета электроэнергии с ценой импульса $\beta_i^{-1} C_{03}$, а также сигналы ГК с частотой $\alpha_i f_0$. Это делает возможным применение ЭС для телепередачи значений энергии $\mathcal{E}(T_0)$ и средних за период измерения значений мощности $W(T_0)$ с помощью имеющих многоканальных кодоимпульсных УТМ. Кроме того, ЭС могут использоваться для измерения $\mathcal{E}(T_0)$ и $W(T_0)$ непосредственно на энергообъекте. При этом ЭС используется в качестве измерителя, с выхода которого числовой код измеряемого параметра подается на цифровой или аналоговый индикатор соответствующего прибора.

В последнем случае числовой код измеряемого параметра должен быть предварительно преобразован в аналоговый сигнал с помощью цифро-аналогового преобразователя. Для непосредственного измерения и телеизмерения $\mathcal{E}(T_0)$ и $W(T_0)$ существующие ЭС необходимо дополнить специальными блоками сопряжения.

Блок сопряжения¹ включает в себя следующее: реверсивный счетчик РС, содержащий 9 двоичных разрядов; схему СБ, блокирующую поступление импульсов учета энергии на входы РС; схему СУ, устанавливающую РС в исходное состояние; схему параллельного переноса СПП; выходной регистр ВР на 8 двоичных разрядов; переключатель П.

Положение П определяет цену импульсов учета энергии и частоту сигналов ГК, поступающих от ДС. При всяком переключении от П поступают импульсы, устанавливающие в нуль все триггеры регистров ДС, которые осуществляют снижение частоты ГК и выдачу сигналов $\alpha_i f_0$. Передачу $\mathcal{E}(T_0)$ целесообразно осуществлять за периоды, равные или меньшие, но обязательно кратные 1 ч. Поэтому для синхронизации начала отсчета энергии на разных объектах с астрономическим временем всякое изменение положения П должно проводиться обслуживающим персоналом после каждого ремонта и поверки ЭС и блока сопряжения в начале любого интервала по сигналам точного времени.

¹ В разработке блока сопряжения принимали участие сотрудники ЦДУ ЕЭС СССР: В. М. Чижков, С. С. Ракшеев, У. К. Курбаналиев.

Импульсы $\beta_i N_{\pi}$ поступают на суммирующий, а $\beta_i N_o$ — на вычитающий входы РС через СБ.

По сигналу $\alpha_i f_0$, поступающему от ДС, СБ блокирует поступление импульсов учета электроэнергии на входы РС. Вслед за этим СПП осуществляет перенос содержимого РС на ВР. Перенос происходит с учетом состояния младшего девятого разряда РС, содержимое которого перед этим прибавляется к содержимому восьми старших разрядов РС. После завершения этой процедуры СУ устанавливает РС в исходное состояние, а СБ разрешает доступ импульсов на РС.

Если измерение осуществляется в сечении с реверсивным направлением потоков мощности, количество электроэнергии

$$\mathcal{E}(T_0) = K_I K_U \beta_i^{-1} C_{03} (N_c - N_y),$$

где K_I и K_U — коэффициенты трансформации измерительных трансформаторов тока и напряжения; $N_c = (N_{\pi} - N_o) \beta_i + N_y$ — число импульсов, зафиксированное РС в конце периода измерения; N_y — число импульсов в исходном состоянии РС, задаваемом СУ.

Если энергия передается только в прямом направлении, $N_y = 0$. При измерении энергии, передаваемой только в обратном направлении, $N_y = 512$.

Таким образом, период измерения определяется частотой сигналов, поступающих от ДС на входы СБ, СУ и СПП $T_0 = (\alpha_i f_0)^{-1}$, и численно равен времени между двумя последовательными обновлениями информации на ВР.

Телепередача $\mathcal{E}(T_0)$ с помощью эксплуатируемых в настоящее время многоканальных кодоимпульсных УТМ может осуществляться в виде телесигналов и в режиме «ретрансляции ТИ». В обоих случаях должно быть обеспечено согласование параметров ВР с параметрами УТМ по входному сопротивлению.

При циклической передаче $\mathcal{E}(T_0)$ во избежание потери и искажения информации должны выполняться условия

$$t_{в.п} \leq 0,5V^{-1};$$

$$T_{ц} \leq T_0,$$

где $t_{в.п}$ — время переключения элементов ВР блока сопряжения; V — скорость передачи телеинформации по каналу связи; $T_{ц}$ — длительность цикла обновления, с которым осуществляется передача телеинформации.

Если $\mathcal{E}(T_0)$ передается в спорадическом режиме, то во избежание потери и искажения информации должно выполняться условие

$$T_0 \geq T_m,$$

где T_m — максимальное время от момента появления запроса (изменения состояния разрядов ВР) до окончания передачи группы телесигналов, в составе которой передается $\mathcal{E}(T_0)$.

Точность измерений мощности можно охарактеризовать среднеквадратичной суммарной приведенной погрешностью [Л. 1]. При использовании датчиков с нормированным аналоговым выходным сигналом среднеквадратичная суммарная приведенная погрешность ТИ мощности

$$\bar{\delta}_{\Sigma} = \sqrt{\bar{\delta}_I^2 + \bar{\delta}_U^2 + \bar{\delta}_{\pi}^2 + \bar{\delta}_{\pi.п}^2 + \bar{\delta}_{o.п}^2 + \bar{\delta}_K^2 + \bar{\delta}_d^2 + \bar{\delta}_{пр}^2}. \quad (2)$$

Указанные в (2) составляющие суммарной среднеквадратичной приведенной погрешности обусловлены: $\bar{\delta}_I$ и $\bar{\delta}_U$ — измерительными трансформаторами тока и напряжения; $\bar{\delta}_{\pi}$ — датчиком, преобразующим измеряемый параметр в нормированный аналоговый сигнал; $\bar{\delta}_{\pi.п}$ и $\bar{\delta}_{o.п}$ — квантованием сигнала датчика по уровню при передаче и обратным преобразованием дискретного кода в аналоговый сигнал на приемной стороне (статическая погрешность); $\bar{\delta}_K$ — каналом связи; $\bar{\delta}_d$ — квантованием сигнала датчика по времени (динамическая погрешность); $\bar{\delta}_{пр}$ — аналоговым измерительным прибором.

При вводе измерения в ЦВМ отпадает необходимость в преобразовании принятого кода в аналоговый сигнал и соответствующем измерительном приборе. В этом случае можно принять $\bar{\delta}_{o.п} = \bar{\delta}_{пр} = 0$.

Коды, используемые в современных устройствах телемеханики, обеспечивают достаточно высокий уровень защиты передаваемой информации от помех в канале и позволяют не только обнаруживать, но в ряде случаев исправлять появляющиеся искажения. Поэтому можно считать, что в тех случаях, когда ТИ после передачи по каналам связи не забраковано системой защиты от помех, $\bar{\delta}_K = 0$ [Л. 2].

Среднеквадратичная суммарная приведенная погрешность измерения на объектах

$$\bar{\delta}_{\Sigma}^a = \sqrt{\bar{\delta}_I^2 + \bar{\delta}_U^2 + \bar{\delta}_{пр}^2 + \bar{\delta}_c^2}; \quad \bar{\delta}_{\Sigma}^u =$$

$$= \sqrt{\bar{\delta}_I^2 + \bar{\delta}_U^2 + \bar{\delta}_{пр}^2 + \bar{\delta}_{д.п}^2},$$

где $\bar{\delta}_{\Sigma}^a$ соответствует [аналоговому, а $\bar{\delta}_{\Sigma}^u$ — цифровому измерению; $\bar{\delta}_c$ — среднеквадратичная приведенная погрешность считывания показаний аналогового прибора; $\bar{\delta}_{д.п}$ — динамическая погрешность, обусловленная дискретным характером обновления показаний цифрового прибора.

Для аналоговых измерений $\bar{\delta}_c$ колеблется в широких пределах и зависит от формы, размеров и линейности приборной шкалы, дистанции и угла наблюдения, периодичности и времени считывания, квалификации персонала и т. п. При использовании цифровых приборов $\bar{\delta}_c = 0$.

Если измерения на объекте и ТИ осуществляют-ся от общих измерительных трансформаторов и класс точности аналоговых приборов, применяемых на объекте и для воспроизведения ТИ, совпадает, то равная погрешность измерения на всех ступенях диспетчерской иерархии обеспечивается, если

$$\bar{\delta}_{\pi}^2 + \bar{\delta}_{\pi.п}^2 + \bar{\delta}_{o.п}^2 + \bar{\delta}_d^2 = \bar{\delta}_{пр}^2.$$

При использовании на объекте цифровых приборов и вводе ТИ в ЦВМ с последующим отображением на цифровых индикаторах равная точность измерений на всех ступенях диспетчерского управления обеспечивается, если

$$\bar{\delta}_{\pi}^2 + \bar{\delta}_{\pi.п}^2 + \bar{\delta}_d^2 = \bar{\delta}_{пр}^2 + \bar{\delta}_{д.п}^2.$$

Динамическая погрешность ТИ мощности [Л. 2]

$$\bar{\delta}_d^2 = 2D_x \Delta_x^{-2} \left[1 - T_{\kappa}^{-1} \int_{t_{\kappa}}^{T_{\kappa} + T_{\kappa}} K_0(\tau) d\tau \right] = \\ = D_x \Delta_x^{-2} (T_{\kappa} + 2t_{\kappa}) T_{\kappa}^{-1}, \quad (3)$$

где D_x и T_{κ} — дисперсия и постоянная времени нормированной автокорреляционной функции измеряемого параметра; Δ_x — диапазон измерений; $t_{\kappa} = T_{\kappa} T^{-1}$ — время передачи одного ТИ по каналу связи, когда в каждом цикле обновления длительностью T_{κ} передаются r параметров.

Среднеквадратичная суммарная приведенная погрешность измерения $\mathcal{E}(T_0)$, переданного на ВР блока сопряжения,

$$\bar{\delta}_{\Sigma} = \sqrt{\bar{\delta}_I^2 + \bar{\delta}_U^2 + \bar{\delta}_{\Sigma.c}^2 + \bar{\delta}_0^2},$$

где $\bar{\delta}_{\Sigma.c}$ — среднеквадратичная приведенная погрешность измерительного органа ЭС, определяемая классом точности прибора; $\bar{\delta}_0$ — составляющая $\bar{\delta}_{\Sigma}$, обусловленная дискретным характером получения $\mathcal{E}(T_0)$.

При фиксированном числе двоичных разрядов ВР $\bar{\delta}_0$ зависит от длительности T_0 , выбранной цены импульсов $C_{\beta\beta} = \beta_i^{-1} C_{\beta\beta}$ и интервала времени $t_{\text{бл}}$, в течение которого СБ блокирует подачу импульсов учета энергии на входы РС. Если внутри интервала времени между двумя последовательными импульсами учета энергии значения $\mathcal{E}(T_0)$ распределены по равномерному закону,

$$\bar{\delta}_0 = \sqrt{\{C_{\beta\beta} [3(I_{\text{н.м}}^{\text{н}} + I_{\text{н.м}}^{\text{о}}) U_{\text{н}}^{\text{н}} T_0]^{-1}\}^2 + \frac{1}{3} [t_{\text{бл}} T_0^{-1}]^2} \quad (4)$$

где $I_{\text{н.м}}^{\text{н}}$ и $I_{\text{н.м}}^{\text{о}}$ — максимально возможные значения модулей тока измерительной цепи, соответствующие прямому и обратному направлениям передачи электроэнергии; $U_{\text{н}}^{\text{н}}$ — номинальное напряжение измерительной цепи.

Во избежание переполнения РС за период измерения цена импульса учета энергии должна выбираться из условия

$$\sqrt{3} (I_{\text{н.м}}^{\text{н}} + I_{\text{н.м}}^{\text{о}}) U_{\text{н}}^{\text{н}} T_0 \leq 512 C_{\beta\beta}.$$

Число импульсов в исходном состоянии РС, задаваемом СУ,

$$N_y = C_{\beta\beta}^{-1} \sqrt{3} I_{\text{н.м}}^{\text{о}} U_{\text{н}}^{\text{н}} T_0.$$

Среднее за период измерения T_0 значение мощности

$$W(T_0) = K_I K_U (N_c - N_y) C_{\beta\beta} T_0^{-1} = K_I K_U (N_c - N_y) C_{\beta\beta},$$

где $C_{\beta\beta} = C_{\beta\beta} T_0^{-1}$ — цена импульса при пересчете показаний ВР в единицы мощности.

Поскольку ГК счетчика обеспечивает высокую стабильность T_0 , погрешность определения $W(T_0)$ практически равна погрешности измерения приращения энергии, переданного на ВР.

При измерении $W(T_0)$ реальный график мощности будет представлен на приемной стороне ступенчатой функцией, ордината каждой ступени кото-

рой численно равна средней мощности за предшествующий текущему период измерений. Поэтому под среднеквадратичной приведенной динамической погрешностью измерений средних значений мощности следует понимать

$$\bar{\delta}_{\text{дв}}^2 = \Delta_x^{-2} M(X_{\text{н}} - X_{\text{т}})^2 = \Delta_x^{-2} M[\bar{X}_{i-1} - X_i]^2 = \\ = \Delta_x^{-2} M[\bar{X}_{i-1}^2 - 2\bar{X}_{i-1} X_i + X_i^2], \quad (5)$$

где M — математическое ожидание; $X_{\text{н}}$ и $X_{\text{т}}$ — измеренное и точное значения параметра; $\bar{X}_{i-1} =$

$= M(X_{i-1}) = T_0^{-1} \int_{t_i - T_0}^{t_i} W(t) dt$ — среднее значение

мощности в предшествующем периоде измерений; $X_i = W(t)|_{t_i}^{t_i + T_0}$ — текущее значение мощности в i -м (текущем) периоде.

С учетом принятых обозначений $M(X_i)^2 = D_x$ — дисперсия случайной величины X_i .

В установившихся режимах автокорреляционные функции мощности [Л. 3]

$$K_x(\tau) = D_x e^{-\tau/T_{\kappa}}.$$

В соответствии с этим спектральная плотность измеряемых параметров [Л. 2]

$$S(\omega) = D_x T_{\kappa} [\pi(1 + T_{\kappa}^2 \omega^2)]^{-1}.$$

Между дисперсией, автокорреляционной функцией и спектральной плотностью существуют взаимосвязи

$$D_x = K_x(0) = 2 \int_0^{\infty} S(\omega) d\omega; \quad (6)$$

$$K_x(\tau) = 2 \int_0^{\infty} S(\omega) \cos \omega \tau d\omega. \quad (7)$$

Если предположить, что интегральное звено измерительного органа ЭС обладает характеристиками идеального фильтра, то в спектре случайной величины $\bar{X}_{i-1}$ будут отсутствовать частоты, период которых меньше T_0 . Тогда при определении числовых характеристик для $\bar{X}_{i-1}$ верхние пределы интегралов (6) и (7) будут равны $\omega_{\text{max}} = 2\pi T_0^{-1}$.

С учетом изложенного дисперсия случайной величины $\bar{X}_{i-1}$

$$M(\bar{X}_{i-1})^2 = D_{\text{мх}} = 2D_x T_{\kappa} \pi^{-1} \int_0^{2\pi T_0^{-1}} (1 + T_{\kappa}^2 \omega^2)^{-1} d\omega = \\ = 2D_x \pi^{-1} \arctg 2\pi T_{\kappa} T_0^{-1}. \quad (8)$$

Поскольку $W(T_0)$ целесообразно измерять за периоды $T_0 \ll T_{\kappa}$, а интегральное звено ЭС не является идеальным фильтром высоких частот, из (8) следует, что $D_{\text{мх}} \approx D_x$, т. е. дисперсии $\bar{X}_{i-1}$ и X_i численно равны друг другу.

Аналогичным образом из (7) можно получить доказательство, что при $T_0 \ll T_{\kappa}$ автокорреляционные функции X_i и $\bar{X}_{i-1}$ совпадают. В таком случае

$$M(\bar{X}_{i-1}, X_i) \approx K_x(\tau) = D_x e^{-\tau/T_{\kappa}}. \quad (9)$$

Подставляя (9) в (5) с учетом запаздывания при передаче и считывании измерений в память ЦВМ, получим

$$\delta_{\text{дв}}^2 = 2D_x \Delta_x^{-2} \left[1 - T_0^{-1} \int_{t_n}^{t_n+T_0} e^{-\tau/T_k} d\tau \right].$$

Следовательно, суммарная приведенная среднеквадратичная погрешность ТИ мгновенных значений мощности и $W(T_0)$ одинаковы, если они осуществляются от общих измерительных трансформаторов при одинаковом классе точности датчиков и ЭС и равных циклах обновления и периодах усреднения.

Практическая реализация измерений $\mathcal{E}(T_0)$ и $W(T_0)$ в первую очередь целесообразна на объектах, где ЭС устанавливаются для целей учета и имеются УТМ с резервными подканалами. Измерения $W(T_0)$ могут рассматриваться как эквивалент ТИ мгновенных значений мощности. Поэтому их передачу целесообразно осуществлять с периодами, близкими к циклам обновления, с которыми передаются ТИ параметров, необходимых для автоматизированного управления и контроля.

Передачу $\mathcal{E}(T_0)$ целесообразно осуществлять с периодами, $T_0 = 1 - i$ ч, где i — любое целое число. Если с одного и того же объекта необходимо передавать $W(T_0)$ и $\mathcal{E}(T_0)$, к ЭС подключаются два

одинаковых блока сопряжения. На одном блоке с помощью переключателя P устанавливается значение T_0 , близкое к $T_{\text{ц}}$, с которым осуществляется передача ТИ других параметров. Затем на втором блоке по сигналам точного времени устанавливается положение P , которое обеспечивает требуемую периодичность измерения приращений энергии.

При использовании УТМ, обеспечивающих лишь циклическую передачу ТИ и телесигналов для передачи $W(T_0)$ и $\mathcal{E}(T_0)$ отводится по одному подканалу. Приращение энергии передается столько раз, во сколько заданный интервал времени больше цикла обновления УТМ. В спорадическом режиме $W(T_0)$ и $\mathcal{E}(T_0)$ передаются до поступления по обратному каналу связи сигналов, подтверждающих правильность приема. В обоих случаях потеря $\mathcal{E}(T_0)$ из-за отказов УТМ и каналов связи возможна лишь при отказах, длительность которых превышает период измерения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лозицкий Б. Н., Мельниченко И. И. Электрорадионизмерения. — М.: Энергия, 1976. — 224 с.
2. Малов В. С., Дмитриев В. Ф. Кодимпульсные телеизмерительные системы. — М.: Энергия, 1969. — 192 с.
3. Богданов В. А., Савалов С. А., Черня Г. А. Телеинформация в автоматизированных системах диспетчерского управления. — Электричество, 1974, с. 1—6.

[15.03.79]

УДК 621.311.016.35.001.24

Статическая устойчивость как частный случай динамической устойчивости электрических систем

ВЕНИКОВ В. А., доктор техн. наук, МАРИНОСЯН Р. Э., инж.

Московский энергетический институт

Современная методика анализа статической устойчивости электрических систем, основанная на проверке критериев устойчивости, полученных на основе исследования линеаризованных уравнений, несомненно, отвечает своему назначению. Однако в настоящее время задачи анализа устойчивости начинают сменяться задачами синтеза, при которых необходим учет дискретных или непрерывных воздействий, осуществляемых различным регулированием, в том числе и изменением структуры, в процессе начинающегося нарушения или изменения режима. При этом правильнее пользоваться понятием практической устойчивости [Л. 1].

Введение понятия практической устойчивости вызвано тем, что система, теоретически асимптотически устойчивая, может оказаться на практике неустойчивой, т. е. перестать нормально функционировать при малых отклонениях. И наоборот, положение равновесия системы может быть математически неустойчиво, и тем не менее система может совершать колебания в достаточной близости от этого положения равновесия, так что ее режим будет вполне приемлемым. Практическая устойчивость определяется тем, как близко от положения равновесия должна работать система и какой силы

будут ожидаемые возмущения, а также тем, какие начальные условия могут иметь место. Следовательно, здесь возникают как раз те вопросы, которые возникают и при анализе современных электрических систем, когда существенно не только установить статически устойчив ли установившийся режим, но и произвести настройку устройств АРВ генераторов сильного действия. При определении практической устойчивости линейное приближение становится недостаточным.

Существует возможность разделить исследование статической устойчивости системы на два этапа: первый — проверка устойчивости по знаку Якобиана, составленного из параметров системы во время расчета ее нормального режима [Л. 2 и 3], и второй — проверка устойчивости при конечном возмущении по программам, аналогичным программам для расчета динамической устойчивости, учитывающим любые возможные воздействия автоматики на режим. Отметим, что предложения относительно такой проверки устойчивости встречали возражения, указывающие, что результаты расчета устойчивости в этом случае будут зависеть от места приложения возмущения.

В данной статье, использующей известные ма-

тематические положения [Л. 4], показана независимость результатов исследования от места приложения возмущения в случае практически малого конечного изменения режима, которое может быть как управляющим воздействием, так и случайным возмущением.

Динамическое состояние системы описывается следующими обыкновенными дифференциальными уравнениями, записанными через переменные состояния:

$$\frac{dx_i}{dt} = f_i(x_1, \dots, x_n; v_1, \dots, v_k); \quad (1)$$

где $x_1, \dots, x_n$ — переменные состояния; $v_1, \dots, v_k$ — параметры входа, или управления; $i=1, \dots, n$; $k \leq n$.

Хотя эвристическое доказательство того, что конечное относительно малое изменение начальных условий вызывает малые изменения решений системы дифференциальных уравнений типа (1), основанное на физическом и математическом эксперименте [Л. 5 и 6] и убедительно для инженера, несомненно полезным будет и теоретическое рассмотрение. Для этого примем, что малые изменения начальных условий уравнений типа (1) описываются (приближенно) некоторой однородной линейной системой и что можно построить «трубку» вокруг любой траектории, представляющей решение, внутри которой движение практически не изменяет своего характера.

Изменим на конечную величину $\alpha \ll x_0$ исходное состояние системы и проследим, как это изменение «распространяется» вдоль траектории, характеризующей решение. Иначе говоря, рассмотрим новую начальную точку с координатами $x_0 + \alpha$, где $\alpha = \epsilon \sigma$, а ϵ — некое положительное число, такое, что вектор, зависящий от ϵ , обладает свойством

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{\|0(\epsilon)\|}{\epsilon} = 0.$$

Новая траектория при этом

$$x(t) + \epsilon \psi(t) + 0(\epsilon), \quad (2)$$

где $\psi(t)$ — решение системы

$$\dot{\psi}(t) = \left(\frac{\partial f}{\partial x} [x(t), v(t)] \right) \psi(t), \quad (3)$$

удовлетворяющее начальному условию $\psi(t_0) \approx \sigma$.

Если через $\Phi(t, t_0)$ обозначить фундаментальную матрицу [Л. 4, 7 и 8], то

$$\psi(t) = \Phi(t, t_0) \sigma.$$

Таким образом, можно считать, что система (3) отвечает преобразованию пространства n векторов, «приставленных» к x_0 в пространство n векторов, «приставленных» к $x(t)$. Так как матрица $\Phi(t, t_0)$ — невырожденная [Л. 4], то и это преобразование будет невырожденным.

Если t_1 и t_2 — элементы из (t_0, T) , то точно так же можно определить линейное преобразование пространства n векторов, «приставленных» к $x(t_1)$, в пространство n векторов, «приставленных» к $x(t_2)$. Действительно, если σ_1 — вектор размера n , «приставленный» к $x(t_1)$, то его изображение, полученное с помощью линейного преобразования, есть вектор $\Phi(t_2, t_1) \sigma_1$.

Таким образом, можно считать, что однородная линейная система (3) описывает будущий эффект изменений траектории в данный момент времени

Рассмотрим случай управления, отличающегося от v на малом отрезке времени и постоянного в пределах этого отрезка. Физически такая вариация представляет собой конечный, но относительно небольшой импульс энергии управления. Пусть длина интервала равна ϵm . Рассмотрим, что получится, если такой импульс приложить к системе (1). Обозначим решение системы (1), начинающееся из $x(t_0)$ и произведенное управлением $v(\epsilon m)$, через $\hat{x}(t)$. При этом $\hat{x}(t)$ совпадает с исходной траекторией для $t_0 \leq t \leq l - \epsilon m$, где l — конец интервала ϵm , а затем отличается от нее на небольшую величину. В конце интервала ϵm разность между траекториями приблизительно равна $\epsilon \xi_l m$, где $\xi_l = \hat{x}(l) - x(l)$. Траектория $\hat{x}(t)$ для $t > l$:

$$\hat{x}(t) = x(t) + \epsilon \Phi(t, l) \xi_l m, \quad (4)$$

где $\Phi(t, l)$ — фундаментальная матрица линейной однородной системы.

Обозначив через y вектор $\Phi(t, l) \xi_l m$, найдем, что от управления $v(\epsilon m)$ получается траектория

$$\hat{x}(t) = x(t) + \epsilon y, \quad (4a)$$

где n -мерный вектор y не зависит от ϵ .

Таким образом, в конечный момент времени T вектор ϵy представляет собой результат возмущения $\epsilon \xi_l m$, рассматриваемого как возмущение «начальных» условий при $t=l$.

Состояние любых рассматриваемых электромеханических систем может быть охарактеризовано в каждое мгновение значениями n переменных, образующих вектор состояния. В электрических системах такими переменными являются углы роторов машин. Для наглядности рассмотрим простейшую систему электропередачи «генератор — шины бесконечной мощности», уравнение которой

$$\frac{ds}{dt} = \frac{P_T}{T_J} - \frac{EU \sin \delta}{T_J x_c}. \quad (5)$$

Обозначая параметры Π через x_1, x_2, z : $x_1 = \delta$; $x_2 = s$; $z = x_c$, представим, что система получила некоторые конечные отклонения, которые отвечают условию $\epsilon \Delta \Pi \ll \Pi$, $x_1 = x_{10} + \epsilon \Delta x_1$; $x_2 = x_{20} + \epsilon \Delta x_2$; $z = z_0 + \epsilon \Delta z$; $P_T = P_{T0} + \epsilon \Delta P_T$. Тогда систему для конечных отклонений можно записать следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \epsilon \Delta \dot{x}_1 &= \epsilon \Delta x_2; \\ \epsilon \Delta \dot{x}_2 &= -\frac{EU}{T_J z_0} \cos x_{10} \epsilon \Delta x_1 + \\ &+ \frac{EU}{T_J z_0^2} \sin x_{10} \epsilon \Delta z + \frac{\epsilon \Delta P_T}{T_J} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Таким образом получаем, что в математической интерпретации процесса при его рассмотрении случайное возмущение вектора параметров (в данном случае изменения сопротивления связи и мощности турбины) отражается в решении точно так же, как и воздействие управляющей функции. Перепишем уравнение системы, записанное через переменные состояния, в векторно-матричной форме:

$$\begin{bmatrix} \epsilon \Delta \dot{x}_1 \\ \epsilon \Delta \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{EU}{T_J z_0} \cos x_{10} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon \Delta x_1 \\ \epsilon \Delta x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\epsilon \Delta P_T}{T_J} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ \frac{EU}{T_j z_0^2} \sin x_{10} & \frac{1}{T_j} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \varepsilon \Delta z \\ \varepsilon \Delta P_T \end{vmatrix} \quad (7)$$

или

$$\varepsilon \Delta \dot{x} = A \varepsilon \Delta x + B \Delta v. \quad (8)$$

Система (7) полностью управляема и наблюдаема [Л. 4]. Фундаментальная матрица вычисляется как для линейной стационарной системы с постоянными параметрами. Определим эту матрицу с помощью преобразований Лапласа:

$$Q(s) = sI - A = \begin{vmatrix} s & -1 \\ \frac{EU}{T_j z_0} \cos x_{10} & s \end{vmatrix};$$

$$\det Q(s) = s^2 + \frac{EU}{T_j z_0} \cos x_{10};$$

$$Q^{-1}(s) = \begin{vmatrix} \frac{s}{s^2 + \frac{EU}{T_j z_0} \cos x_{10}} & \frac{1}{s^2 + \frac{EU}{T_j z_0} \cos x_{10}} \\ -\frac{\frac{EU}{T_j z_0} \cos x_{10}}{s^2 + \frac{EU}{T_j z_0} \cos x_{10}} & \frac{s}{s^2 + \frac{EU}{T_j z_0} \cos x_{10}} \end{vmatrix}.$$

Обозначим

$$a = \sqrt{\frac{EU}{T_j z_0} \cos x_{10}}.$$

Взяв обратное преобразование Лапласа, найдем

$$\Phi(t, 0) = L^{-1}[(sI - A)^{-1}] = \begin{vmatrix} \cos at & \frac{1}{a} \sin at \\ -a \sin at & \cos at \end{vmatrix}.$$

Общее решение системы (7) при нулевых начальных условиях

$$\varepsilon \Delta x(t) = \int_0^t \Phi(t - \tau) B \Delta v d\tau. \quad (9)$$

Подставляя в это выражение значения B , Δv и $\Phi(t - \tau)$, получим:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon \Delta x_1(t) &= \varepsilon (b \Delta z + d \Delta P_T) (1 - \cos at); \\ \varepsilon \Delta x_2(t) &= \varepsilon (p \Delta z + q \Delta P_T) \sin at, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

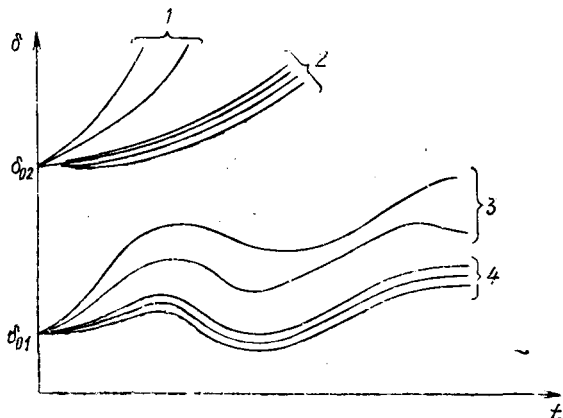


Рис. 1. Влияние места приложения возмущения в простейшей системе.

где b , d , p и q зависят от исходной схемы и исходного режима, а при малых возмущениях можно считать постоянными.

При анализе статической устойчивости методами, принятыми при расчетах динамической устойчивости, возмущения задаются импульсными [Л. 6]; выше показано, что в случае импульсного воздействия возможно представить весь процесс аналогично процессу при малом изменении начальных условий.

Для дальнейших рассуждений разобьем задачу на два этапа: первый этап — в течение конечного интервала приложения импульсного воздействия система представляется в линеаризованном виде; второй этап — с момента прекращения импульсного воздействия рассматривается фундаментальная нелинейная система. Тогда решения (10) в некоторый момент времени, а именно в конце малого интервала, в течение которого прикладывается импульсное воздействие, можно считать за начальные условия

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon \Delta x_1 &= \varepsilon (b \Delta z + d \Delta P_T) (1 - \cos at_{\text{нм}}); \\ \varepsilon \Delta x_2 &= \varepsilon (p \Delta z + q \Delta P_T) \sin at_{\text{нм}}, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где $t_{\text{нм}}$ — время приложения импульсного воздействия.

Для нелинейной фундаментальной системы (5) имеем (приближенно) следующие малые изменения начальных условий:

$$\left. \begin{aligned} x_{10} &+ \varepsilon (b \Delta z + d \Delta P_T) (1 - \cos at_{\text{нм}}); \\ x_{20} &+ \varepsilon (p \Delta z + q \Delta P_T) \sin at_{\text{нм}}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Соответственно решение указанной системы, начинающееся из точки, определяемой выражением (12),

$$\left| \begin{matrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{matrix} \right| + \varepsilon \Phi(t) \left| \begin{matrix} (b \Delta z + d \Delta P_T) (1 - \cos at_{\text{нм}}) \\ (p \Delta z + q \Delta P_T) \sin at_{\text{нм}} \end{matrix} \right|. \quad (13)$$

Конечное положительное число ε будем рассматривать теперь в качестве параметра. Иначе говоря, рассматривая некоторые определенные величины, можно предположить, что и при конечном, но относительно малом ε выполняется принадлежность к «трубке» и ε «регулирует» толщину «трубки».

Например, если σ и $\hat{\sigma}$ — n -мерные векторы, представленные к x_0 , то ε считается достаточно малым, чтобы траектории $x(t) + \varepsilon \psi$ и $x(t) + \varepsilon \hat{\psi}$ были близкими к $x(t)$ и, следовательно, друг к другу.

Перепишем второй член в выражении (12) в виде $M \varepsilon \Delta z + N \varepsilon \Delta P_T$ и покажем физический смысл $\varepsilon \Delta z$. Очевидно, что в физической интерпретации ε показывает зависимость изменения начальных условий от места приложения возмущения, или, более обобщенно, ε — мера возмущающего воздействия, прикладываемого в разных точках.

Выше было показано, что независимо от начальных условий практически всегда можно подобрать такое конечное ε , которое можно считать относительно малым и которое удовлетворяет малому изменению решений дифференциальных уравнений; но тогда следует, что всегда можно подобрать и такую величину возмущающего воздействия, при котором траектории при различных точках приложения возмущения на линии связи были бы близки.

Обратимся снова к (12). Изменение начальных условий зависит не только от изменения сопротив-

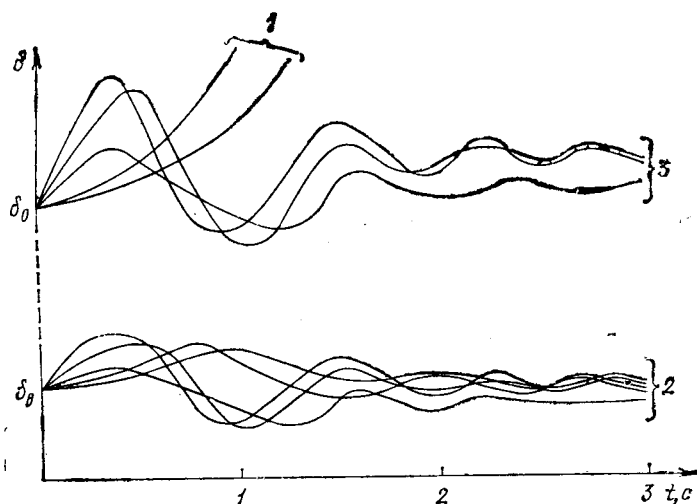


Рис. 2. Влияние места приложения возмущения в системе, содержащей 13 электростанций.

ления, но и от ΔP_T (в частном случае одно из них может быть равно нулю). Те же ограничения, которые накладывались в смысле малости на изменение сопротивления, очевидно, должны быть применены для ΔP_T .

Отметим еще раз, что возмущения задавались импульсного характера для большей общности применительно к различным видам задания схемы и режима электрической сети. Рассмотрение неимпульсных воздействий, например конечного относительно малого воздействия (изменения) на сравнительно большом отрезке времени не вносит принципиальных затруднений при доказательстве приведенных положений, так как можно разбить весь промежуток времени на конечное число малых интервалов и рассматривать изменение начальных условий в каждом отдельном интервале, т. е. в конце малого конечного интервала решение нелинейной системы принимать за новые начальные условия для следующего интервала.

На рис. 1 на примере простейшей системы «генератор — шины бесконечной мощности» и на рис. 2 для системы, содержащей 13 активных узлов, показано протекание переходного процесса. Очевидно, что влиянием места приложения возмущения прак-

тически можно пренебречь при снижении возмущающего воздействия. Возмущения задавались в разных точках на линии связи простейшей системы и в различных узлах сложной системы. Для сложной системы в качестве примера рассматривается изменение взаимного угла между наиболее удаленными станциями. Пучки 1 и 3 соответствуют большим, а пучки 2 и 4 — малым возмущениям.

Исходя из опыта расчетов, проведенных по программам анализа динамической устойчивости, можно предварительно принять, что возмущения в упомянутом выше смысле малы, если возмущение в виде аварийного шунта таково, что $x_{ав} \geq (8+10)x_\Sigma$, где x_Σ — соответствующее взаимное сопротивление ветви, где приложено возмущение; или, если $\Delta P \leq (0,03+0,05)P$, где P — мощность соответствующего генераторного узла.

Выводы. 1. Устойчивость процесса, возникающего при конечном, но практически малом возмущении не зависит от характера и места приложения возмущения и от того, является ли оно случайным или вызвано действием регулирующих устройств.

2. Практическая проверка статической устойчивости системы при малых конечных возмущениях может проводиться численным решением системы нелинейных дифференциальных уравнений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Моисеев Н. Д. Очерки развития теории устойчивости. — М.: ГИТТЛ, 1949.
2. Оценка статической устойчивости электрических систем на основе решения уравнений установившегося режима/ Веников В. А., Строев В. А., Идельчик В. Н., Тарасов В. Н. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 5, с. 32—38.
3. Маркович М. Н., Баринов В. А. О критерии статической устойчивости, базирующемся на сходимости итерационного процесса установления исследуемого режима — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1970, № 5, с. 3—9.
4. Атанс А., Фалб М. Оптимальное управление. — М.: Машиностроение, 1968. — 764 с.
5. Веников В. А. О возможности единого подхода к статической и динамической устойчивости электрических систем. — Электричество, 1976, № 7, с. 72—73.
6. Мариносян Р. Э. О машинном эксперименте по анализу статической устойчивости электроэнергетической системы. — Электричество, 1978, № 3, с. 76—77.
7. Сю. Д., Майер А. Современная теория автоматического управления и ее применение. — М.: Машиностроение, 1972, — 552 с.
8. Деруссо Д., Рой Р., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления. — М.: Наука, 1970. — 620 с.

[25.11.80]

УДК 621.311.001.24

Расчет режимов электрических систем, содержащих фазосдвигающие элементы

НАСЫРОВ Т. Х., канд. техн. наук, ФАЗЫЛОВ Х. Ф., доктор техн. наук

Ташкентский политехнический институт

Преимущества применения однофазных эквивалентных расчетных схем перед трехфазными при анализе режимов электрических систем общеизвестны. Построение расчетных схем для симметричных режимов при этом сводится к определению параметров ее элементов из уравнений связи между токами и напряжениями одноименных фаз. При расчете несимметричных режимов электрических

систем наиболее эффективным оказывается применение однофазных эквивалентных схем прямой (ПП), обратной (ОП) и нулевой (НП) последовательностей, получаемых при использовании метода симметричных составляющих. Если параметры этих схем известны, анализ любой однократной или многократной несимметрии можно вести по комплексным схемам замещения, получаемым соединением

схем для отдельных последовательностей в соответствии с граничными условиями несимметрии. Такой подход к расчету сложносимметричных режимов электрических систем является наиболее общим, так как не требует, например, составления несобственных уравнений для ПП и определения коэффициентов этих уравнений [Л. 1].

Однако при использовании симметричных составляющих для анализа несимметричных и сложносимметричных режимов электрических систем, содержащих трансформаторы с неоднотипными схемами соединения обмоток или трансформаторы с продольно-поперечным регулированием, т. е. фазосдвигающие элементы, возникают некоторые принципиальные трудности.

Так, при расчете симметричных режимов без приведения параметров схемы к одной ступени напряжения, трансформаторы могут быть представлены в виде трехполюсников, содержащих идеальный трансформационный элемент [Л. 2]. Вместе с тем, такое же представление трансформаторов в схемах ОП и НП при расчете несимметричных режимов недопустимо, поскольку коэффициенты трансформации трансформаторов определены по отношению к общему узлу нулевого потенциала (нейтрали схемы ПП), а не по отношению к началам схем ОП или НП. Этого затруднения не возникает, если трансформаторы в схемах ОП и НП представить в виде пассивных обратимых трехполюсников (П-или Т-образных схем замещения). Такой подход принят во всех существующих программах расчета токов короткого замыкания. Однако указанные схемы замещения пригодны лишь для трансформаторов с продольным регулированием (т. е. с вещественным коэффициентом трансформации), что существенно сужает круг решаемых задач.

Для схем с фазосдвигающими элементами, т. е. при наличии трансформаторов с комплексными коэффициентами трансформации, последние также могут быть представлены в виде активных трехполюсников с зависимыми источниками или идеальными трансформирующими элементами. Естественно, что применение этих схем трехполюсников также возможно лишь в рамках симметричных режимов, т. е. только для схем ПП.

Дополнительные трудности при расчетах многократной несимметрии связаны с тем, что при включении схем ПП, ОП и НП в комплексную схему замещения по одной несимметрии возникает необходимость соединения этих схем по другим узлам несимметрии через идеальные трансформаторы с коэффициентами, равными 1, $e^{j2\pi/3}$ или $e^{-j2\pi/3}$ в зависимости от сочетания поврежденных фаз.

Замена идеальных трансформаторов схемами, содержащими зависимые источники тока или напряжения [Л. 3], значительно усложняет задачу из-за необходимости итерационного расчета. Отметим также, что применение метода фазных составляющих эти проблемы исключает. Однако при этом существенно возрастает объем необходимой исходной информации, в том числе для элементов взаимной индукции [Л. 4].

В данной статье изложены вопросы расчета симметричных и несимметричных режимов электрических систем, содержащих фазосдвигающие эле-

менты, методом симметричных составляющих. При этом рассмотрение ограничено линейными моделями электрических сетей, симметричных как в отношении параметров прямо-передающих устройств, так и в отношении э. д. с. ее источников. В несимметричных режимах, возникающих при продольной или поперечной однократной или многократной сложной несимметрии, учитываются только основные гармоники токов и напряжений.

Расчет однократной поперечной или продольной несимметрии. Рассмотрим вначале однофазные эквивалентные схемы двухобмоточного трансформатора. Уравнение трехполюсника (число полюсов здесь по числу независимых напряжений узлов расчетной схемы)

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Переписав эти уравнения,

$$\dot{U}_1 = (Z_{11} - Z_{12}) \dot{I}_1 + Z_{12} (\dot{I}_1 + \dot{I}_2); \quad (2a)$$

$$\dot{U}_2 = (Z_{22} - Z_{21}) \dot{I}_2 + Z_{21} (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) + (Z_{21} - Z_{12}) (\dot{I}_1 + \dot{I}_2), \quad (2б)$$

получим схему замещения на рис. 1,а, содержащую зависимый источник [Л. 6] $\Delta E = (Z_{21} - Z_{12}) (\dot{I}_1 + \dot{I}_2)$, отличный от нуля при комплексном значении коэффициента трансформации, т. е. при $Z_{12} \neq Z_{21}$. Схему замещения двухобмоточного трансформатора в виде трехполюсника без зависимого источника, но содержащего идеальный трансформатор, можно получить согласно [Л. 2] следующим преобразованием. Запишем (1) в виде:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_M e^{j\delta_{12}} \\ Z_M e^{j\delta_{21}} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где δ_{12} — аргумент комплексного коэффициента трансформации.

Сравнивая (1) и (3), получим:

$$Z_{12} - Z_{21} = Z_M j 2 \sin \delta_{12}. \quad (4)$$

Отсюда

$$Z_M = \frac{Z_{12} - Z_{21}}{j 2 \sin \delta_{12}}.$$

Из уравнений (3), преобразованных к виду

$$\dot{U}_1 = (Z_{11} - Z_M) \dot{I}_1 + Z_M (\dot{I}_1 + \dot{I}_2 e^{j\delta_{12}}); \quad (5)$$

$$\dot{U}_2 e^{j\delta_{12}} = Z_M (\dot{I}_1 + \dot{I}_2 e^{j\delta_{12}}) + (Z_{22} - Z_M) \dot{I}_2 e^{j\delta_{12}}, \quad (6)$$

следует схема замещения на рис. 1,б, содержащая идеальный фазосдвигающий элемент $e^{j\delta_{12}}$. Данная схема замещения трансформатора, широко применяемая в расчетах симметричных установившихся режимов, может быть использована и в алгоритмах расчета однократной продольной или поперечной несимметрии на базе расширенных схем прямой последовательности. Однако при этом схемы ОП и НП должны быть представлены в расширенной схеме ПП некоторыми эквивалентами, т. е. входными сопротивлениями $Z_{вх}$ относительно начала и концов этих схем. Рассматривая схемы ОП и НП как пассивные схемы с токами на входе (индекс «н») $\dot{I}_L$ и выходе (индекс «к») $-\dot{I}_L$ можно записать:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_н \\ \dot{U}_к \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{н,н} & Z_{н,к} \\ Z_{к,н} & Z_{к,к} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ -\dot{I}_L \end{bmatrix}, \quad (7)$$

откуда

$$\dot{U}_H - \dot{U}_K = (Z_{H.H} - Z_{H.K} - Z_{K.H} + Z_{K.K}) \dot{I}_L = Z_{BK} \dot{I}_L. \quad (8)$$

Таким образом, для однократной продольной несимметрии входное сопротивление схем ОП и НП определяется по формуле:

$$Z_{BK} = Z_{H.H} - Z_{H.K} - Z_{K.H} + Z_{K.K}. \quad (9)$$

Для однократной поперечной несимметрии началом схем ОП и НП является базисный (заземленный) узел, поэтому

$$Z_{BK} = Z_{K.K}, \quad (10)$$

т. е. входное сопротивление равно диагональному элементу с индексом «к» матрицы узловых сопротивлений рассматриваемой схемы последовательности.

Расчет многократной несимметрии. Расчет двукратной и многократной несимметрии при разных особенных фазах, а также при наличии в расчетных схемах фазосдвигающих элементов, можно вести непосредственно в фазных величинах или же по гибридным схемам, предусматривающим переход на фазные координаты для несимметричных участков [Л. 4]. Однако эти пути расчета, как уже указывалось, являются весьма громоздкими и требуют введения особых и достаточно сложных схем для трансформаторов с неоднотипными схемами соединения обмоток и для фазосдвигающих элементов.

Вместе с тем расчет многократной несимметрии можно вести на базе симметричных составляющих с использованием комплексных схем замещения, если расчетные схемы реальных трансформаторов в схемах ОП и НП и идеальных трансформаторов связи между схемами последовательностей будут удовлетворять требуемым условиям трансформации симметричных составляющих токов и напряжений.

Прежде всего отметим, что для решения поставленной задачи расчетные схемы трансформаторов в виде трехполюсников (рис. 1) не пригодны. Причина заключается в том, что общий зажим трехполюсника при этом связывается с началом схем ОП (или НП), а не с базисным (заземленным) узлом схемы ПП, по отношению к которому определены коэффициенты трансформации. Таким образом, расчетные эквиваленты реальных трансформаторов для схем ОП и НП и идеальных трансформаторов связи между ними и схемой ПП должны быть пятиполюсниками, т. е. определяться четырьмя незави-

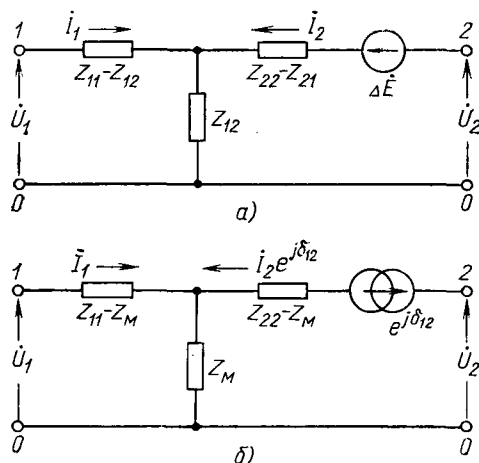


Рис. 1

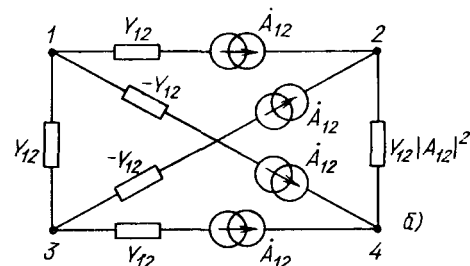
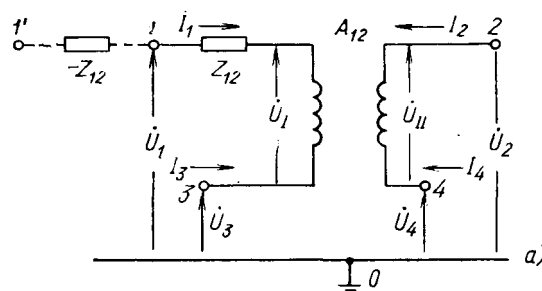


Рис. 2.

симыми напряжениями узлов по отношению к базисному (заземленному) узлу.

Для получения расчетной схемы такого трансформатора обратимся к схеме, показанной на рис. 2,а. Пусть $Z_{12} = 1/Y_{12}$ — сопротивление обмоток реального трансформатора, отнесенное к стороне 1, а комплексный коэффициент трансформации

$$\hat{A}_{12} = \dot{U}_I / \dot{U}_{II} = \hat{I}_2 / \hat{I}_1 = |A_{12}| e^{j\delta_{12}}. \quad (11)$$

Тогда в соответствии с направлениями токов по схеме на рис. 2,а

$$\hat{I}_2 = -\hat{A}_{12} \hat{I}_1; \quad \hat{I}_3 = -\hat{I}_1; \quad \hat{I}_4 = -\hat{I}_2. \quad (12)$$

По правилу формирования матриц узловых проводимостей с учетом (11) и (12)

$$Y = Y_{12} \begin{bmatrix} 1 & -\hat{A}_{12} & -1 & \hat{A}_{12} \\ -\hat{A}_{12} & |A_{12}|^2 & \hat{A}_{12} & -|A_{12}|^2 \\ -1 & \hat{A}_{12} & 1 & -\hat{A}_{12} \\ \hat{A}_{12} & -|A_{12}|^2 & -\hat{A}_{12} & |A_{12}|^2 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Полученная матрица соответствует схеме замещения, представленной на рис. 2,б, и является симметричной относительно диагонали только для трансформаторов с продольным регулированием, т. е. с вещественным коэффициентом трансформации. Эту же матрицу можно положить в основу построения схем замещения идеальных трансформаторов, включаемых между схемами ПП, ОП и НП для моделирования граничных условий мно-

гократной несимметрии. В этом случае $A_{12} = e^{j\delta_{12}}$, где $\delta_{12} = 0, 2\pi/3, -2\pi/3$.

Поскольку для идеального трансформатора необходимо, чтобы продольное сопротивление было равно нулю, то его схема замещения должна быть дополнена сопротивлением $Z = -Z_{12}$ подключаемым ко входу схемы (на рис. 2, а показано пунктиром). Матрица узловых проводимостей такого трансформатора [Л. 5]

$$Y = Y_{12} \begin{vmatrix} 1 & -e^{j\delta_{12}} & -1 & e^{j\delta_{12}} \\ -e^{-j\delta_{12}} & 1 & e^{-j\delta_{12}} & -1 \\ -1 & e^{j\delta_{12}} & 1 & -e^{j\delta_{12}} \\ e^{-j\delta_{12}} & -1 & -e^{-j\delta_{12}} & 1 \end{vmatrix} \quad (14)$$

Сопротивление $Z_{12} = 1/Y_{12}$ идеального трансформатора при этом может быть произвольное, т. е. принимать любое конечное значение. Отметим, что соответствующая матрице (14) схема (рис. 2, в) является резонансной, что обеспечивает бесконечное значение входного сопротивления на зажимах 1—3 и 2—4, необходимое для идеального трансформатора.

Таким образом, при расчете любой многократной несимметрии по комплексным схемам замещения трансформаторы, входящие в схемы ОП и НП и имеющие в общем случае комплексные коэффициенты трансформации, необходимо представить схемой пятиполюсника (рис. 2, б). Те же трансфор-

маторы в схемах ПП достаточно представить схемой трехполюсника (рис. 1, б).

При включении схем ОП и НП в комплексную с ПП схему замещения по одному из узлов несимметрии, соединение этих схем по другим узлам несимметрии необходимо, как уже указывалось, производить через идеальный трансформатор с коэффициентами, равными 1, a или a^2 в зависимости от сочетания поврежденных фаз.

При этом в комплексных схемах требуется соблюдать определенные правила коммутации электрических схем замещения идеального трансформатора. Указанные положения иллюстрирует приведенный ниже пример расчета.

Пример. Определим ток замыкания на землю фазы А, устанавливаемого короткозамыкателя К в сети рис. 3, а для случая замыкания между фазами А и С за трансформатором $Y/\Delta-11$ (точка L). Параметры элементов схемы:

$$E_c = 115/\sqrt{3} \text{ кВ}, x_{\pi 1} = 26 \text{ Ом}, x_{\pi 0} = 76 \text{ Ом}, x_T = 30 \text{ Ом}.$$

Приняв за особенную фазу А, имеет следующие условия для узлов несимметрии К и L:

$$I_{K1} = I_{K2} = I_{K0}; \quad a^2 \dot{U}_{L1} = a \dot{U}_{L2}.$$

С учетом этих условий комплексная схема замещения и поясняющая) имеет вид рис. 3, б. Как видно, трансформатор представлен в схеме ПП-трехполюсником, а в схеме ОП — пятиполюсником. Для упрощения схемы условие $a^2 \dot{U}_{L1} = a \dot{U}_{L2}$ может быть заменено на $\dot{U}_{L1} = a^2 \dot{U}_{L2}$, так как в этом случае требуется только один идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации, равным a^2 . Заменяв ветвь с э. д. с. источником тока $I = E_c/Z_{\pi} = 2,55 \text{ кА}$ и представив трансформаторы электрическими схемами замещения (для идеального трансформатора примем $Z = j1$), окончательно получим расчетную схему замещения, представленную на рис. 3, в. Матрица узловых проводимостей данной комплексной схемы замещения (в числителе — активные, в знаменателе — реактивные составляющие, при $K_{T1} = \frac{115}{10,5} e^{-j30^\circ}$, $K_{T2} = \bar{K}_{T1}$):

$$Y = \begin{vmatrix} 0 & 0,1825 & -0,1825 & 0 & 0,1825 & 0 \\ -j0,1436 & j0,3161 & 0,3161 & j0,0718 & -j0,3161 & 0 \\ -0,1825 & 0 & -0,8660 & 0 & 0,8660 & 0 \\ j0,3161 & -j4,9985 & j0,5000 & 0 & -j0,5000 & j1,000 \\ 0,1825 & 0,8660 & 0 & -0,1825 & 0 & -0,8660 \\ j0,3161 & j0,5000 & -j4,9985 & -j0,3161 & j4,9985 & -j0,5000 \\ 0 & 0 & 0,1825 & 0 & -0,1825 & 0 \\ j0,0718 & 0 & -j0,3161 & -j0,1183 & j0,3161 & 0 \\ -0,1825 & -0,8660 & 0 & 0,1825 & 0 & 0,8660 \\ -j0,3161 & -j0,5000 & j4,9985 & j0,3161 & -j4,9985 & 0,5000 \\ 0 & 0 & 0,8660 & 0 & -0,8660 & 0 \\ 0 & j1,0000 & -j0,5000 & 0 & j0,5000 & 0 \end{vmatrix}$$

Решая узловые уравнения, находим напряжения комплексной схемы

$$Y \cdot \begin{vmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \\ \dot{U}_5 \\ \dot{U}_6 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2,55 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad \begin{vmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \\ \dot{U}_5 \\ \dot{U}_6 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 + j40,93 \\ -1,51 + j2,62 \\ -0,38 + j0,39 \\ 0 + j15,5 \\ -1,89 - j2,24 \\ 1,41 - j2,45 \end{vmatrix}.$$

Искомый ток замыкания на землю определим как утроенный ток НП:

$$I_K = 3 \frac{\dot{U}_4}{j x_T x_{\pi 0} (x_T + x_{\pi 0})} = 2,16 \text{ кА}.$$

Этот ток равен току замкнувшейся на землю фазы А линии:

$$I_{\lambda A} = I_{\lambda 1} + I_{\lambda 2} + I_{\lambda 0} = \frac{\dot{E}_c - \dot{U}_1}{j x_{\lambda 1}} + \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_4}{j x_{\lambda 2}} + \frac{\dot{U}_4}{j x_{\lambda 0}} = 2,16 \text{ кА}.$$

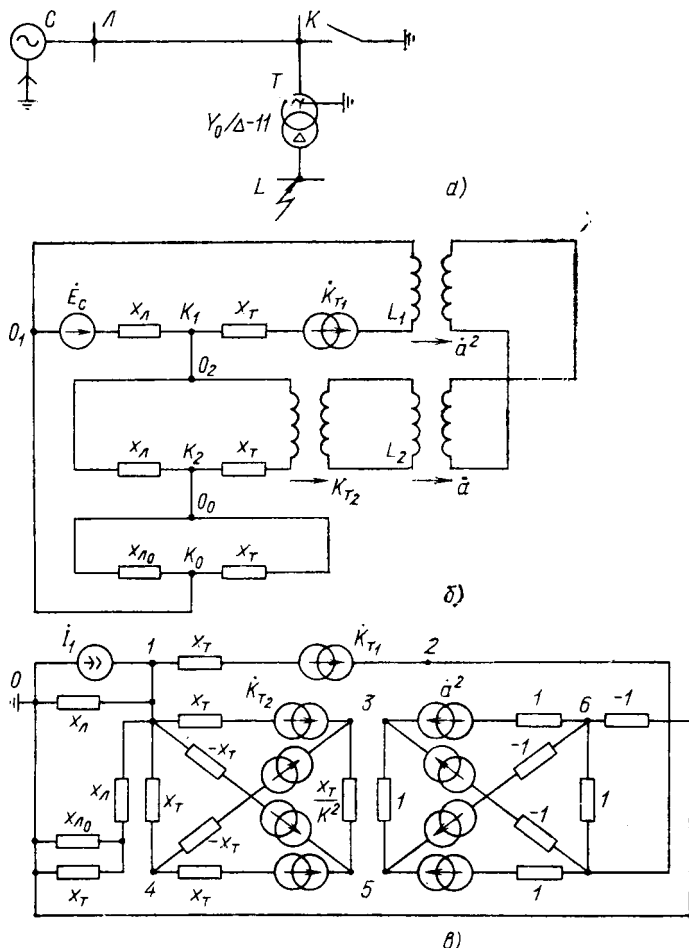


Рис. 3

При необходимости при известных напряжениях узлов легко найти симметричные составляющие токов на сторонах трансформатора, а по ним — фазные токи повреждения.

В заключение отметим, что данный пример расчета служит только для иллюстрации, поскольку эта задача может быть решена и другими путями, например, методом наложения режимов [Л. 3]. В общем же случае для расчета режимов сложных электрических систем, содержащих контуры с неуравновешенными трансформаторными элементами, в том числе фазосдвигающими, методы, основанные на приведении параметров схем к одной ступени напряжения, или предварительном эквивалентировании схем ОП и НП, оказываются неприемлемыми. А при расчетах многократной несимметрии в этом случае нельзя использовать методы наложения, а также расширенные схемы ПП, основанные на несобственных уравнениях ПП [Л. 1 и 3].

Предложенный способ учета фазосдвигающих элементов в расчетах симметричных и несимметричных установившихся режимов электрических систем не требует разработки специальных алго-

ритмов и целиком основывается на обобщенных уравнениях узловых напряжений. А моделирование многократной несимметрии с помощью комплексных схем замещения отличается при этом наибольшей простотой для электрических систем любой сложности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Щедрин Н. Н. К теории сложных несимметричных режимов электрических систем. — Электричество, 1946, № 5.
2. Фазылов Х. Ф. Теория и методы расчета электрических систем. Ташкент. Изд. АН УзССР, 1953.
3. Чернин А. Б., Лосев С. Б. Основы вычислений электрических величин для релейной защиты при сложных повреждениях в электрических системах. — М.: Энергия, 1971.
4. Лосев С. Б. Об использовании фазных координат при расчете сложносимметричных режимов. — Электричество, 1979, № 1.
5. Аржанников Е. А. Учет граничных условий при расчете на ЦВМ сложных повреждений с использованием симметричных составляющих. — Изв. Вузов СССР. Энергетика, 1979, № 3.
6. Насыров Т. Х. Учет трансформаторов в алгоритмах расчета сложных несимметричных повреждений электрических систем. — Изв. АН УзССР. Серия технич. наук, 1979, № 4.

[02.06.80]

УДК 621.313.322—82.013.001.24

Анализ спектра индукции при асимметрии магнитного поля в воздушном зазоре гидрогенератора

КОВАЛЬ А. А., инж., НЕЦЕЕВСКИЙ А. Б., канд. техн. наук

ВНИИЭ

При асимметрии магнитного поля гидрогенератора, обусловленной искажением формы воздушного зазора и асимметрией м. д. с. полюсов ротора, в генераторе, наряду с основной волной сил магнитного тяжения частоты 100 Гц, появляются низкочастотные силы «оборотной» и кратных ее частот. Причем эти силы, как указывается, впрочем, без доказательства в [Л. 1 и 2], возбуждаются совместным действием с.новной волны индукции — 50 Гц и близких к ней гармоник. В известной авторам литературе не рассматривался анализ спектра кривой индукции, в частности, вопрос о существенности низкочастотных составляющих, в общем случае асимметрии магнитного поля.

Настоящая статья посвящена анализу спектра индукции при асимметрии магнитного поля в гидрогенераторе, работающем на холостом ходу, и способам регистрации гармоник, обуславливающих появление низкочастотных возмущающих сил. Отметим, что во всех рассматриваемых случаях статор генератора считается симметричным.

В полностью симметричной системе распределение индукции вдоль расточки статора синхронного явнополюсного генератора в предположении идеальной формы полюсного наконечника описывается выражением:

$$B(\varphi, t) = B_m \sin(p\varphi - p\Omega t), \quad (1)$$

где B_m — амплитудное значение индукции; p — чис-

ло пар полюсов ротора; φ — угловая координата точек статора; Ω — угловая скорость ротора.

При нарушении симметрии магнитного поля амплитуды полуволн индукции будут отличаться друг от друга в соответствии с зазорами под полюсами и м. д. с. обмоток возбуждения полюсов ротора.

Несимметричную в общем случае кривую распределения индукции вдоль окружности статора представим суммой гармонических составляющих, заменив при этом для удобства последующих выкладок $\varphi - \Omega t$ на θ :

$$B(\theta) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\theta + b_k \sin k\theta). \quad (2)$$

Коэффициенты ряда определим исходя из следующих допущений: под каждым полюсом полуволна индукции синусоидальна и имеет амплитуду B_i ; независимо от величины B_i длина такой полуволны равна полюсному делению π/p . Принятые допущения правомерны для машин с большим числом полюсов ($p > 8$), так как смещения линий нулевых магнитных потенциалов между полюсами, обусловленные асимметрией магнитного поля, в этих случаях пренебрежимо малы [Л. 3].

В таком случае постоянная составляющая, которая, вообще говоря, в силу принципа непрерывности магнитного потока, всегда должна отсутст-

воват, определится выражением:

$$\frac{a}{2} = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^{2p} \int_{(i-1)\frac{\pi}{p}}^{i\frac{\pi}{p}} B_i \sin p\theta d\theta = -\frac{1}{p\pi} \sum_{i=1}^{2p} B_i \cos i\pi. \quad (3)$$

Забегаая вперед, отметим, что полученные в различных вариантах расчетов значения $\frac{a_0}{2}$ при $2p \geq 16$ оказались 10–12-го порядка малости, что на 8–10 порядков меньше значимых амплитуд гармоник.

Коэффициенты при синусных и косинусных членах разложения

$$\left. \begin{aligned} a_k &= \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{2p} B_i \int_{(i-1)\frac{\pi}{p}}^{i\frac{\pi}{p}} \sin p\theta \cos k\theta d\theta; \\ b_k &= \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{2p} B_i \int_{(i-1)\frac{\pi}{p}}^{i\frac{\pi}{p}} \sin p\theta \sin k\theta d\theta \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

после интегрирования примут вид:

$$\left. \begin{aligned} a_k &= -\frac{2p}{(p^2 - k^2)\pi} \cos \frac{k\pi}{2p} \sum_{i=1}^{2p} B_i \cos \left(i\pi + \frac{ki\pi}{p} - \frac{k\pi}{2p} \right); \\ b_k &= -\frac{2p}{(p^2 - k^2)\pi} \cos \frac{k\pi}{2p} \sum_{i=1}^{2p} B_i \sin \left(i\pi + \frac{ki\pi}{p} - \frac{k\pi}{2p} \right); \text{ для } k \neq p \\ a_k &= 0; \\ b_k &= \frac{1}{2p} \sum_{i=1}^{2p} B_i \end{aligned} \right\} \text{ для } k = p. \quad (5)$$

Амплитуда B_k и фаза γ_k k -й гармоники могут быть определены с помощью известных соотношений:

$$\left. \begin{aligned} B_k &= \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \\ \gamma_k &= \arctg \frac{b_k}{a_k}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Подставив (5) в (2), после преобразований можно получить формулу (без постоянной составляющей), описывающую полигармоническую индукцию в воздушном зазоре гидрогенератора при асимметрии магнитного поля, обусловленной упомянутыми выше причинами:

$$B(\theta) = \frac{1}{2p} \sum_{i=1}^{2p} B_i \sin p\theta - \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq p)}}^{\infty} \frac{2p}{(p^2 - k^2)\pi} \cos \frac{k\pi}{2p} \times \\ \times \sum_{i=1}^{2p} B_i \cos \left(i\pi + \frac{ki\pi}{p} - \frac{k\pi}{2p} - k\theta \right). \quad (7)$$

Нетрудно показать, что при одинаковых B_i всех полюсов вторая сумма обращается в нуль, и (7) вырождается в формулу (1), описывающую основную волну индукции.

Наличие в гидрогенераторе низкочастотной возмущающей силы, скажем, «оборотной» частоты обусловлено первой («оборотной») гармоникой в форме огибающей полюсов ротора [Л. 4]. Для проверки спектрального состава индукции в этом случае подставим в (7) значения B_i , соответствующие плавному изменению амплитуд полуволн индукции вдоль окружности статора с одним максимумом и одним минимумом за период. Иными словами, предположим синусоидальное изменение огибающих волн индукции. Амплитудное значение полуволн индукции под каждым полюсом в этом случае

$$B_i = B_{cp} - \Delta B \cos \frac{\pi}{p} \left(i - \frac{1}{2} \right), \quad (8)$$

где B_{cp} — среднее значение индукции; ΔB — амплитудное значение огибающей; i — порядковый номер полюса.

Подставив (8) в (7), получим выражение для индукции в зазоре в данном частном случае:

$$B(\theta) = B_{cp} \sin p\theta + \Delta B \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq p)}}^{\infty} \frac{2p}{(p^2 - k^2)\pi} \cos \frac{k\pi}{2p} \times \\ \times \sum_{i=1}^{2p} \cos \frac{\pi}{p} \left(i - \frac{1}{2} \right) \cos \left(i\pi + \frac{ki\pi}{p} - \frac{k\pi}{2p} - k\theta \right). \quad (9)$$

Можно убедиться, что во втором слагаемом не будут равны нулю только члены с номерами $k = p \pm 1$. Учитывая это обстоятельство, выражение (9) после преобразований можно записать следующим образом:

$$B(\theta) = B_{cp} \sin p\theta - \Delta B [\alpha \sin (p-1)\theta + \beta \sin (p+1)\theta], \quad (10)$$

$$\text{где } \alpha = \frac{p}{(2p-1)\pi} \sin \frac{\pi}{2p};$$

$$\beta = \frac{p}{(2p+1)\pi} \sin \frac{\pi}{2p}.$$

Таким образом, при изменении огибающих по синусоидальному закону в спектре индукции помимо основной волны с частотой $p\Omega$ присутствуют только две гармоники «боковых» частот: $(p-1)\Omega$ и $(p+1)\Omega$.

Отметим, что при возведении (10) в квадрат (для определения силы магнитного тяжения), мы получим, кроме постоянной, составляющие «полюсной» $2p\Omega$ и «оборотной» Ω частот, а также составляющие с частотами $(2p-1)\Omega$ и $(2p+1)\Omega$. Помимо указанных будут еще составляющие, которыми можно пренебречь ввиду малости коэффициента при них, равного ΔB^2 .

Аналогично может быть получен спектр индукции и в случаях, когда частота огибающей равна 2Ω , 3Ω и т. д. В общем случае, когда огибающая основной волны является сложной полигармонической кривой, спектр суммарного колебания будет содержать, кроме основной волны, гармоники всех боковых частот $(p \pm k)\Omega$.

Анализ выражений (5) и (7) позволяет предположить, что максимальными по амплитуде являются гармоники с номерами, близкими к p . Для проверки этого предположения и определения существенности низкочастотных гармоник были проведены численные расчеты спектра в 16- и 32-полюсном генераторе при различных видах и степени асимметрии магнитного поля: при уменьшении на 16% воздушного зазора последовательно под одним, двумя, тремя, четырьмя и пятью смежными полюсами, а также при закорачивании одного, двух, трех, четырех и пяти смежных роторов.

Расчеты проводились в следующем порядке. По схеме замещения явнополюсного генератора [Л. 5] методом контурных токов рассчитывались величины магнитных потоков в ветвях (полюсах). Генератор при этом предполагается ненасыщенным, что с некоторым приближением позволило решать линейную задачу. Соотношение магнитных сопротивлений элементов магнитной цепи — воздушного зазора, полюсов и ярма ротора, зубцов и ярма статора — соответствовало реальному генератору типа СВ—1340/150—96 при отсутствии насыщения. После вычисления потоков определялась индукция под каждым полюсом. Полученные значения индукций B_i далее подставлялись в формулы (5) и (6). Гармоники рассчитывались до $k=2p$ включительно. Все вычисления были проведены в относительных единицах соответствующих значений при полной симметрии магнитной цепи.

На рис. 1 и 2 в качестве иллюстрации показаны некоторые из расчетных кривых для 32-полюсного гипотетического генератора. При этом для упрощения графического изображения полуволны индукции под полюсами показаны не синусоидальными, а треугольными.

Расчеты показали следующее. В ненасыщенной машине индукция существенно изменяется только под выдвинутыми или закороченными полюсами: при выдвигании полюсов — на 15–20%, а при закорачивании полюсов — на 90–98%. В смежных с ними полюсах это изменение на порядок меньше и через 8–10 полюсов (от крайнего выдвинутого или закороченного) практически отсутствует. При этом, как оказалось, имеет значение число выдвинутых или закороченных полюсов — четное или нечетное. При четном их числе изменение индукции под полюсами, смежными с выдвинутыми или закороченными, еще меньше. Однако в этих случаях изменение индукции собственно под выдвинутыми или закороченными полюсами несколько больше.

Анализ спектрального состава кривых индукции показал, что характер спектра существенно зависит от того, на какой части окружности происходит возмущение: чем меньшую долю окружности занимают выдвинутые или закороченные полюса, тем спектр равномернее. Основной гармоникой в спектре, как и следовало ожидать, является гармоника с номером $k=p$. Не принимая во внимание случаи выдвигания и закорачивания одного полюса, когда амплитуды большинства из вычисленных $2p$ гармоник различаются незначительно, можно заключить, что наибольшие значения имеют амплитуды гармоник, «боковых» с основной (частоты $p\Omega$). Низкочастотные («оборотной» и кратных ей ча-

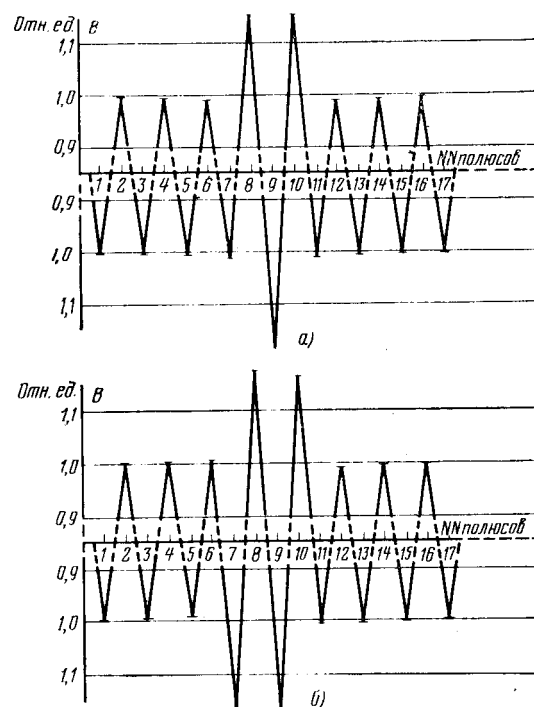


Рис. 1. Распределение индукции под полюсами при трех (а) и четырех (б) выдвинутых полюсах.

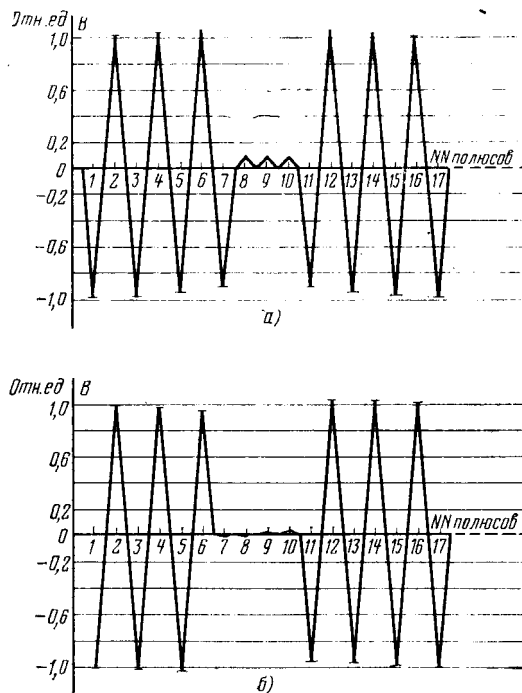


Рис. 2. Распределение индукции под полюсами при трех (а) и четырех (б) закороченных полюсах.

стот) гармоники существенно меньше «боковых» в 3 и более раз.

Для ряда случаев была проведена проверка значимости гармоник с номерами больше $2p$, которая показала, что эти гармоники существенно меньше проанализированных выше, причем с увеличением k они продолжают уменьшаться.

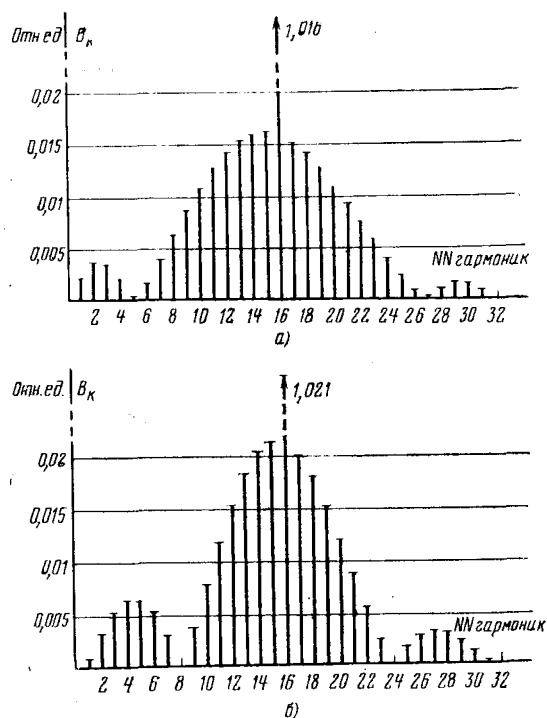


Рис. 3. Спектры кривых индукции при выдвигании трех (а) и четырех (б) полюсов ротора.

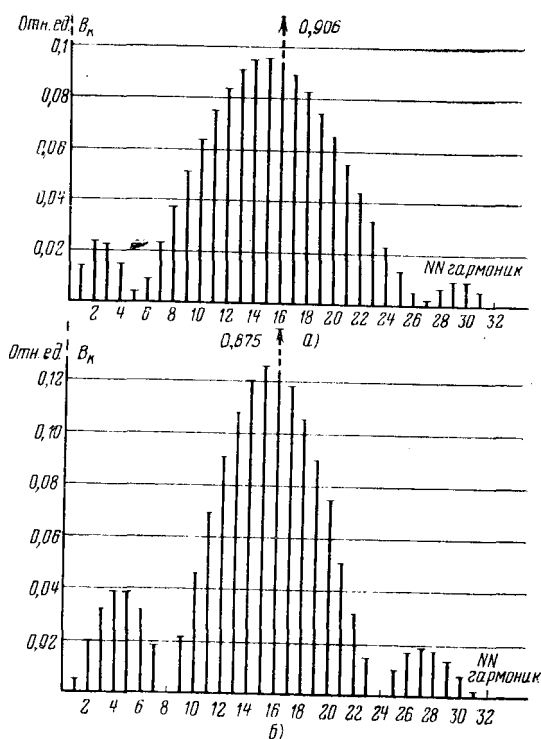


Рис. 4. Спектры кривых индукции при закорачивании трех (а), и четырех (б) полюсов ротора.

Принципиальной разницы в спектральном составе индукции при выдвигании и закорачивании полюсов не обнаружено. Отличие только в амплитудах гармоник, которые при закорачивании полюсов значительно больше, чем и следовало ожидать, так как закорачивание полюсов является гораздо более

сильное возмущение, нежели их выдвигание. Изложенное можно проиллюстрировать рис. 3 и 4, на которых показаны спектры кривых, изображенных на рис. 1 и 2.

Таким образом, можно заключить, что при нарушении симметрии формы ротора генератора или м. д. с. полюсов в спектре магнитной индукции на холостом ходу имеются гармоники всех частот, однако, наиболее существенными являются «боковые».

Экспериментальная проверка выдвинутых положений проводилась на генераторе типа СВ—1160/180—72 и заключалась в исследовании асимметрии магнитного поля, которая искусственно создавалась путем выдвигания в зазор или закорачивания нескольких полюсов ротора. Для этих исследований были разработаны три схемы: для регистрации напряжения витка, для выделения сигнала, пропорционального асимметрии поля, и схема фильтра низких частот. Схемы подключались к радиальному витку, установленному в расточке статора и охватывающему 6 из 32 пакетов активной стали.

Схема регистрации напряжения витка состояла из двухполупериодного выпрямителя и амплитудного ограничителя, наличие которого позволило получить удобный для последующей расшивки осциллограмм масштаб записи. К выходу схемы подключался осциллографический гальванометр с собственной частотой $f_0 = 150$ Гц.

Для выделения сигнала, пропорционального асимметрии магнитного поля, была применена схема синхронного детектора. Критерием асимметрии магнитного поля выбран параметр $\Delta B(\varphi, t)$, характеризующий в общем случае огибающую основной волны индукции. Схема синхронного детектора [Л. 6], является наиболее помехозащищенной и нечувствительной к составляющим спектра, частота которых отлична от $p\Omega$ и $(p \pm k)\Omega$. Отфильтрованный выходной сигнал с синхронного детектора содержит постоянную составляющую, пропорциональную амплитуде основной волны индукции B_{cp} , и переменную составляющую, пропорциональную асимметрии магнитного поля в воздушном зазоре гидрогенератора. Блокируя постоянную составляющую емкость на входе фильтра низких частот, можно получить в чистом виде сигнал, пропорциональный $\Delta B(\varphi, t)$. На рис. 5 приведена структурная схема устройства для выделения и регистрации этого сигнала. Схема состоит из синхронного детектора СД, фильтра нижних частот ФНЧ с частотой среза $f_{cp} = 7,5$ Гц, разделительной емкости С, фазовращателя ФВ, усилителя-ограничителя УО и выходного усилителя У с осциллографическим гальванометром Г ($f_0 = 20$ Гц на выходе).

Описанная схема дает возможность интегральной оценки асимметрии магнитного поля, обусловленной искажением формы ротора или асимметрией намагничивающих сил полюсов.

Для регистрации низкочастотных составляющих индукции к радиальному витку подключался фильтр низких частот, имеющий прямолинейную амплитудно-частотную характеристику в диапазоне от 1 до 7 Гц. Сигнал после фильтра подавался на

осциллографический гальванометр с собственной частотой $f_0=20$ Гц.

Результаты осциллографирования э. д. с. витка при выдвигении и закорачивании отдельных полюсов ротора были сопоставлены с результатами расчетов амплитуд полуволн индукции для аналогичных случаев. Несмотря на далеко не идеальную форму ротора исследованного генератора, что определенным образом отразилось на осциллограммах, сравнение кривых индукции и кривых э. д. с. на отрезке, соответствующем прохождению мимо витка группы полюсов, в которой находились выдвинутые или закороченные, показало их хорошее качественное совпадение, что в определенной степени подтвердило корректность принятой методики расчета.

Анализ кривых $\Delta B(\varphi, t)$, полученных в испытаниях при различных возмущениях (выдвигении и закорачивании ряда полюсов ротора), показал четкую зависимость их размахов от степени возмущения, что соответствует приведенному выше анализу спектров кривых индукции.

Анализ полученных в различных опытах низкочастотных полигармонических кривых индукции показал, что их размахи, во-первых, малы, по сравнению с размахами кривых $\Delta B(\varphi, t)$, и во-вторых, практически не зависят от степени возмущения. Этот результат хорошо согласуется с результатами теоретического анализа спектра индукции при асимметрии магнитного поля, что подтверждает несущественность низкочастотных гармоник в спектре индукции в исследованных случаях.

Предложенный способ выявления и регистрации асимметрии магнитного поля может быть использован в эксплуатации для контроля уровня низкочастотных вибраций сердечника статора гидрогенераторов. С этой целью для конкретного генератора должна быть определена величина указанной асимметрии и далее сопоставлена с измеренными на генераторе вибрациями. Полученные величины асимметрии и вибраций будут базовыми. Резкое увеличение асимметрии поля, выявленное при очередных измерениях, будет свидетельствовать об увеличении вибраций и необходимости проведения вибрационных испытаний. Таким образом, для каждого генератора может быть определена опытная зависимость размаха вибраций $\mathcal{P}$ от размаха асимметрии поля:

$$\mathcal{P}=f(\Delta B), \quad (11)$$

которая в дальнейшем позволит с достаточной точностью судить об уровне низкочастотных вибраций сердечника по размаху кривой асимметрии магнитного поля.

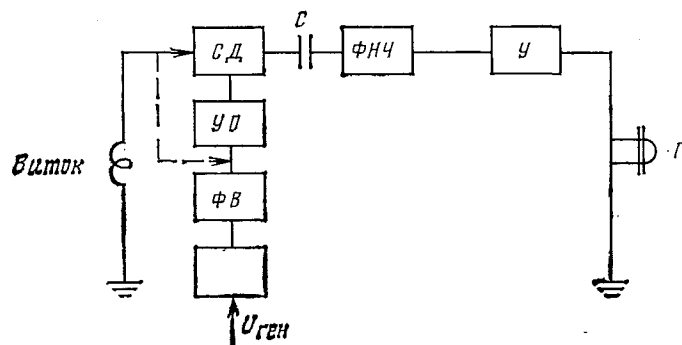


Рис. 5. Структурная схема устройства для выявления и регистрации сигнала, пропорционального асимметрии магнитного поля.

Отметим, что зависимости (11), в принципе, могут быть получены расчетным путем, однако, в силу многих в большой степени неопределенных механических параметров гидрогенераторов, эти зависимости также должны быть проверены в специальном эксперименте.

Следует оговориться, что описанный способ выявления и оценки повышенных низкочастотных вибраций сердечника, обусловленных асимметрией магнитного поля, может быть использован без ограничений на генераторах зонтичного исполнения. Для подвесных машин необходимым условием успешного применения данного способа является отсутствие механических и гидравлических низкочастотных возмущений, вызывающих биение вала и вибрации опорных конструкций ротора, которые могут передаваться на корпус и сердечник статора. Проверка отсутствия возмущающих сил неэлектромагнитного происхождения может быть осуществлена путем измерения вибраций на холостом ходу без возбуждения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Maguar L. W. Sources of electromagnetic vibration in single-phase induction motors. — Trans. IEEE on PAS, 1959, vol. IV, № 41.
2. Frohne H. Berechnung der Exzentrizitätsfelder und des einseitigen magnetischen Zuges in Drehfeldmaschinen unter Berücksichtigung von Sättigung und Dämpfung. — Archiv für Elektrotechnik, 1969, Bd 52, H. 4.
3. Covo A. Unbalanced magnetic pull in induction motors with eccentric rotors. — AIEE Trans. on PAS, 1954, P. III—B.
4. Петров Ю. В. Анализ неравномерности воздушного зазора гидрогенераторов. — Труды ВНИИЭ, 1977, вып. 53. — М.: Энергия.
5. Нецеевский А. Б. Об учете насыщения при расчете магнитных потоков в гидрогенераторе с асимметричным воздушным зазором. — Электричество, 1978, № 10.
6. Дехтяренко П. И. Синхронное детектирование в измерительной технике и автоматике. — Киев: Техника, 1965. [23.01.80]

Эффективность работы генераторов с продольно-поперечным возбуждением в установившихся режимах

ЛАБУНЕЦ И. А., канд. техн. наук, ЛОХМАТОВ А. П., инж.

ВНИИЭ

Современные электроэнергетические системы, содержащие линии электропередач сверхвысокого напряжения, характеризуются повышенными требованиями к маневренности генераторов, к средствам регулирования напряжения и мощности. Вследствие развития воздушных и кабельных линий все более растут избытки реактивной мощности, особенно при снижении активной нагрузки, например, в ночные часы и выходные дни. Возникает необходимость глубокого потребления реактивной мощности. В этой ситуации обычные синхронные генераторы, а также и синхронные компенсаторы, оказываются недостаточно эффективными в связи с известными ограничениями по устойчивости, а применение статических реакторов и других устройств для снижения избытка реактивной мощности не всегда оказывается экономичным или технически целесообразным. Поэтому в последние годы как в СССР, так и за рубежом создаются генераторы и компенсаторы с продольно-поперечным возбуждением, которые принципиально способны решить эту проблему — глубокого потребления реактивной мощности при высоких пределах статической и динамической устойчивости [Л. 1].

Генераторы и компенсаторы с продольно-поперечным возбуждением отличаются от обычных наличием второй обмотки возбуждения на роторе (иногда это также требует некоторых изменений конструкции сердечника ротора) и соответственно структурой системы регулирования и возбуждения. В настоящее время разработки таких машин ведутся по следующим основным направлениям:

машины с двухфазной (или трехфазной) системой обмоток на неявнополюсном роторе; здесь обычно имеются две одинаковые обмотки, расположенные под углом 90° , которые через контактные кольца подключены к двум тиристорным возбудителям (выпрямители или циклоконверторы), такие машины получили название асинхронизированных синхронных машин и могут работать как с синхронной частотой вращения, так и при некотором скольжении [Л. 2—4];

машины с двумя одинаковыми обмотками возбуждения, расположенными под углом 60° , что позволяет использовать без изменений конструкцию массивного ротора обычного турбогенератора [Л. 5 и 6];

машины со «слабой» поперечной обмоткой, служащей для повышения пределов устойчивости [Л. 7 и 8].

Наличие второй обмотки возбуждения дает возможность управлять поворотом или даже вращением результирующего вектора м. д. с. ротора и тем самым повысить пределы устойчивости генераторов, в частности, в режимах потребления реактивной мощности, при более гибком управлении переходными процессами. Однако размещение на роторе второй обмотки при прочих равных условиях может привести к ограничению, по условиям теп-

лоотвода с ротора, режимов выдачи реактивной мощности. Это, конечно, не означает неэффективности применения таких генераторов, которая не в последнюю очередь определяется также и складывающейся режимной ситуацией в конкретной энергосистеме. В то же время важное значение приобретает задача оценки эффективности собственно самих генераторов продольно-поперечного возбуждения с точки зрения обеспечения предельных установившихся режимов по сравнению с обычными синхронными генераторами, т. е. оценки степени использования таких машин. В данной статье эта задача решена на основе анализа областей установившихся режимов генераторов, ограниченных допустимыми токами статора и ротора, с учетом м. д. с., создаваемых различными системами роторных обмоток.

В общем случае на роторе генератора могут быть расположены две обмотки с различным числом витков ω_1 и ω_2 , неодинакового сечения g_1 и g_2 , угол β между осями обмоток — произвольный (рис. 1). Предположим, что эти обмотки подключены к двум источникам токов одинаковой частоты ω , обеспечивающим временной угол сдвига между максимумами токов α . Результирующая волна м. д. с. такой системы обмоток

$$F(x, t) = F_{\text{пр}}(x, t) + F_{\text{обр}}(x, t) = \frac{1}{2} \left\{ [F_1 + F_2 \cos(\alpha - \beta)] \cos\left(\frac{\pi}{\tau}x - \omega t\right) - F_2 \sin(\alpha - \beta) \sin\left(\frac{\pi}{\tau}x - \omega t\right) \right\} + \frac{1}{2} \left\{ [F_1 + F_2 \cos(\alpha + \beta)] \cos\left(\frac{\pi}{\tau}x + \omega t\right) + F_2 \sin(\alpha + \beta) \sin\left(\frac{\pi}{\tau}x + \omega t\right) \right\}, \quad (1)$$

где $F_{\text{пр}}(x, t)$, $F_{\text{обр}}(x, t)$ — волны м. д. с. прямого и обратного полей; τ — полюсное деление; x — пространственная координата; $F_{1(2)} = \sqrt{2} I_{1(2)} \omega_{1(2)} k_{01(02)}$ — амплитуда м. д. с. обмотки; $I_{1(2)}$ — действующее значение тока в обмотке; $k_{01(02)}$ — обмоточный коэффициент.

Амплитуды м. д. с. прямого и обратного полей

$$F_{\text{пр}} = \frac{1}{2} \sqrt{F_1^2 + F_2^2 + 2F_1F_2 \cos(\alpha - \beta)}; \quad (2)$$

$$F_{\text{обр}} = \frac{1}{2} \sqrt{F_1^2 + F_2^2 + 2F_1F_2 \cos(\alpha + \beta)}. \quad (3)$$

При условии максимума м. д. с. прямого поля, т. е. при $\alpha = \beta$

$$F_{\text{пр}} = \frac{1}{2} (F_1 + F_2); \quad (4)$$

$$F_{\text{обр}} = \frac{1}{2} \sqrt{F_1^2 + F_2^2 + 2F_1F_2 \cos 2\beta}. \quad (5)$$

При условии минимума м. д. с. обратного поля, т. е. при $\alpha + \beta = \pi$

$$F_{\text{пр}} = \frac{1}{2} \sqrt{F_1^2 + F_2^2 - 2F_1F_2 \cos 2\beta}; \quad (6)$$

$$F_{\text{обр}} = \frac{1}{2} (F_1 - F_2). \quad (7)$$

При $\omega=0$, т. е. при питании обмоток постоянным током, из выражения (1) при $\alpha=0$

$$F_0(x) = F_{01} \cos \frac{\pi}{\tau} x + F_{02} \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x - \beta \right); \quad (8)$$

максимальная результирующая м. д. с. из (2) при $\alpha=0$

$$F_0 = \sqrt{F_{01}^2 + F_{02}^2 + 2F_{01}F_{02} \cos \beta}, \quad (9)$$

где $F_{01(02)} = I_{1(2)} \omega_{1(2)} k_{01(02)}$ — амплитуда м. д. с. обмотки.

В качестве критерия эффективности различных вариантов систем роторных обмоток можно принять условие одинакового теплового режима (одинаковая эффективность охлаждения и теплоотвода). При косвенном охлаждении это условие имеет вид: $\Sigma \Delta t = \text{const}$, где $A = I\omega(\pi D)$ — линейная нагрузка; D — диаметр ротора; $\Delta = I/g$ — плотность тока. Если допустить, что эффективное сечение меди обмотки пропорционально D , т. е. $\omega_1 g_1 + \omega_2 g_2 = D$ (это допущение вытекает из условия сохранения падения м. д. с. в зубцовом слое; см. также [Л. 9]), то $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta = \text{const}$ и $(I_1 \omega_1 + I_2 \omega_2)/D = \text{const}$.

При непосредственном охлаждении требуется, чтобы оставались неизменными суммарные потери в обмотках ротора $\Sigma I^2 r = \text{const}$. Если при этом допустить, что $\omega_1 g_1 + \omega_2 g_2 = D$, $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta$ и длина витка обмотки неизменна, то $\Delta = 1/\sqrt{D}$ и $(\omega_1 I_1 + \omega_2 I_2)/\sqrt{D} = \text{const}$.

Отношения результирующих амплитуд м. д. с. к амплитуде м. д. с. одной обмотки возбуждения базисного синхронного генератора (индекс «с») $F_c = I_c \omega_c k_{0c}$ при принятых выше условиях для косвенного охлаждения:

при $\alpha = \beta$

$$F_{\text{пр}}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{D}{D_c} \frac{k_{01}}{k_{0c}} \frac{1 + k_{wg} k_0}{1 + k_{wg}}; \quad (10)$$

$$F_{\text{обр}}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{D}{D_c} \frac{k_{01}}{k_{0c}} \frac{\sqrt{1 + k_{wg}^2 k_0^2 + 2k_{wg} k_0 \cos 2\beta}}{1 + k_{wg}}; \quad (11)$$

при $\alpha + \beta = \pi$

$$F_{\text{пр}}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{D}{D_c} \frac{k_{01}}{k_{0c}} \frac{\sqrt{1 + k_{wg}^2 k_0^2 - 2k_{wg} k_0 \cos 2\beta}}{1 + k_{wg}}; \quad (12)$$

$$F_{\text{обр}}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{D}{D_c} \frac{k_{01}}{k_{0c}} \frac{1 - k_{wg} k_0}{1 + k_{wg}}; \quad (13)$$

при $\omega = 0$, $\alpha = 0$

$$F_0^* = \frac{D}{D_c} \frac{k_{01}}{k_{0c}} \frac{\sqrt{1 + k_{wg}^2 k_0^2 + 2k_{wg} k_0 \cos \beta}}{1 + k_{wg}}, \quad (14)$$

где $k_{wg} = \omega_2 g_2 / \omega_1 g_1$; $k_0 = k_{02} / k_{01}$.

При непосредственном охлаждении в выражениях (10)–(14) вместо D/D_c необходимо записать $\sqrt{D/D_c}$.

Теперь рассмотрим характерные системы обмоток генераторов с продольно-поперечным возбуждением, реализованные на практике или предлагаемые для перспективных конструкций.

Рис. 1. Структурная схема генератора с продольно-поперечным возбуждением.

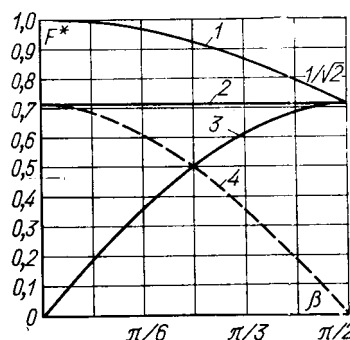
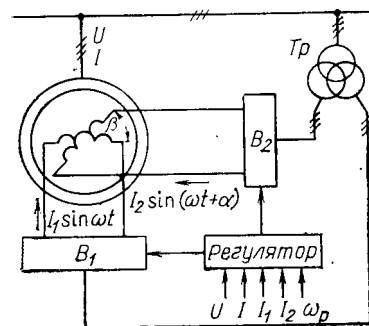


Рис. 2. Зависимости относительных результирующих м. д. с. ротора от угла сдвига между осями одинаковых обмоток ($k_{wg}=1$)
1 — F_0^* ; 2 — $F_{\text{пр}}^*$; $\alpha = \beta$; 3 — $F_{\text{обр}}^*$; $\alpha + \beta = \pi$; 4 — $F_{0\text{бр}}^*$; $\alpha = \beta$; $F_{0\text{бр}}^* = 0$, $\alpha + \beta = \pi$.

Две одинаковые обмотки при произвольном угле β сдвига между осями, т. е. при $k_{wg}=1$ (под одинаковыми обмотками здесь подразумевается равенство эффективных сечений меди обмоток, т. е. $\omega_1 g_1 = \omega_2 g_2$; вариация сечений и витков обмоток при этом условии будет приводить к изменению реальных токов в обмотках при неизменности заданной м. д. с. Если принять $D = D_c$, $k_{01} = k_{0c}$ ($k_0 = 1$), то при $\alpha = \beta$ $F_{\text{пр}}^* = 1/\sqrt{2}$, $F_{\text{обр}}^* = (\cos \beta)/\sqrt{2}$; при $\alpha + \beta = \pi$ $F_{\text{пр}}^* = (\sin \beta)/\sqrt{2}$, $F_{\text{обр}}^* = 0$; при питании постоянным током $F_0^* = \cos(\beta/2)$. Зависимости м. д. с. от β показаны на рис. 2. Из рис. 2 видно, что F_0^* при увеличении β снижается, $F_{\text{пр}}^*$ при $\alpha = \beta$ от β не зависит, $F_{\text{обр}}^*$ имеет максимум при $\beta = 0$ и снижается до нуля при $\beta = \pi/2$, а при условии $F_{\text{обр}}^* = 0$ максимум $F_{\text{пр}}^*$ наблюдается также при $\beta = \pi/2$.

Две одинаковые обмотки при $\beta = \pi/2$. Такая система обмоток эквивалентна симметричной трехфазной системе, широко используемой для роторов асинхронизированных синхронных машин различных типов [Л. 1], в частности, для первых в мире двух асинхронизированных гидрогенераторов мощностью 50 МВ·А, успешно эксплуатируемых на одной из ГЭС [Л. 3]. Аналогичная двухфазная система обмоток применена для разрабатываемого в СССР асинхронизированного турбогенератора мощностью 235 МВ·А [Л. 4]. В этом случае, если машина создается на базе синхронной, как это имело место в указанных гидро- и турбогенераторах, т. е. без изменения конструкции статора, а также при допущении, что $k_{01} = k_{02} = k_0$,

$$F^* = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{D - 2\delta}{D - 2\delta_c} \frac{k_0}{k_{0c}}, \quad (15)$$

где D — диаметр расточки статора; δ — воздушный зазор.

Как видно из формулы (15), повышение эффективности двухфазной обмотки асинхронизированно-

устойчивости [Л. 2]. На рис. 4 изображена область допустимых рабочих режимов турбогенератора ТГВ-200М, используемого здесь в качестве базового для сравнительных оценок. Для расчетов использованы следующие параметры (в относительных единицах): сопротивление взаимной индукции $x_m=1,683$; индуктивное сопротивление рассеяния статора $x_s=0,213$; $\sigma \approx 1+x_s/x_m=1,127$; коэффициент насыщения $k_{нас}=1,11$; номинальный ток возбуждения $I_f=1,526$ (при полной мощности $S=1$ (235 МВ·А) и активной мощности $P=0,85$ (200 МВт); эффективный воздушный зазор $\delta_{эф}=\delta k_s=0,1 \cdot 1,2=0,12$ м; обмоточный коэффициент роторных обмоток $k_{of}=0,815$.

Режим потребления реактивной мощности (левая часть рис. 4) ограничен условиями нагрева торцевых зон и пределами статической и динамической устойчивости. Первые ограничения при использовании современных конструкций торцевых частей статора, уменьшении воздушного зазора и других мероприятий могут быть сняты и поэтому здесь не рассматриваются. Ограничения по устойчивости для генераторов продольно-поперечного возбуждения зависят от того, насколько «сильной» является поперечная обмотка. С увеличением м. д. с. этой обмотки и угла β типичная на сегодняшний день граница устойчивости обычного синхронного генератора (кривая 8) [Л. 1] сдвигается в зону потребления реактивной мощности. Для асинхронизированных генераторов с симметричной системой роторных обмоток этих ограничений нет [Л. 2]. Наиболее напряженный режим генератора, при котором ограничивающим фактором является ток ротора — это режим выдачи реактивной мощности (правая часть рис. 4). При заданной, например, номинальной активной мощности можно оценить потенциальную возможность выдачи генераторами реактивной мощности:

$$Q = -Q_0 + \sqrt{S_f^2 - P^2}, \quad (18)$$

где $Q_0=U^2/x_m=UI_m/k_E\sigma$ — реактивная мощность, потребляемая генератором на холостом ходу без возбуждения ($P=0$, $I_f=0$); $k_E=U/E$; $x_m=x_m\sigma$; $S_f=UI_f/\sigma$ — электромагнитная мощность ротора, приведенная к зажимам первичной цепи. Тогда реактивная мощность для рассматриваемых вариантов, выраженная через параметры базового синхронного генератора, может быть записана следующим образом:

$$Q = -Q_{oc}k_m \pm \sqrt{S_{fc}^2k_f^2 - P^2}, \quad (19)$$

$$k_m = \frac{Q_0}{Q_{oc}} = \frac{I_m}{I_{mc}} \frac{k_{Ec}}{k_E} \frac{\sigma_c}{\sigma} = \frac{\delta_{эф}}{\delta} \frac{k_{нас}}{k_{нас.c}} \frac{\sigma_c}{\sigma}; \quad (20)$$

$$k_f = \frac{I_f}{I_{fc}} \frac{\sigma_c}{\sigma} = F^* \frac{\sigma_c}{\sigma}. \quad (21)$$

В плоскости PQ (рис. 4) область возможных установившихся режимов генератора по условию допустимого тока ротора расположена внутри окружности радиусом S_f с центром в точке $-Q_0$. Положение центра зависит от δ , а радиус определяется эффективностью системы роторных обмоток.

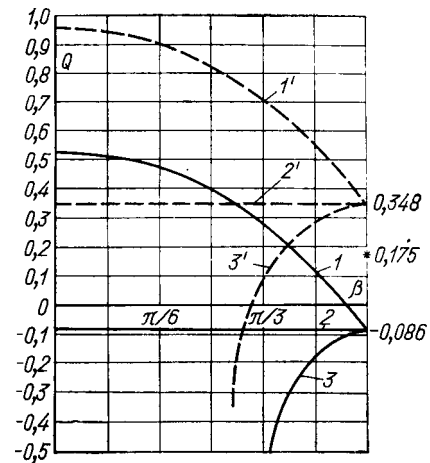


Рис. 5. Зависимости максимальной реактивной мощности Q от угла β сдвига между осями одинаковых обмоток ($k_{wg}=1$).

1(1') — F_0 при $\delta=\delta_c$ ($\delta=\delta_c/2$);
2(2') — $F_{пр}$ при $\alpha=\beta$, $\delta=\delta_c$ ($\delta=\delta_c/2$);
3(3') — $F_{пр}$ при $\alpha+\beta=\pi$, $\delta=\delta_c$ ($\delta=\delta_c/2$).

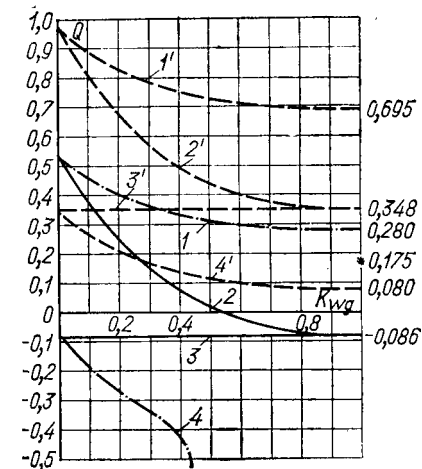


Рис. 6. Зависимости максимальной реактивной мощности Q от соотношения k_{wg} активных сечений обмоток

1(1') — F_0 при $\beta=\pi/3$, $\delta=\delta_c$ ($\delta=\delta_c/2$);
2(2') — F_0 при $\beta=\pi/2$, $\delta=\delta_c$ ($\delta=\delta_c/2$);
3(3') — $F_{пр}$ при $\beta=\pi/2$, $\beta=\pi/3$, $\alpha=\beta$, $\delta=\delta_c$ ($\delta=\delta_c/2$);
4(4') — $F_{пр}$ при $\beta=\pi/3$, $\alpha+\beta=\pi$, $\delta=\delta_c$ ($\delta=\delta_c/2$).

Величина Q , определяемая выражениями (18) и (19), соответствует точке пересечения окружности допустимого тока ротора с линией 2 заданной активной мощности (по условию допустимого тока статора рабочая область ограничена также окружностью I единичного радиуса).

На рис. 5 и 6 изображены зависимости Q от β и k_{wg} для всех рассмотренных выше вариантов обмоток с учетом зависимостей F^* от β и k_{wg} по рис. 2 и 3. Рассмотрим сначала синхронный режим работы генераторов ($s=0$). Как видно из рис. 5, генератор с двумя одинаковыми роторными обмотками (кривая 3) при $\beta=\pi/2$ может работать при номинальной активной нагрузке только в режиме потребления реактивной мощности ($Q=-0,086$). При уменьшении воздушного зазора вдвое (кривая 3'), предельная выдача реактивной мощности составляет 0,348, т. е. на 34% меньше, чем у базисного варианта. Для проектируемого асинхронизиро-

ванного турбогенератора [Л. 4] $Q=0,175$ (зазор уменьшен вдвое по сравнению с ТГВ—200М), т. е. меньше на $\sim 67\%$, что обусловлено более низким обмоточным коэффициентом использованных роторных обмоток ($k_{0f}=0,74$). С уменьшением угла сдвига между обмотками предельная мощность растёт, и, например, при $\beta=\pi/3$ и уменьшении зазора всего на 25% можно получить генератор, равноценный по выдаваемой реактивной (и, конечно, полной) мощности с базисным синхронным.

Из рис. 6 видно, что компенсировать уменьшение Q за счет введения второй обмотки при $\beta=\pi/2$ (кривая 2) можно уменьшением воздушного зазора (кривая 2'). В случае $\beta=\pi/3$ уменьшение Q с ростом k_{wg} (кривые 1 и 1') значительно менее существенно, чем при $\beta=\pi/2$. Уменьшение зон выдачи Q с увеличением k_{wg} и β наглядно показано на рис. 4. Таким образом, с позиций обеспечения базисного режима при $s=0$ по выдаче Q вариант с $\beta=\pi/3$ является более рациональным, чем вариант с $\beta=\pi/2$. Введение «слабой» поперечной обмотки ($\beta=\pi/2$ или $\pi/3$) легко компенсируется сравнительно небольшим уменьшением $\delta_{эф}$. Однако с уменьшением k_{wg} и β сокращается зона устойчивой работы генераторов в режиме потребления реактивной мощности.

Положение существенно ухудшается в случае необходимости обеспечения длительной работы генераторов в асинхронном режиме ($s \neq 0$). Здесь, как видно из рис. 5, при уменьшении β ($\beta=\alpha$) $Q=-0,086=\text{const}$ (кривая 2), однако начинает все более проявляться наличие обратного поля (рис. 2, кривая 4). Если же выполняется условие $\beta+\alpha=\pi$ и обратное поле отсутствует, то резко падает Q (кривая 3) и, например, при $\beta=\pi/3$ даже существенное уменьшение зазора не позволяет обеспечить номинальный базисный режим. Эксплуатация генератора «со слабой» поперечной обмоткой, как видно из рис. 3, при $s \neq 0$ в установившемся режиме недопустима вследствие значительных обратных полей, практически таких же, как и прямые поля.

Генераторы с одинаковыми роторными обмотками $k_{wg}=1$ и $\beta \neq \pi/2$ могут, в принципе, использоваться в длительных установившихся режимах с $s \neq 0$, если при этом можно допустить значительное уменьшение выдачи Q или даже ее потребление. Естественно, что их работа эффективна в крат-

ковременных асинхронных режимах, в том числе при форсировке возбуждения. Следует отметить, что в таких генераторах, как было показано выше, должно соблюдаться условие для временного угла сдвига между токами обмоток возбуждения ($\alpha=\beta$ или $\alpha+\beta=\pi$). Это условие должно обеспечиваться соответствующими составляющими управляющих напряжений возбуждения, формируемых регулятором по сигналам датчиков амплитуд и фаз токов обмоток возбуждения (рис. 1).

Генераторы с одинаковыми взаимно-перпендикулярными обмотками ($\beta=\pi/2$) могут одинаково успешно работать в длительном установившемся режиме как при $s=0$, так и при $s \neq 0$ [Л. 1], причем в последнем случае для асинхронизированных турбогенераторов предел по выдаче реактивной мощности за счет вихревых токов в массивной бочке ротора несколько повышается. Возможность работы в асинхронном режиме позволяет существенно повысить пределы устойчивости генераторов [Л. 2].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Блоцкий Н. Н., Лабунец И. А., Шакарян Ю. Г. Электрические машины и трансформаторы. Машины двойного питания. — М.: ВИНТИ АН СССР 1979, т. 2.
2. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. — М.: Наука, 1969. — 142 с.
3. Промышленные испытания асинхронизированного генератора мощностью 50 МВ·А/ Зархи М. И., Гурьянов С. И., Мешков В. П. и др. — Электричество, 1973, № 4.
4. Техничко-экономические перспективы внедрения асинхронных турбогенераторов в энергосистему/ Постников И. М., Асанбаев В. Н., Бладзевич Ю. Г. и др. — В кн.: Тезисы докл. и сообщ. Респ. научно-техн. семинар «Пути повышения, надежности, электр. машин переменного тока». — Киев; Изд-ние ИЭД, 1977, окт.
5. Кнох Р. А. British developments in large synchronous generator design. — N. Z. Elec. J., 1971, vol. 44, № 3.
6. Divided winding rotor for 500 MW generator on test. — Elec. Rev. (Gr. Brit.), 1970, vol. 187, № 25.
7. Лукашов Э. С., Гамм Б. З., Птушкин Г. С. Повышение динамической устойчивости электропередачи путем использования поперечной обмотки возбуждения синхронного генератора. — Изв. Сиб. отд. АН СССР. Серия техн. наук 1976, вып. 3, № 13.
8. Каспаров Э. А., Соколов Н. И. Управление режимом работы асинхронных компенсаторов с поперечной обмоткой возбуждения на роторе. — Электрические станции, 1976, № 9.
9. Домбровский В. В., Хуторецкий Г. М. Основы проектирования электрических машин переменного тока. — Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1974.

[29.01.80]



УДК 621.313.323.077:621.314.632.001.5

Аналитическое решение линейных дифференциальных уравнений вентильного двигателя

ЛУПКИН В. М., канд. техн. наук
ВНИИЭлектромаш

Вентильный двигатель (ВД) конструктивно представляет собой синхронную машину, обмотка статора которой питается от тиристорного преобразователя частоты, управляемого синхронно с вращением ротора. Полная система уравнения ВД, описывающая как электромагнитные, так и механические процессы, представляет собой систему нелинейных дифференциальных уравнений, которая не имеет строгого аналитического решения. Однако известно [Л. 1], что многие переходные электромагнитные процессы в синхронной машине при наличии короткозамкну-

электромагнитные переходные процессы, представляет собой систему нелинейных дифференциальных уравнений, которая не имеет строгого аналитического решения. Однако известно [Л. 1], что многие переходные электромагнитные процессы в синхронной машине при наличии короткозамкну-

тых обмоток протекают весьма быстро и не оказывают существенного влияния на изменение частоты вращения двигателя. Поэтому исследование таких процессов, определение максимальных значений токов, напряжений и их производных, к которым особенно чувствительны вентильные элементы, может быть произведено при допущении постоянства частоты вращения ротора. В этом случае дифференциальные уравнения ВД становятся линейными.

Точный расчет переходных процессов в ВД заключается в составлении и решении шаг за шагом уравнений для коммутационных и межкоммутационных временных интервалов. Реализация этого метода связана с большим объемом вычислительной работы, но полученные результаты позволяют достоверно оценить режим работы вентилей инвертора и его коммутационную устойчивость [Л. 1].

Сложность решения линейных дифференциальных уравнений ВД состоит в том, что эти уравнения содержат периодические коэффициенты и общего метода их решения не имеется. В связи с этим при решении таких уравнений кроме традиционных допущений, относящихся к синхронной машине, принимаются те или иные дополнительные допущения. Например, в [Л. 2] решение уравнений ВД производится при условии постоянства потокосцеплений контуров ротора ВД, т. е. в предположении равенства нулю активных сопротивлений обмоток. Однако активные сопротивления демпферных контуров синхронной машины в несколько раз превышают активное сопротивление обмотки якоря; поскольку ВД предназначен для работы с глубоким регулированием скорости, то очевидно, что допущение о постоянстве потокосцеплений не будет являться справедливым при малых частотах вращения ВД. Кроме того, при определении добавочных потерь ВД принимаются допущения об идеальной сглаженности выпрямленного тока и отсутствии коммутационного интервала.

В [Л. 1] сделана попытка учесть активное сопротивление обмоток ВД, однако помимо известных допущений, характерных для синхронной машины, в работе принят еще ряд допущений, упрощающих анализ ВД: идеальное сглаживание входного тока, трапецеидальная форма кривой тока фазы ВД и др. Следует особо отметить, что анализ различных электромагнитных переходных процессов проводится при различных допущениях. Так, исследование ВД в коммутационном интервале проводится выделением первой гармоники по идеализированной трапецеидальной кривой тока, а исследование электромагнитных переходных процессов, вызванных изменением приложенного к ВД напряжения, проводится методом коммутационных функций [Л. 3] при пренебрежении временем коммутации, т. е. при этом форма кривой тока принимается скачкообразной.

Постановка задачи. В данной статье предпринята попытка в рамках допущений, применяемых при исследовании синхронной машины, дать строгое аналитическое решение линейных дифференциальных уравнений ВД, описывающих электромагнитные переходные процессы в обоих интервалах

его работы — коммутационном и межкоммутационном. Решение в коммутационном интервале будем искать с помощью преобразования dq , а в межкоммутационном — методом, разработанным в [Л. 4 и 5]. Таким образом, сложная задача, решение которой возможно только с помощью ЭВМ, сводится к значительно более простой без снижения точности конечных результатов, так как все вводимые упрощения оговариваются и оцениваются численно.

Постоянные интегрирования находятся методом приращивания на границах интервалов, что не представляет собой сложности, так как, например, для ЭВМ «Минск-22» имеется стандартная программа СП-224 решения систем трансцендентных уравнений. В конечных выражениях для токов учтены только активные сопротивления демпферных контуров, так как они в несколько раз превышают активное сопротивление обмотки якоря.

Полученное решение, с заранее оговоренной степенью точности, позволяет решать следующие задачи исследования ВД:

а) квазистационарный установившийся режим: определение угла коммутации γ и, следовательно, угла опережения включения тиристорov; определение добавочных потерь ВД, обусловленных протеканием тока в демпферной обмотке;

б) переходные электромагнитные процессы: определение коммутационной устойчивости инвертора; оценка режима работы вентилей инвертора по максимальным значениям токов, напряжений и их производных при внезапном изменении приложенных напряжений к обмотке статора и обмотке возбуждения, а также угла включения τ_0 .

Дифференциальные уравнения ВД. Коммутационный интервал $\pi/3 - \gamma \leq \omega t \leq \pi/3$ (рис. 1,б). Угловой интервал, на котором происходит процесс коммутации фаз, обозначим γ . В данном интервале, когда ток протекает по всем трем фазам, систему линейных дифференциальных уравнений с периодическими коэффициентами возможно свести к системе дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами с помощью преобразования dq [Л. 6].

В соответствии с рис. 1,б дифференциальные уравнения ВД в коммутационном интервале будут следующими:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{ab}}{dt} + r(i_a - i_b) &= U; \\ \frac{d\psi_{bc}}{dt} + r(i_b - i_c) &= 0; \\ \frac{d\psi_r}{dt} + r_r i_r &= 0; \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} + r_{rd} i_{rd} &= 0; \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} + r_{rq} i_{rq} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где r и r_r , r_{rd} и r_{rq} — активные сопротивления обмотки статора и возбуждения, продольного и поперечного демпферных контуров соответственно; U — напряжение источника питания; U_r — напряжение на обмотке возбуждения; ψ_a , ψ_b , ψ_c — потокосцепления фаз; $\psi_{ab} = \psi_a - \psi_b$; $\psi_{bc} = \psi_b - \psi_c$.

Подставив в левую часть первых двух уравнений системы (1) значения коэффициентов индукции и произведя преобразование dq для токов [Л. 6], получим:

$$\left. \begin{aligned} A\sqrt{3}\cos\left(\tau+\frac{\pi}{6}\right)+B\sqrt{3}\sin\left(\tau+\frac{\pi}{6}\right)&=U; \\ A\sin\tau-B\cos\tau&=0, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где

$$A=\frac{d\psi_d}{dt}+\omega\psi_q+ri_d;$$

$$B=\frac{d\psi_q}{dt}-\omega\psi_d+ri_q;$$

$$\psi_d=L_d i_d+M_d i_r+M'_d i_{rd};$$

$$\psi_q=L_q i_q+M_q i_{rq};$$

Решением (2) будут следующие уравнения:

$$A=\frac{2U}{3}\cos\tau; \quad B=\frac{2U}{3}\sin\tau,$$

где $\tau=\tau_0+\frac{\pi}{3}-\gamma+\omega t$.

Тогда после преобразований из (1) получим следующую систему дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами, описывающую работу ВД в коммутационном интервале:

$$\left. \begin{aligned} L_d \frac{di_d}{dt} + M_d \frac{di_r}{dt} + M'_d \frac{di_{rd}}{dt} + \\ + \omega(L_q i_q + M_q i_{rq}) + ri_d &= \frac{2U}{3} \cos \tau; \\ L_q \frac{di_q}{dt} + M_q \frac{di_{rq}}{dt} - \omega(L_d i_d + M_d i_r + \\ + M'_d i_{rd}) + ri_q &= \frac{2U}{3} \sin \tau; \\ \frac{3}{2} M_d \frac{di_d}{dt} + L_r \frac{di_r}{dt} + m \frac{di_{rd}}{dt} + r_r i_r &= U_r; \\ \frac{3}{2} M_q \frac{di_q}{dt} + L_{rq} \frac{di_{rq}}{dt} + r_{rq} i_{rq} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Решение системы (3) известно, а для случая равенства нулю свободных членов в первых двух уравнениях, т. е. для трехфазного к. з., оно дано в [Л. 6]; воспользуемся найденными в [Л. 6] корнями характеристического уравнения и частью элементов присоединенной матрицы. Тогда получим следующие решения для токов ВД в коммутационном интервале с учетом активных сопротивлений демпферных контуров:

$$i_a = i_d \cos \tau + i_q \sin \tau; \quad i_b = i_d \cos\left(\tau - \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$+ i_q \sin\left(\tau - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_c = i_d \cos\left(\tau + \frac{2\pi}{3}\right) + i_q \sin\left(\tau + \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$\tau = \omega t + \tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma;$$

$$i_d = -\frac{2\sqrt{3}}{3} i_a \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \sin(\tau_0 - \gamma) \left[-\frac{1}{\sigma_d} e^{-\rho' r \omega t} + \right.$$

$$\begin{aligned} &+ \left(\frac{\frac{\sigma_a}{\Delta} - \frac{1}{\sigma_d} \rho''^2}{1 + \rho''^2} \cos \omega t + \frac{\left(\frac{1}{\sigma_d} - \frac{\sigma_a}{\Delta}\right) \rho'' r_d}{1 + \rho''^2} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} - \\ &- \frac{\frac{\sigma_a}{\Delta} - \frac{1}{\sigma_d}}{1 + \rho''^2} e^{-\rho'' r_d \omega t} \left] + \frac{M_d}{L_d} i_r \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \left[-\frac{1}{\sigma_d} e^{-\rho' r \omega t} + \right. \\ &+ \left(\frac{\frac{\sigma_a}{\Delta} + \frac{1}{\sigma_d} \rho''^2}{1 + \rho''^2} \cos \omega t + \frac{\left(\frac{1}{\sigma_d} - \frac{\sigma_a}{\Delta}\right) \rho'' r_d}{1 + \rho''^2} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} - \\ &- \frac{\frac{\sigma_a}{\Delta} - \frac{1}{\sigma_d}}{1 + \rho''^2} e^{-\rho'' r_d \omega t} \left] + \frac{M'_d}{L_d} i_{rd} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \times \\ &\times \left[-\frac{g_1}{\sigma_d} e^{-\rho' r \omega t} + \left(\frac{\frac{\sigma_a}{\Delta} + \frac{1}{\sigma_d} \rho''^2}{1 + \rho''^2} \cos \omega t + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \frac{\left(\frac{1}{\sigma_d} - \frac{\sigma_a}{\Delta}\right) \rho'' r_d}{1 + \rho''^2} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} - \right. \\ &- \left. \frac{\frac{\sigma_a}{\Delta} - \frac{1}{\sigma_d} - \frac{1-g_1}{\sigma_d} (1 + \rho''^2)}{1 + \rho''^2} e^{-\rho'' r_d \omega t} \right] + \\ &+ \frac{L_q}{L_d} \frac{2\sqrt{3}}{3} i_a \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos(\tau_0 - \gamma) \times \\ &\times \left[\left(\frac{\frac{1}{\sigma_d} - \frac{\sigma_a}{\Delta} \rho'' r_d}{1 + \rho''^2} \cos \omega t - \right. \right. \\ &- \left. \left. \frac{\left(\frac{\sigma_a}{\Delta} + \frac{1}{\sigma_d}\right) \rho''^2}{1 + \rho''^2} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} + \right. \\ &+ \left. \frac{\left(\frac{\sigma_a}{\Delta} - \frac{1}{\sigma_d}\right) \rho'' r_d}{1 + \rho''^2} e^{-\rho'' r_d \omega t} \right] + \frac{M_q}{L_d} i_{rq} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \times \\ &\times \left[\left(\frac{\left(\frac{1}{\sigma_d} - \frac{\sigma_a}{\Delta}\right) \rho'' r_d}{1 + \rho''^2} \cos \omega t - \right. \right. \\ &- \left. \left. \frac{\frac{\sigma_a}{\Delta} + \frac{1}{\sigma_d} \rho''^2}{1 + \rho''^2} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} + \right. \\ &+ \left. \frac{\left(\frac{\sigma_a}{\Delta} - \frac{1}{\sigma_d}\right) \rho'' r_d}{1 + \rho''^2} e^{-\rho'' r_d \omega t} \right] - \frac{M_d U_r}{L_d r_r} (1 - e^{-\rho' r \omega t}) + \\ &+ \frac{2U}{\omega L_d 3\beta} \left[-\frac{\frac{\sigma_a}{\Delta} - \frac{1}{\sigma_d} \rho''^2}{1 + \rho''^2} \cos \tau + \right. \\ &+ \left. \frac{\frac{\sigma_a}{\Delta} + \frac{1}{\sigma_d} \rho''^2}{1 + \rho''^2} \cos\left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos \omega t e^{\beta \omega t} + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{\left(\frac{1}{\sigma_d} - \frac{\sigma_a}{\Delta}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \cos\left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \sin \omega t e^{\beta \omega t} - \\
 & - \frac{\left(\frac{1}{\sigma_d} - \frac{\sigma_a}{\Delta}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \sin \tau + \\
 & - \frac{\left(\frac{1}{\sigma_d} - \frac{\sigma_a}{\Delta}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \sin\left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos \omega t e^{\beta \omega t} \Bigg]; \\
 i_q = & - \frac{L_d}{L_q} \frac{2\sqrt{3}}{3} i_a \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \sin(\tau_0 - \gamma) \times \\
 & \times \left[\frac{\mu_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \cos \omega t + \frac{1 + \sigma_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \sin \omega t \right] e^{\beta \omega t} - \\
 & - \frac{\mu_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} e^{-\rho''_{rq} \omega t} \Bigg] + \frac{M_d}{L_q} i_r \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \times \\
 & \times \left[\frac{\mu_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \cos \omega t + \frac{1 + \sigma_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \sin \omega t \right] e^{\beta \omega t} - \\
 & - \frac{\mu_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} e^{-\rho''_{rq} \omega t} \Bigg] + \frac{M'_d}{L_q} i_{rd} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \times \\
 & \times \left[\left(\frac{\mu_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \cos \omega t + \frac{1 + \sigma_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} - \right. \\
 & \left. - \frac{\mu_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} e^{-\rho''_{rq} \omega t} \right] + \\
 & + i_a \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos(\tau_0 - \gamma) \left[\frac{1 + \sigma_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \cos \omega t - \right. \\
 & \left. - \frac{\mu_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \sin \omega t \right] e^{\beta \omega t} - \frac{\mu_q}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} e^{-\rho''_{rq} \omega t} \Bigg] + \\
 & + \frac{M_q}{L_q} i_{rq} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \left[\frac{1 + \sigma_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \cos \omega t - \right. \\
 & \left. - \frac{\mu_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \sin \omega t \right] e^{\beta \omega t} - \frac{1 + \sigma_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} e^{-\rho''_{rq} \omega t} \Bigg] + \\
 & + \frac{2U}{\omega L_q \beta} \left[- \frac{\mu_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \cos \tau + \frac{\mu_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \times \right. \\
 & \times \cos\left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos \omega t e^{\beta \omega t} \left[- \frac{\mu_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \times \right. \\
 & \times \cos\left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \sin \omega t e^{\beta \omega t} - \frac{1 + \sigma_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \sin \tau + \\
 & \left. + \frac{1 + \sigma_q \rho''_{rq}}{\sigma_q (1 + \rho''_{rq})} \sin\left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos \omega t e^{\beta \omega t} \right]; \\
 i_r = & - \frac{L_d}{M_d} \frac{2\sqrt{3}}{3} i_a \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \sin(\tau_0 - \gamma) \times
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \times \left[\frac{\mu_d}{\sigma_d} e^{-\rho'_{rd} \omega t} + \left(\frac{a_{12} - \frac{\mu_d}{\sigma_d} \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \cos \omega t - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{\left(a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} - \frac{a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}}{1 + \rho''_{rd}} e^{-\rho''_{rd} \omega t} \right] + \\
 & + i_r \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \left[\frac{1}{\sigma_d} e^{-\rho'_{rd} \omega t} + \left(\frac{a_{12} - \frac{\mu_d}{\sigma_d} \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \times \right. \right. \\
 & \times \cos \omega t - \frac{\left(a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \sin \omega t \Bigg) e^{\beta \omega t} - \\
 & \left. - \frac{a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}}{1 + \rho''_{rd}} e^{-\rho''_{rd} \omega t} \right] + \frac{M'_d}{M_d} i_{rd} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \times \\
 & \times \left[\frac{g_1}{\sigma_d} e^{-\rho'_{rd} \omega t} + \left(\frac{\left(a_{12} - \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \cos \omega t - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{\left(a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \sin \omega t - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{\left(a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \cos \omega t - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{\left(a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} - \right. \\
 & \left. - \frac{a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d} + \frac{g_1 - \mu_d}{\sigma_d} (1 + \rho''_{rd})}{1 + \rho''_{rd}} e^{-\rho''_{rd} \omega t} \right] + \\
 & + \frac{L_q}{M_d} \frac{2\sqrt{3}}{3} i_a \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos(\tau_0 - \gamma) \times \\
 & \times \left[\left(\frac{\left(\frac{\mu_d}{\sigma_d} + a_{12}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \cos \omega t - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{\left(a_{12} - \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} + \right. \\
 & \left. + \frac{\left(a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} e^{-\rho''_{rd} \omega t} \right] + \frac{M_q}{M_d} i_{rq} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \times \\
 & \times \left[\left(- \frac{\left(\frac{\mu_d}{\sigma_d} + a_{12}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \cos \omega t - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{\left(a_{12} - \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} + \right. \\
 & \left. + \frac{\left(a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho''_{rd}}{1 + \rho''_{rd}} e^{-\rho''_{rd} \omega t} \right] + \frac{U_r}{r_r} (1 - e^{-\rho'_{rd} \omega t}) +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{2U}{\omega M_d 3\beta} \left[- \frac{\left(a_{12} - \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} \cos \tau + \right. \\
& + \frac{\left(a_{12} - \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} \cos \left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos \omega t e^{\beta \omega t} - \\
& - \frac{\left(a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} \cos \left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \sin \omega t e^{\beta \omega t} + \\
& + \frac{\left(a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} \sin \tau - \\
& \left. - \frac{\left(a_{12} + \frac{\mu_d}{\sigma_d}\right) \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} \sin \left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos \omega t e^{\beta \omega t} \right];
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_{rd} = & - \frac{L_d}{M'_d} \frac{2\sqrt{3}}{3} i_a \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \sin(\tau_0 - \gamma) \times \\
& \times \left[\left(\frac{a_{13}}{1 + \rho_{rd}'''} \cos \omega t - \frac{a_{13} \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} - \right. \\
& - \frac{a_{13}}{1 + \rho_{rd}'''} e^{-\rho_{rd}'''} + \frac{M_d}{M'_d} i_r \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \times \\
& \times \left[\left(\frac{a_{13}}{1 + \rho_{rd}'''} \cos \omega t - \frac{a_{13} \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} - \right. \\
& \left. \left. - \frac{a_{13}}{1 + \rho_{rd}'''} e^{-\rho_{rd}'''} \right] + \right. \\
& + i_{rd} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \left[\left(\frac{a_{13}}{1 + \rho_{rd}'''} \cos \omega t - \frac{a_{13} \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} \sin \omega t \right) \times \right. \\
& \times e^{\beta \omega t} - \frac{a_{13} - (1 + \rho_{rd}''')}{1 + \rho_{rd}'''} e^{-\rho_{rd}'''} + \frac{M_q}{M'_d} i_{rq} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \times \\
& \times \left[\left(- \frac{a_{13} \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} \cos \omega t - \frac{a_{13}}{1 + \rho_{rd}'''} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} + \right. \\
& + \frac{a_{13} \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} e^{-\rho_{rd}'''} + \frac{2U}{3\beta \omega M'_d} \left[- \frac{a_{13}}{1 + \rho_{rd}'''} \cos \tau + \right. \\
& + \frac{a_{13}}{1 + \rho_{rd}'''} \cos \left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos \omega t e^{\beta \omega t} - \\
& - \frac{a_{13}}{1 + \rho_{rd}'''} \cos \left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \sin \omega t e^{\beta \omega t} + \\
& + \frac{a_{13} \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} \sin \tau - \\
& \left. \left. - \frac{a_{13} \rho_{rd}'''}{1 + \rho_{rd}'''} \sin \left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos \omega t e^{\beta \omega t} \right] \right];
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_{rq} = & - \frac{L_d}{M_q} \frac{2\sqrt{3}}{3} i_a \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \sin(\tau_0 - \gamma) \times \\
& \times \left[\left(- \frac{\mu_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \cos \omega t - \frac{\mu_q}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} + \right.
\end{aligned}$$

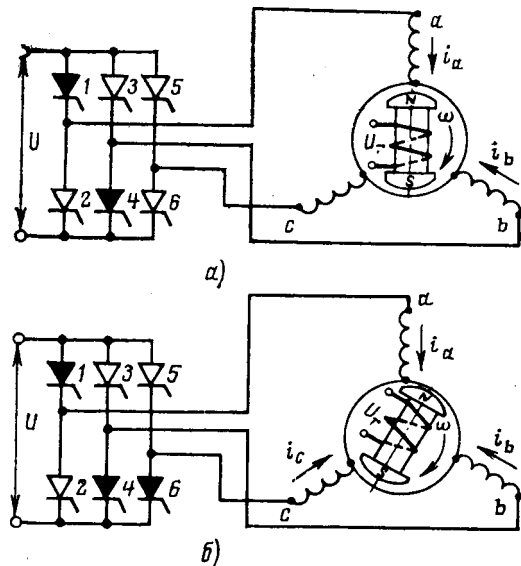


Рис. 1. К принципу работы ВД.

$$\begin{aligned}
& + \frac{\mu_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} e^{-\rho_{rq}'''} + \\
& + \frac{M_d}{M_q} i_r \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \left[\left(- \frac{\mu_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \cos \omega t - \right. \right. \\
& - \frac{\mu_q}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \sin \omega t \left. \right) e^{\beta \omega t} + \frac{\mu_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} e^{-\rho_{rq}'''} + \\
& + \frac{M'_d}{M_q} i_{rd} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \left[\left(- \frac{\mu_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \cos \omega t - \right. \right. \\
& - \frac{\mu_q}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \sin \omega t \left. \right) e^{\beta \omega t} + \frac{\mu_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} e^{-\rho_{rq}'''} + \\
& + \frac{L_q}{M_q} \frac{2\sqrt{3}}{3} i_a \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos(\tau_0 - \gamma) \times \\
& \times \left[\left(- \frac{\mu_q}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \cos \omega t + \frac{\mu_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \sin \omega t \right) e^{\beta \omega t} + \right. \\
& + \frac{\mu_q}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} e^{-\rho_{rq}'''} + \\
& + i_{rq} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \left[\left(- \frac{\mu_q}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \cos \omega t + \right. \right. \\
& + \frac{\mu_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \sin \omega t \left. \right) + \frac{1 + \sigma_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} e^{-\rho_{rq}'''} + \\
& + \frac{2U}{\omega M_q 3\beta} \left[\frac{\mu_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \cos \tau - \right. \\
& - \frac{\mu_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \cos \left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos \omega t e^{\beta \omega t} + \\
& + \frac{\mu_q \rho_{rq}'''}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \cos \left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \sin \omega t e^{\beta \omega t} + \\
& \left. \left. + \frac{\mu_q}{\sigma_q (1 + \rho_{rq}''')} \sin \tau - \right. \right.
\end{aligned}$$

$$-\frac{\mu_q}{\sigma_q(1+\rho_{rq})} \sin\left(\tau_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cos \omega t e^{\beta \omega t},$$

где

$$i_a\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right), i_r\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right), i_{rd}\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right), i_{rq}\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) -$$

начальные значения токов в коммутационном интервале; выражения для определения остальных параметров приведены в приложении.

2. Межкоммутационный интервал $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} - \gamma$.

К напряжению преобразователя U подключены две фазы двигателя, соединенные последовательно по схеме, представленной на рис. 1, а. В этом случае $i_a = -i_b$ и справедливы следующие уравнения ВД:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{ab}}{dt} &= -2ri_a + U; \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= -r_r i_r + U_r; \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= -r_{rd} i_{rd}; \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} &= -r_{rq} i_{rq}; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \psi_{ab} &= \psi_a - \psi_b = \left[L_d + L_q + \right. \\ &+ (L_d - L_q) \cos 2\left(\tau + \frac{\pi}{6}\right) \Big] i_a + \\ &+ \sqrt{3} M_d \cos\left(\tau + \frac{\pi}{6}\right) i_r + \\ &+ \sqrt{3} M'_d \cos\left(\tau + \frac{\pi}{6}\right) i_{rd} + \\ &+ \sqrt{3} M_q \sin\left(\tau + \frac{\pi}{6}\right) i_{rq}; \\ \psi_r &= \sqrt{3} M_d \cos\left(\tau + \frac{\pi}{6}\right) i_a + \\ &+ L_r i_r + m i_{rd}; \\ \psi_{rd} &= \sqrt{3} M'_d \cos\left(\tau + \frac{\pi}{6}\right) i_a + \\ &+ m i_r + L_{rd} i_{rd}; \\ \psi_{rq} &= \sqrt{3} M_q \sin\left(\tau + \frac{\pi}{6}\right) i_a + L_{rq} i_{rq}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Определим из (5) токи¹:

$$\begin{aligned} i_a &= D_1/D; \quad i_r = D_2/D; \quad i_{rd} = D_3/D; \\ i_{rq} &= D_4/D, \end{aligned} \quad (6)$$

где D — определитель системы (5); D_i — определитель, получающийся из (5), заменой i -го столбца столбцом свободных членов ψ .

Подставив значения токов из (6) в (4), получим систему уравнений ВД, описывающую его работу в межкоммутационном интервале:

¹ Существует одно единственное решение системы (5), поскольку $D \neq 0$ для любых возможных значений параметров синхронной машины.

$$\frac{d\psi}{dt} = A(\tau)\psi + U \quad (7)$$

или в развернутом виде:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\psi_{ab}}{dt} \\ \frac{d\psi_r}{dt} \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A(\tau)_{11} & A(\tau)_{12} & A(\tau)_{13} & A(\tau)_{14} \\ A(\tau)_{21} & A(\tau)_{22} & A(\tau)_{23} & A(\tau)_{24} \\ A(\tau)_{31} & A(\tau)_{32} & A(\tau)_{33} & A(\tau)_{34} \\ A(\tau)_{41} & A(\tau)_{42} & A(\tau)_{43} & A(\tau)_{44} \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} \psi_{ab} \\ \psi_r \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U \\ U_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (7a)$$

Элементы матрицы периодических коэффициентов $A(\tau)$ и принятые упрощения даны в приложении.

Исходная система (7a) является системой с периодическими коэффициентами $A(\tau)$ одного и того же периода 2π , непрерывными и определенными для всех τ и $\Delta > 0$, поэтому она приводима [Л. 7]. В соответствии с [Л. 8] подстановкой

$$\psi = V\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right) y \quad (8)$$

система (7) приводится к системе с постоянными коэффициентами:

$$\frac{dy}{dt} = W\left(\frac{1}{\omega}\right) y + f(\tau), \quad (9)$$

где $V\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right)$ — неособенная матрица приведения периода 2π , причем $V\left(0, \frac{1}{\omega}\right) = E$, $W\left(\frac{1}{\omega}\right)$ — матрица, не зависящая от τ ; $f(\tau) = V^{-1}\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right) U$.

Для крупных синхронных машин

$$\left. \begin{aligned} V\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right) &= E + \frac{1}{\omega} V_1(\tau); \\ W\left(\frac{1}{\omega}\right) &= W_0, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где

$$W_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} A(\tau) d\tau; \quad V_1(\tau) = \int_0^{\tau} [A(\tau) - W_0] d\tau.$$

При определении матриц $V\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right)$ и $W\left(\frac{1}{\omega}\right)$ по приведенным формулам вносимая в расчет погрешность не будет превышать несколько долей процента. Обратную матрицу $V^{-1}\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right)$ можно принять равной единичной матрице, т. е. $V^{-1}\left(\tau, \frac{1}{\omega}\right) = E$, тогда $f(\tau) = U$, вносимая погрешность при этом будет того же порядка.

В результате указанных упрощений приведенная система с постоянными коэффициентами будет иметь следующий вид:

$$\begin{pmatrix} \frac{dy_1}{dt} \\ \frac{dy_2}{dt} \\ \frac{dy_3}{dt} \\ \frac{dy_4}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_{011} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_{022} & W_{023} & 0 \\ 0 & W_{032} & W_{033} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_{044} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U \\ U_r \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (9a)$$

где

$$\begin{aligned} W_{011} &= -\frac{r\omega}{V x''_d x''_q}; \quad W_{022} = -\frac{r_r(x_d + V x''_d x''_q)}{L_r(x'_d + V x''_d x''_q)}; \\ W_{023} &= \frac{r_r m \left(L_d - \frac{L_d \psi_d}{g_1} + V L''_d L''_q \right)}{L_r \sigma_a L_{rd} (L''_d + V L''_d L''_q)}; \\ W_{032} &= \frac{r_{rd} m \left(L_d - \frac{L_d \psi_d}{g_1} + V L''_d L''_q \right)}{L_{rd} \sigma_a (L''_d + V L''_d L''_q)}; \\ W_{033} &= -\frac{r_{rd}(x'_d + V x''_d x''_q)}{\sigma_a L_{rd} (x''_d + V x''_d x''_q)}; \\ W_{044} &= -\frac{r_{rq}(x_q + V x''_d x''_q)}{L_{rq}(x''_q + V x''_d x''_q)}. \end{aligned}$$

При принятых предположениях корнями характеристического уравнения приведенной системы с постоянными коэффициентами будут:

$$\begin{aligned} p_1 &= -\frac{r\omega}{V x''_d x''_q}; \quad p_2 = -\frac{r_r \omega (x_d + V x''_d x''_q)}{x_r (x'_d + V x''_d x''_q)}; \\ p_3 &= -\frac{r_{rd} \omega (x'_d + V x''_d x''_q)}{\sigma_a x_{rd} (x''_d + V x''_d x''_q)}; \\ p_4 &= -\frac{r_{rq} \omega (x_q + V x''_d x''_q)}{x_{rq} (x''_q + V x''_d x''_q)}, \end{aligned}$$

что целиком соответствует выражениям для постоянных времени затухания двухфазного к. з. синхронной машины с демпферной обмоткой [Л. 8].

Решение системы (9) известно [Л. 10]:

$$y = e^{W \left(\frac{1}{\omega} \right) t} \left(y_0 + \int_0^t e^{-W \left(\frac{1}{\omega} \right) s} f(s) ds \right). \quad (11)$$

Начальные значения y_0 определяются из соотношения

$$\psi_0 = V \left(0, \frac{1}{\omega} \right) y_0 = E y_0, \quad (12)$$

потокосцепления определяются из (8) путем подстановки в него (11), а токи ВД в межкоммутационном интервале находятся из (6). В этом интервале выражения для токов ВД с учетом активных сопротивлений демпферной обмотки получаются следующими:

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{\omega \psi_{ab}}{2 V x''_d x''_q} - \frac{V \sqrt{3} \omega M_d (1 - g_2) \psi_r}{\sigma_a L_r (x''_d + V x''_d x''_q)} \cos \tau - \\ &- \frac{V \sqrt{3} \omega M'_d (1 - g_1) \psi_{rd}}{\sigma_a L_{rd} (x''_d + V x''_d x''_q)} \cos \tau - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &- \frac{V \sqrt{3} \omega M_q \psi_{rq}}{L_{rq} (x''_q + V x''_d x''_q)} \sin \tau; \\ i_r &= -\frac{V \sqrt{3} \omega M_d (1 - g_2) \psi_{ab}}{\sigma_a L_r (x''_d + V x''_d x''_q)} \cos \tau + \\ &+ \frac{(x_d \sigma'_d + V x''_d x''_q) \psi_r}{\sigma_a L_r (x''_d + V x''_d x''_q)} + \\ &+ \frac{2(x_d \sigma'_d - x''_d) \psi_r}{\sigma_a L_r V x''_d x''_q \left(1 + \sqrt{\frac{x''_d}{x''_q}} \right)^2} \cos 2\tau - \\ &- \frac{m \left(x_d - \frac{x_d - x'_d}{g_1} + V x''_d x''_q \right) \psi_{rd}}{\sigma_a L_r L_{rd} (x''_d + V x''_d x''_q)} - \\ &- \frac{2m \left(x_d - \frac{x_d - x'_d}{g_1} - x''_d \right) \psi_{rd}}{\sigma_a L_r L_{rd} V x''_d x''_q \left(1 + \sqrt{\frac{x''_d}{x''_q}} \right)^2} \cos 2\tau + \\ &+ \frac{2(x_d - x'_d) M_q (1 - g_2) \psi_{rq}}{\sigma_a L_{rq} M_d (V x''_d + V x''_q)^2} \sin 2\tau; \\ i_{rd} &= -\frac{V \sqrt{3} \omega M'_d (1 - g_2) \psi_{ab}}{\sigma_a L_{rd} (x''_d + V x''_d x''_q)} \cos \tau - \\ &- \frac{m \left(x_d - \frac{x_d - x'_d}{g_1} + V x''_d x''_q \right) \psi_r}{\sigma_a L_r L_{rd} (x''_d + V x''_d x''_q)} - \\ &- \frac{2m \left(x_d - \frac{x_d - x'_d}{g_1} - x''_d \right) \psi_r}{\sigma_a L_r L_{rd} V x''_d x''_q \left(1 + \sqrt{\frac{x''_d}{x''_q}} \right)^2} \cos 2\tau + \\ &+ \frac{3\omega M'_d M_q (1 - g_1) \psi_{rq}}{\sigma_a L_{rd} L_{rq} (V x''_d + V x''_q)^2} \sin 2\tau; \\ i_{rq} &= -\frac{V \sqrt{3} \omega M_q \psi_{ab}}{L_{rq} (x''_q + V x''_d x''_q)^2} \sin \tau + \\ &+ \frac{2(x_d - x'_d) M_q (1 - g_2) \psi_r}{\sigma_a L_{rq} M_d (V x''_d + V x''_q)^2} \sin 2\tau - \\ &- \frac{2(x_d - x'_d) m M_q \left(1 - \frac{M'_d}{M_d} \right) \psi_{rd}}{L_{rd} L_{rq} M_d (V x''_d + V x''_q)^2} \sin 2\tau + \\ &+ \frac{(x_q + V x''_d x''_q) \psi_{rq}}{L_{rq} (x''_q + V x''_d x''_q)} + \\ &+ \frac{2 \left(1 - \frac{1}{\sigma_a} \right) \psi_{rq}}{L_{rq} \sqrt{\frac{x''_q}{x''_d}} \left(1 + \sqrt{\frac{x''_d}{x''_q}} \right)^2} \cos 2\tau; \quad \tau = \tau_0 + \frac{\pi}{6} + \omega t. \end{aligned}$$

Выражения для потокосцеплений следующие:

$$\psi_{ab} = \psi_{ab}(0) e^{W_{011} t} - \frac{U}{W_{011}} (1 - e^{W_{011} t});$$

$$\psi_r = \psi_r(0) e^{p_2 t} - \frac{U_r}{p_2} (1 - e^{p_2 t});$$

$$\begin{aligned}\psi_{rd} &= V_{31}(\tau) \psi_{ab} + V_{32}(\tau) \psi_r + [1 + V_{33}(\tau)] \times \\ &\times \left\{ \frac{m \left(x_d - \frac{x_d - x'_d}{g_1} + \sqrt{x''_d x''_q} \right)}{L_r (x'_d + \sqrt{x''_d x''_q})} \left[\psi_r - \psi_r(0) e^{\mathcal{W}_{033} t} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{U_r}{\mathcal{W}_{033}} (1 - e^{\mathcal{W}_{033} t}) \right] + \psi_{rd}(0) e^{\mathcal{W}_{033} t} \right\} + \\ &\quad + V_{34}(\tau) \psi_{rq} 0 e^{\mathcal{W}_{044} t}; \\ \psi_{rq} &= V_{41}(\tau) \psi_{ab} + V_{42}(\tau) \psi_r + \\ &+ V_{43}(\tau) \left\{ \frac{m \left(x_d - \frac{x_d - x'_d}{g_1} + \sqrt{x''_d x''_q} \right)}{L_r (x'_d + \sqrt{x''_d x''_q})} \times \right. \\ &\times \left[\psi_r - \psi_r(0) e^{\mathcal{W}_{033} t} + \frac{U_r}{\mathcal{W}_{033}} (1 - e^{\mathcal{W}_{033} t}) \right] \left. \right\} + \\ &\quad + [1 + V_{44}(\tau)] \psi_{rq}(0) e^{\mathcal{W}_{044} t}; \\ \psi_{ab}(0) &= \sqrt{3} M_d \cos \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) i_r(0) + \\ &+ \left[L_d + L_q + (L_d - L_q) \cos 2 \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) \right] i_a(0) + \\ &\quad + \sqrt{3} M'_d \cos \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) i_{rd}(0) + \\ &\quad + \sqrt{3} M_q \sin \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) i_{rq}(0); \\ \psi_r(0) &= \sqrt{3} M_d \cos \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) i_a(0) + L_r i_r(0) + m i_{rd}(0); \\ \psi_{rd}(0) &= \sqrt{3} M'_d \cos \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) i_a(0) + \\ &\quad + m i_r(0) + L_{rd} i_{rd}(0); \\ \psi_{rq}(0) &= \sqrt{3} M_q \sin \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) i_a(0) + L_{rq} i_{rq}(0),\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}V_{32}(\tau) &= \frac{r_{rd} \sqrt{3} \omega M'_d (1 - g_1)}{\sigma_a x_{rd} (x''_d + \sqrt{x''_d x''_q})} \left[\sin \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} - \sin \tau \right) \right]; \\ V_{33}(\tau) &= \frac{r_{rd} m \left(x_d - \frac{x_d - x'_d}{g_1} - x''_d \right)}{\sigma_a x_{rd} L_r x_d \sqrt{\frac{x''_d}{x''_q}} \left(1 + \sqrt{\frac{x''_q}{x''_d}} \right)^2} \times \\ &\times \left[\sin \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) - \sin \tau \right]; \\ V_{34}(\tau) &= \frac{r_{rd} (x'_d - x''_d)}{\sigma_a x_{rd} x''_d \sqrt{\frac{x''_d}{x''_q}} \left(1 + \sqrt{\frac{x''_q}{x''_d}} \right)^2} \times \\ &\times \left[\sin 2\tau - \sin 2 \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) \right]; \\ V_{41}(\tau) &= - \frac{3 r_{rd} \omega M'_d M_q (1 - g_1)}{\sigma_a x_{rd} L_{rq} x''_d \left(1 + \sqrt{\frac{x''_q}{x''_d}} \right)^2} \times\end{aligned}$$

$$\times \left[\cos 2\tau - \cos 2 \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) \right];$$

$$\begin{aligned}V_{41}(\tau) &= - \frac{r_{rq} \sqrt{3} \omega M_q}{x_{rq} (x''_q + \sqrt{x''_d x''_q})} \times \\ &\times \left[\cos \tau - \cos \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) \right];\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{42}(\tau) &= \frac{r_{rq} (x_d - x'_d) M_q (1 - g_2)}{\sigma_a x_{rq} M_d x''_d \left(1 + \sqrt{\frac{x''_q}{x''_d}} \right)^2} \times \\ &\times \left[\cos 2\tau - \cos 2 \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) \right];\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{43}(\tau) &= - \frac{r_{rq} (x_d - x'_d) m M_q \left(1 - \frac{M'_d}{M_d} \right)}{\sigma_a x_{rq} L_{rd} M_d x''_d \left(1 + \sqrt{\frac{x''_q}{x''_d}} \right)^2} \times \\ &\times \left[\cos 2\tau - \cos 2 \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) \right];\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{44}(\tau) &= \frac{r_{rq} \left(1 - \frac{1}{\sigma_a} \right)}{x_{rq} \sqrt{\frac{x''_d}{x''_q}} \left(1 + \sqrt{\frac{x''_q}{x''_d}} \right)^2} \times \\ &\times \left[\sin 2\tau - \sin 2 \left(\tau_0 + \frac{\pi}{6} \right) \right];\end{aligned}$$

Припасовывание решения. Итак, имеются решения для токов ВД в двух интервалах работы: межкоммутационном

$$i_a^{\text{МК}} = -i_b^{\text{МК}}; i_r^{\text{МК}}; i_{rd}^{\text{МК}}; i_{rq}^{\text{МК}}$$

и коммутационном

$$i_a^{\text{К}}, i_b^{\text{К}}, i_c^{\text{К}}, i_r^{\text{К}}, i_{rd}^{\text{К}}, i_{rq}^{\text{К}}.$$

В этих решениях неизвестными, подлежащими определению, являются начальные значения токов в указанных интервалах:

$$i_a^{\text{МК}}(0) = -i_b^{\text{МК}}(0), i_r^{\text{МК}}(0), i_{rd}^{\text{МК}}(0); i_{rq}^{\text{МК}}(0);$$

$$i_a^{\text{К}} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) = -i_b^{\text{К}} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right), i_c^{\text{К}} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) = 0,$$

$$i_r^{\text{К}} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right),$$

$$i_{rd}^{\text{К}} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right), i_{rq}^{\text{К}} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right).$$

Кроме того, при заданных частоте вращения $\omega = \text{const}$, напряжении на обмотке возбуждения U_r , $\delta = \omega t_b$, а также известных всех параметрах синхронной машины, неизвестными, подлежащими определению, являются угол коммутации γ , значение τ_0 между осью фазы a и продольной осью ротора в начале межкоммутационного интервала и постоянное напряжение источника питания U . Для определения этих одиннадцати неизвестных можно составить следующие уравнения.

На границе межкоммутационного и коммутационного интервалов значения соответствующих то-

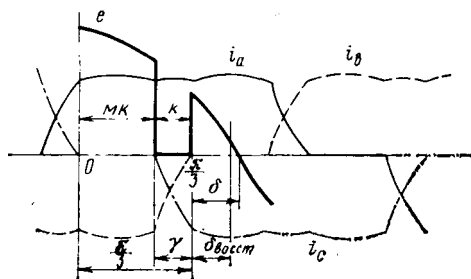


Рис. 2. Диаграмма токов ВД.

ков всех обмоток равны между собой (рис. 2):

$$i_a^k \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) = i_a^{\text{МК}} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right);$$

$$i_r^k \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) = i_r^{\text{МК}} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right);$$

$$i_{rd}^k \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) = i_{rd}^{\text{МК}} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right);$$

$$i_{rq}^k \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) = i_{rq}^{\text{МК}} \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right).$$

В конце коммутационного интервала ток выходящей из работы фазы (в нашем случае фазы b) равен нулю, т. е.

$$i_b^k \left(\frac{\pi}{3} \right) = 0.$$

Так как рассматривается квазистационарный установившийся процесс работы ВД и по условию параметры всех трех фаз одинаковы, значения токов в конце коммутационного интервала равны соответствующим начальным значениям токов в начале межкоммутационного интервала:

$$i_a^{\text{МК}}(0) = i_a^k \left(\frac{\pi}{3} \right) = -i_c^k \left(\frac{\pi}{3} \right);$$

$$i_r^{\text{МК}}(0) = i_r^k \left(\frac{\pi}{3} \right);$$

$$i_{rd}^{\text{МК}}(0) = i_{rd}^k \left(\frac{\pi}{3} \right);$$

$$i_{rq}^{\text{МК}}(0) = i_{rq}^k \left(\frac{\pi}{3} \right).$$

Поскольку рассматривается ВД с коммутацией, от э. д. с. коммутирующих фаз, то э. д. с. вращения от потока возбуждения должны быть больше нуля на угловом интервале $\gamma + \delta$ для предотвращения нарушения коммутации; поэтому

$$e_{bc}^{\text{МК}} \left(\frac{\pi}{3} + \delta \right) \geq 0,$$

при этом условию устойчивости работы инвертора дополнительно накладывается ограничение $\gamma + \delta \leq \pi/3$.

Последним является уравнение для моментов ВД:

$$M_T = \frac{\eta_{ВД}}{2\pi\omega} \int_0^{2\pi} 3u_a i_a d\omega,$$

где u_a , i_a — напряжение и ток фазы ВД; $\eta_{ВД} \approx 0,98 \eta_{сд} \eta_{сд}$ — к. п. д. синхронной машины рабо-

тающей при той же частоте вращения и токе, равном первой гармонике тока ВД.

Таким образом, для определения одиннадцати неизвестных имеем одиннадцать трансцендентных уравнений, из которых эти неизвестные достаточно просто можно определить численными методами и затем вычислить значения всех токов в угловом интервале $\pi/3$. Выражения для определения токов фаз в остальном промежутке периода 2π являются теми же с переменной индекса фазы у токов. Добавочные потери ВД, обусловленные протеканием токов в демпферной обмотке, определяются следующим выражением:

$$P_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (r_{rd} i_{rd}^2 + r_{rq} i_{rq}^2) d\omega,$$

где i_{rd} , i_{rq} — мгновенные значения токов продольного и поперечного демпферных контуров, определенные в периоде 2π .

Приложение.

$$A(\tau)_{11} = - \frac{r}{\sqrt{L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} L_q \sigma_q}} (1 + 2b \cos 2\tau + 2b^2 \cos 4\tau + \dots);$$

$$A(\tau)_{12} = \frac{2\sqrt{3} r M_d (1 - g_2)}{\sigma_a L_r \left(L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} + \sqrt{L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} L_q \sigma_q} \right)} \times$$

$$\times (\cos \tau + b \cos 3\tau + b^2 \cos 5\tau + \dots);$$

$$A(\tau)_{13} = \frac{2\sqrt{3} M'_d (1 - g_1)}{\sigma_a L_r \left(L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} + \sqrt{L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} L_q \sigma_q} \right)} \times$$

$$\times (\cos \tau + b \cos 3\tau + b^2 \cos 5\tau + \dots);$$

$$A(\tau)_{14} = \frac{2\sqrt{3} r M_q}{L_{rq} \left(L_q \sigma_q + \sqrt{L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} L_q \sigma_q} \right)} \times$$

$$\times (\cos \tau + b \cos 3\tau + b^2 \cos 5\tau + \dots);$$

$$A(\tau)_{21} = - \frac{r_r \left(\sigma'_a L_d + \sqrt{L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} L_q \sigma_q} \right)}{\sigma_a L_r \left(L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} + \sqrt{L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} L_q \sigma_q} \right)} -$$

$$- \frac{2r_r \left(\sigma'_a L_d - L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} \right)}{\Delta L_d L_r \sqrt{L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} L_q \sigma_q} \left(1 + \sqrt{\frac{L_q \sigma_q \sigma_a}{L_d \Delta}} \right)} \times$$

$$\times (\cos 2\tau + b \cos 4\tau + b^2 \cos 6\tau + \dots);$$

$$A(\tau)_{22} = \frac{r_{mm} \left(L_d - \frac{L_d \Delta}{g_1} + \sqrt{L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} L_q \sigma_q} \right)}{\sigma_a L_r L_{rd} \left(L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} + \sqrt{L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} L_q \sigma_q} \right)} +$$

$$+ \frac{2r_{mm} \left(L_d - \frac{L_d \Delta}{g_1} - L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} \right)}{\Delta L_d L_r L_{rd} \sqrt{L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} L_q \sigma_q} \left(1 + \sqrt{\frac{L_q \sigma_q \sigma_a}{L_d \Delta}} \right)} \times$$

$$\times (\cos 2\tau + b \cos 4\tau + b^2 \cos 6\tau + \dots);$$

$$\begin{aligned}
 A(\tau)_{24} &= -\frac{2r_{rd}M_q(1-g_2)}{\Delta L_{rq}M_d\left(1+\sqrt{\frac{L_q\sigma_q\sigma_a}{L_d\Delta}}\right)^2}\times \\
 &\times (\sin 2\tau + b \sin 4\tau + b^2 \sin 6\tau + \dots); \\
 A(\tau)_{31} &= \frac{\sqrt{3}r_{rd}M'_d(1-g_1)}{\sigma_a L_{rd}\left(L_d\frac{\Delta}{\sigma_a} + \sqrt{L_d\frac{\Delta}{\sigma_a}L_q\sigma_q}\right)}\times \\
 &\times (\cos \tau + b \cos 3\tau + b^2 \cos 5\tau + \dots); \\
 A(\tau)_{32} &= \frac{r_{rd}m\left(L_d - \frac{L_d\mu_d}{g_1} + \sqrt{L_d\frac{\Delta}{\sigma_a}L_q\sigma_q}\right)}{\sigma_a L_{rd}\left(L_d\frac{\Delta}{\sigma_a} + \sqrt{L_d\frac{\Delta}{\sigma_a}L_q\sigma_q}\right)} - \\
 &- \frac{2r_{rd}m\left(L_d - \frac{L_d\mu_d}{g_1} - L_d\frac{\Delta}{\sigma_a}\right)}{\Delta L_d L_{rd}\sqrt{L_d\frac{\Delta}{\sigma_a L_q\sigma_q}}\left(1 + \sqrt{\frac{L_q\sigma_q\sigma_a}{L_d\Delta}}\right)^2}\times \\
 &\times (\cos 2\tau + b \cos 4\tau + b^2 \cos 6\tau + \dots); \\
 A(\tau)_{33} &= -\frac{r_{rd}\left(L_d\sigma_d + \sqrt{L_d\frac{\Delta}{\sigma_a}L_q\sigma_q}\right)}{\sigma_a L_{rd}\left(L_d\frac{\Delta}{\sigma_a} + \sqrt{L_d\frac{\Delta}{\sigma_a}L_q\sigma_q}\right)} - \\
 &- \frac{2r_{rd}\left(L_d\sigma_d - L_d\frac{\Delta}{\sigma_a}\right)}{\Delta L_d L_{rd}\sqrt{L_d\frac{\Delta}{\sigma_a L_q\sigma_q}}\left(1 + \sqrt{\frac{L_q\sigma_q\sigma_a}{L_d\Delta}}\right)^2}\times \\
 &\times (\cos 2\tau + b \cos 4\tau + b^2 \cos 6\tau + \dots); \\
 A(\tau)_{34} &= -\frac{3r_{rd}M'_dM_q(1-g_1)}{\Delta L_d L_{rd}L_{rq}\left(1 + \sqrt{\frac{L_q\sigma_q\sigma_a}{L_d\Delta}}\right)^2}\times \\
 &\times (\sin 2\tau + b \sin 4\tau + b^2 \sin 6\tau + \dots); \\
 A(\tau)_{42} &= -\frac{2r_{rq}\mu_dM_q(1-g_0)}{\Delta L_{rq}M_d\left(1 + \sqrt{\frac{L_q\sigma_q\sigma_a}{L_d\Delta}}\right)^2}\times \\
 &\times (\sin 2\tau + b \sin 4\tau + b^2 \sin 6\tau + \dots); \\
 A(\tau)_{43} &= \frac{2r_{rq}\mu_d m M_q\left(1 - \frac{M'_d}{M_d}\right)}{\Delta L_{rd}L_{rq}M_d\left(1 + \sqrt{\frac{L_q\sigma_q\sigma_a}{L_d\Delta}}\right)^2}\times \\
 &\times (\sin 2\tau + b \sin 4\tau + b^2 \sin 6\tau + \dots); \\
 A(\tau)_{44} &= -\frac{r_{rq}\left(L_q + \sqrt{L_d\frac{\Delta}{\sigma_a}L_q\sigma_q}\right)}{L_{rq}\left(L_q\sigma_q + \sqrt{L_d\frac{\Delta}{\sigma_a}L_q\sigma_q}\right)} - \\
 &- \frac{2r_{rq}\left(1 - \frac{1}{\sigma_a}\right)}{L_{rq}\sqrt{L_d\frac{\Delta}{\sigma_a L_q\sigma_q}}\left(1 + \sqrt{\frac{L_q\sigma_q\sigma_a}{L_d\Delta}}\right)^2}\times \\
 &\times (\cos 2\tau + b \cos 4\tau + b^2 \cos 6\tau + \dots); \\
 \mu_d &= \frac{3M_d^2}{2L_d L_r}; \mu'_d = \frac{3M_d^{12}}{2L_d L_{rd}}; \mu_q = \frac{3M_q^2}{2L_q L_r};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mu_a &= \frac{m^2}{L_r L_{rd}}; g_1 = \sqrt{\frac{\mu_d \mu_a}{\mu'_d}}; g_2 = \sqrt{\frac{\mu'_d \mu_a}{\mu_d}}; \\
 \Delta &= 1 - \mu_d - \mu'_d - \mu_a + 2\sqrt{\mu_d \mu'_d \mu_a}; \sigma_d = 1 - \mu_d; \\
 \sigma'_d &= 1 - \mu'_d; \sigma_q = 1 - \mu_q; \sigma_a = 1 - \mu_a; \\
 a_{12} &= \frac{g_1 \mu'_d - \mu_d}{\Delta}; a_{13} = \frac{g_0 \mu_d - \mu'_d}{\Delta}; \\
 \omega L_d &= x_d; \omega L_d \sigma_d = x'_d; \omega L_q \sigma_q = x''_q; \omega L_q = x_q; \\
 \omega L_d \frac{\Delta}{\sigma_a} &= x''_d; \varphi'_r = \frac{r_r}{\omega L_r \sigma_a}; \beta = -\frac{1}{2}(\rho''_d + \rho''_q); \\
 \rho''_d &= \frac{r_{\sigma_d}}{\omega L_d \Delta}; \rho''_q = \frac{r}{\omega L_q \sigma_q}; \rho''_{rd} = \frac{r_{rd} \sigma_d}{\omega L_{rd} \Delta}; \\
 \rho''_{rq} &= \frac{r_{rq}}{\omega L_{rq} \sigma_q}; b = \frac{\sqrt{x''_d} - \sqrt{x''_q}}{\sqrt{x''_d} + \sqrt{x''_q}}.
 \end{aligned}$$

Коэффициенты индукции и параметры взяты из [Л. 6]. Для мощных синхронных машин с демпферной обмоткой $x''_q = (1 \pm 1,1)x''_d$ [Л. 10]. Тогда $b = 0,025$ и можно пренебречь гармониками, содержащими b в качестве сомножителей.

Выводы. 1. В полученном решении уравнений электромеханических переходных процессов ВД учитываются взаимоиндуктивные связи всех обмоток электродвигателей, а также активные сопротивления демпферных контуров, что позволяет оценить точность известных приближенных решений.

2. Метод решения позволяет учитывать активные сопротивления всех обмоток ВД.

3. Решение позволяет определить углы γ , τ_0 и, таким образом, найти угол включения тиристоров, обеспечивающий правильное функционирование системы управления ВД.

4. Метод позволяет рассчитывать электромагнитные переходные процессы ВД при изменении напряжения питания, напряжения обмотки возбуждения, а также угла включения тиристоров с целью исследования коммутационной устойчивости ВД и режима работы вентиля.

5. Решение позволяет определить добавочные потери ВД, обусловленные наличием высших гармоник в токах фаз.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аракелян А. К., Афанасьев А. А., Чиликин М. Г. Вентильный электропривод с синхронным двигателем и зависимым инвертором. — М.: Энергия, 1977.
2. Вентильные двигатели и их применение на электроподвижном составе/ Б. Н. Тихменев, Н. Н. Горин, В. А. Кучумов, В. А. Сенаторов. — М.: Транспорт, 1976.
3. Мерабишвили П. Ф., Забровский С. Г., Случанко Е. И. Аналитический метод исследования установившихся и переходных процессов в автономных инверторах. Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 6.
4. Лупкин В. М. Решение линейных дифференциальных уравнений при двухфазном коротком замыкании синхронной машины. — Электричество, 1979, № 4.
5. Лупкин В. М. Решение линейных дифференциальных уравнений двухфазного короткого замыкания синхронной машины. — Электричество, 1980, № 2.
6. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. — М.: Госэнергоиздат, 1950.
7. Ляпунов А. М. Собрание сочинений, т. II. — М.: изд. АН СССР, 1956.
8. Бреус К. А. Об одном классе линейных дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами. — Украинский математический журнал, 1960, т. 12, № 4.
9. Лютер Р. А. Расчет синхронных машин. — М.: Энергия, 1979.
10. Данилевич Я. Б., Домбровский В. В., Казовский Е. Я. Параметры электрических машин переменного тока. — М.: Наука, 1965.

Качество электроэнергии бортовых систем электроснабжения и способы его улучшения

БЕРТИНОВ А. И., доктор техн. наук, МИЗЮРИН С. Р., доктор техн. наук,
РЕЗНИКОВ С. Б., БОЧАРОВ В. В., кандидаты техн. наук, АЛЕШЕЧКИН В. А., инж.
Московский авиационный институт

Бортовым системам электроснабжения (БЭС) и синтезу их структур посвящено большое количество статей. Однако качеству электроэнергии этих систем не уделено достаточного внимания. Между тем непрерывный рост уровня мощности БЭС и повышение быстродействия ряда важных потребителей требует особого внимания к качеству электроэнергии. Поэтому целесообразна попытка систематизировать и уточнить материал по данному вопросу, а также определить основные пути в исследовании и улучшении показателей качества электроэнергии БЭС, неразрывно связанных с массо-энергетическими и надежными показателями электрооборудования. Это позволит уже на стадии проектирования создавать БЭС, удовлетворяющие по качеству электроэнергии требованиям ГОСТ и сократить объем работ при испытаниях и наладке БЭС.

Рассмотрим наиболее распространенную в настоящее время систему электроснабжения переменного тока стабильной частоты с приводом постоянной скорости и на ее примере покажем возможные пути улучшения качества электроэнергии, имеющиеся и неиспользованные в любой системе, т. е. пути улучшения качества внутри выбранной системы электроснабжения.

Ввиду относительно малой мощности канала генерирования БЭС задача сохранения показателей качества электроэнергии на допустимом уровне значительно усложняется. Стремление максимально сократить массу и габариты бортового электрооборудования практически не позволяет воспользоваться традиционными способами, применяемыми для улучшения качества электроэнергии в промышленных энергосистемах (установка регулируемых трансформаторов, конденсаторных батарей, синхронных компенсаторов и т. п.) и заставляет искать новые пути решения поставленной задачи.

Необходимо отметить, что при исследовании качества электроэнергии БЭС нерационально оперировать понятиями и величинами, определяемыми ГОСТ [Л. 1], так как в нем указываются допустимые отклонения величин в абсолютных единицах, тогда как для исследования более удобна система относительных единиц, позволяющая получать обобщенные решения. Кроме того, при использовании величин, указанных в ГОСТ, нельзя установить однозначную связь между показателями качества электроэнергии БЭС и источниками возмущений. В статье сделана попытка классифицировать основные показатели качества электроэнергии БЭС с учетом следующих особенностей: строгости определений (формул); относительности количественной оценки; максимального взаимного разграничения показателей и однозначного соответствия между показателями качества и причинами их ухудшения.

Предлагаемая система показателей, их количественных оценок и причин ухудшения приводится ниже.

1. Отклонение уровня напряжения

$$\Delta U_{\sim} = \frac{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m U_i - U_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} 100\%,$$

где i — номер фазы; m — число фаз;

$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}$ — действующее значение напряжения (в данной точке).

Для постоянного тока

$$\Delta U = \frac{U - U_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} 100\%.$$

Причины ухудшения: нестабильность и неточность системы регулирования напряжения; падение напряжения в системе распределения.

2. Отклонение от симметрии фазных напряжений (по амплитуде и фазе):

$$\Delta U_{\text{сим}} = \frac{U'_{\text{макс}} - U''_{\text{мин}}}{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m U_i} 100\%;$$

$$\Delta \varphi_{\text{сим}} = \frac{\Delta \varphi'_{\text{макс}} - \Delta \varphi''_{\text{мин}}}{2\pi/m}.$$

где $U'_{\text{макс}}$, $U''_{\text{мин}}$ — напряжения фаз с максимальными отклонениями; $\Delta \varphi'_{\text{макс}}$, $\Delta \varphi''_{\text{мин}}$ — максимальная и минимальная разности между углами фазных напряжений.

Причины ухудшения: несимметрия в распределении нагрузок; несимметрия э. д. с. и внутренних параметров источника.

3. Отклонение формы фазного напряжения: коэффициент несинусоидальности

$$K_{\text{нс}} = \frac{\sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} U_v^2}}{U} 100\%,$$

где v — порядковый номер гармоники; коэффициент амплитуды

$$K_a = \frac{U_{\text{макс}}}{\sqrt{2} U} 100\%.$$

Причины ухудшения: нелинейные нагрузки и помехи; несинусоидальность э. д. с. и нелинейность внутренних параметров источника.

4. Отклонение частоты

$$\Delta f = \frac{f - f_{\text{ном}}}{f_{\text{ном}}} 100\%.$$

Причины ухудшения: нестабильность и неточность системы регулирования частоты.

5. Коэффициент пульсаций (для систем постоянного тока):

$$K_p = \sqrt{K_{\phi}^2 - 1}; \quad K_{\phi} = \frac{U}{U_{\phi}}.$$

Причины ухудшения: циклические импульсные нагрузки и помехи; коммутация вентилей в схемах выпрямления.

6. Колебания напряжения — «всплески и провалы»:

$$\delta U = \frac{U_0^{(\max)} - \sqrt{2} U}{\sqrt{2} U} 100\%$$

при $T_b/T > \tau$, где T_b — время повторения возмущений (период огибающей); $T = 1/f$ — период напряжения; τ — относительное время, определяющее границу понятий модуляции колебаний; $U_0^{(\max)}$ — амплитуда всплеска (провала) напряжения.

Для постоянного тока

$$\delta U = \frac{U_0^{(\max)} - U}{U} 100\%.$$

Причины ухудшения: коммутация и изменение нагрузки (наброс, сброс); короткие замыкания; обрывы цепи.

7. Коэффициент амплитудной модуляции напряжения

$$K_m = 2 \frac{U_0^{\max} - U_0^{\min}}{U_0^{\max} + U_0^{\min}} 100\%$$

при $T_b/T < \tau$.

Для постоянного тока

$$K_m = 2 \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} 100\%.$$

Причины ухудшения: циклические (импульсные) нагрузки; нарушение синхронной работы генераторов.

8. Коэффициент модуляции частоты

$$K_{mf} = 2 \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} \pm f_{\min}} 100\%$$

при $T_b/T \leq \tau$.

Причины ухудшения: циклические (импульсные) нагрузки; резонанс в системе «привод—генератор».

9. Время восстановления напряжения t_b/T (инерционность системы защиты коммутации шин системы регулирования напряжения).

Показатели 1—5 характеризуют статические, а 6—9 — динамические режимы работы БЭС.

Все показатели, кроме относящихся к частоте 6 и 8, являются локальными, т. е. зависят от положения точки системы распределения, для которой производится измерение или расчет. Для оценки качества электроэнергии БЭС в целом за такую точку могут быть приняты зажимы источника (при этом не учитывается распределенное сопротивление линии).

Следует отметить, что в зависимости от характера и месторасположения источника возмущения

однозначно определяется мера и устройство для ее реализации. Так, например, колебания напряжения, вызванные запуском мощного асинхронного двигателя, нецелесообразно устранять с помощью форсировки возбуждения магистрального генератора, а достаточно лишь установить тиристорный регулятор со специальным задающим устройством, позволяющим посредством изменения с заданной скоростью угла регулирования тиристоров осуществлять плавный запуск и остановку двигателя. С другой стороны, при включении потребителей с относительно мощными блоками питания (радиолокационная система, ЦВМ, импульсные нагрузки) также возникают недопустимые колебания напряжения, которые не могут быть устранены тиристорным регулятором, так как не допускают постепенного роста напряжения на своих зажимах. В этом случае возможно применение централизованных мер, о которых говорится ниже.

Классификация причин ухудшения качества электроэнергии и мер его улучшения. Однозначное соответствие между причинами ухудшения показателей качества и мерами по его улучшению позволяет классифицировать последние с учетом накопленного опыта применительно к автономным БЭС. Меры по улучшению качества электроэнергии БЭС можно разбить на две большие группы — централизованные и децентрализованные (локальные).

В первую группу входят средства и устройства, улучшающие качество электроэнергии всей БЭС в целом (или одного из ее распределительных устройств) независимо от подключаемых нагрузок. Во вторую группу входят меры, направленные на локализацию возмущений со стороны определенной нагрузки (группы нагрузок, ухудшающей качество электроэнергии сети), либо, наоборот, на улучшение качества электроэнергии, питающей определенную нагрузку (критичную к качеству) при более низком качестве электроэнергии БЭС в целом.

По месту установки и воздействия централизованные меры могут быть разбиты на четыре подгруппы: изменение конструкции и системы управления привода постоянной скорости; изменение конструкции генератора; изменение системы возбуждения генератора и установка дополнительных устройств.

Примеры технических решений по улучшению качества электрической энергии. Рассмотрим кратко перспективы развития и применения указанных мер на некоторых примерах реализации многофункциональных мер, улучшающих одновременно несколько показателей качества электроэнергии.

Возможности существенного изменения конструкции и системы управления привода постоянной скорости практически исчерпаны (особенно в связи с появлением интегрального привода — генератора) и дальнейшее улучшение параметров и характеристик ограничено в основном трудностями технологического характера, а также увеличением стоимости (особенно эксплуатационной) и снижением надежности.

Изменение конструкции магистрального генератора является эффективной мерой, так как позволяет относительно малыми средствами добиться

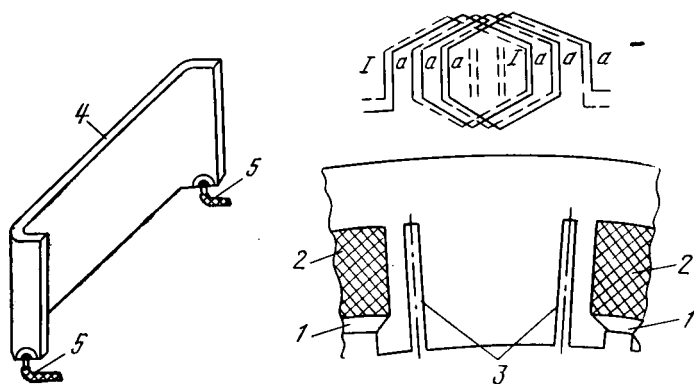


Рис. 1. Якорь синхронного генератора с экранирующими шинами, образующими дополнительные обмотки.

существенного повышения показателей качества электроэнергии.

Возможность увеличения установленной мощности магистральных генераторов становится все более реальной в связи с непрерывным снижением удельных масс $[кг/(кВ \cdot А)]$ генератора и может явиться наиболее простым и экономичным многофункциональным средством улучшения качества электроэнергии при одновременном повышении надежности БСЭС.

В качестве другого примера рассмотрим конструкцию синхронного генератора, позволяющую эффективно улучшить качество электроэнергии.

В зубцовой зоне якоря рассматриваемого генератора (см. рис. 1) между основными пазами 1, в которых расположена рабочая обмотка 2, имеются дополнительные радиальные пазы 3, в которых уложены токопроводящие немагнитные шины 4, снижающие индуктивность пазового рассеяния генератора. Шины соединены перемычками 5 в две замкнутые обмотки (одну обмотку образуют левые шины, другую — правые). Указанные замкнутые обмотки посредством циркулирующих в них токов существенно снижают несимметрию и несинусоидальность напряжений на зажимах генератора. Указанную меру целесообразно применять в сочетании с экранирующим капсулированием лобовых частей рабочей обмотки генератора и повышением эффективности демпферных контуров. Вышесказанное не охватывает всех возможностей улучшения качества электроэнергии за счет конструкции генератора.

Изменение системы возбуждения генератора направлено в основном на снижение постоянных времени системы и самой обмотки возбуждения. Указанный эффект достигается при совместном использовании сильного регулирования и удачных схемных решений.

Схема одной из таких систем возбуждения используется в бортовой системе электроснабжения с демпфирующим преобразователем (рис. 2).

Структура системы возбуждения аналогична классической трехкаскадной (подвозбудитель — возбудитель — обмотка возбуждения синхронного генератора). Однако в данной схеме применены три управляемых выпрямителя $УВВ$, $УВ1$ и $УВ2$. Для обеспечения рабочего (номинального) режима ис-

пользуются выпрямители $УВВ$ и $УВ1$, а для форсировки возбуждения и развозбуждения — выпрямители $УВВ$ и $УВ2$. Наличие тиристоров в роторе основного генератора позволяет активно проводить форсировку возбуждения и развозбуждения. При форсированном развозбуждении управляемый вращающийся выпрямитель $УВВ$ работает в инверторном режиме. Для дальнейшего улучшения указанных показателей потребуются более сложные схемы.

К дополнительным устройствам, улучшающим качество электроэнергии, можно отнести ограничивающие накопители постоянного тока, статические преобразователи, вольтодобавочные трансформаторы и др. Масса и габариты дополнительных устройств могут быть перекомпенсированы их действием, в результате чего снижаются массы и габариты другого электрооборудования, например за счет снижения установленных энергоемкостей накопителей и мощностей фильтров. Немалую роль играют здесь конструктивные и схемные решения, удачный выбор которых позволяет еще больше повысить эффективность устройства.

Предпочтение должно быть отдано параллельно подключаемым устройствам, так как выход из строя последних не приводит к отказу системы, а лишь переводит ее работу на качественно более низкий уровень. В качестве примера приведем схему демпфирующего преобразователя, используемого в автономной системе электроснабжения (см. рис. 2).

Преобразователь состоит из управляемого выпрямителя $УВ$ и зависимого инвертора $ЗИ$, соединенных друг с другом через индуктивно-емкостный накопитель $С-Др$ и подключенных к общей сети переменного тока. Перед включением мощной нагрузки подается сигнал на включение двух смежных плеч инвертора. При этом конденсаторная батарея $С$ подключается к дросселю $Др$ для накопления в последнем энергии. При включении нагрузки энергия дросселя передается в сеть через инвертор, компенсируя провал напряжения. После окончания переходного процесса производится плавная

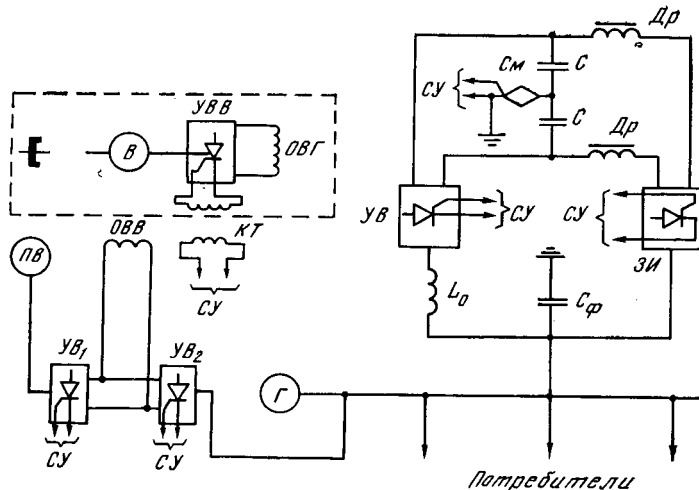


Рис. 2. Схема бортовой системы электроснабжения с демпфирующим преобразователем и быстродействующей системой регулирования напряжения.

зарядка конденсаторной батареи, и система возвращается в исходное состояние. При отключении нагрузки отпирается выпрямитель $УВ$, и конденсаторная батарея работает в режиме ограничителя уровня напряжения, препятствуя появлению «всплеска».

При подключении средней точки конденсаторной батареи к нулевому проводу (корпус) сети возможно также использование преобразователя $Е$ — качестве симметрирующего устройства, так как он может работать по тому же принципу по каждой фазе в отдельности.

Вместо конденсаторной батареи может использоваться аккумуляторная батарея, наличие которой характерно для рассматриваемых транспортных средств.

Представляет интерес вариант совместного использования возбуждения с повышенным быстродействием и демпфирующего преобразователя. Экспериментальные и расчетные данные подтверждают справедливость высказанного. В такой системе удается на порядок сократить время переходного процесса и устранить перерегулирование [Л. 2].

Кроме уменьшения колебаний и несимметрии напряжений рассматриваемая система электроснабжения позволяет также устранить модуляцию частоты. При этом преобразователь должен работать в противофазе с частотой модуляции (частотой колебаний привода). Помимо указанных показателей качества рассмотренный демпфирующий преобразователь позволяет также существенно улучшить коэффициент модуляции, коэффициент амплитуды K_a и время восстановления напряжения $t_{в/Т}$.

Децентрализованные меры, как уже указывалось ранее, могут быть разбиты на две группы: меры по ослаблению влияния сети на потребителя (прямого действия) и меры по ослаблению влияния потребителей на сеть (обратного действия).

Сюда входят три основных типа устройств: параметрические преобразователи, преобразователи с промежуточным накоплением энергии и фильтры (прямого и обратного действия). В отличие от параллельных централизованных устройств эти преобразователи включаются последовательно, что позволяет приблизить их установленную мощность к мощности данного потребителя, снижая, однако, его надежность.

Действие параметрических преобразователей основано на изменении их параметров или на перераспределении токов таким образом, что вне зависимости от режима работы устройства (холостой ход, номинальная нагрузка или короткое замыкание) его входное сопротивление не изменяется. К таким устройствам, например, относится, так называемый индуктивно-емкостный преобразователь с определенным соотношением параметров [Л. 2 и 3].

Преобразователь с промежуточным накопителем энергии позволяет поддерживать качество напряжения на зажимах какого-либо потребителя в заданных пределах независимо от качества электроэнергии питающей сети. Преобразователи этой подгруппы выполняются обычно по следующей

структуре: преобразователь, стабилизирующий потребляемую мощность, — выпрямитель — емкостный (индуктивный) накопитель-инвертор [Л. 3 и 4].

Фильтры могут быть прямого и обратного действия. Если первые ограничивают воздействие сети на потребителей и ничем не отличаются от общеизвестных, то вторые ограничивают влияние потребителя на сеть [Л. 5].

Следует отметить, что рекомендованные технические решения позволяют улучшить качество электроэнергии в широких пределах. Однако уровень его улучшения определяется главным образом экономическими соображениями. Определение полных затрат на систему электроснабжения с исходным и повышенным качеством электроэнергии является очень сложной задачей, для решения которой необходимо знать не только структуру БЭС, но и внутреннюю структуру потребителей, например выполнение блоков питания. Решение указанной задачи может быть облегчено использованием расчетных формул и кривых, приведенных в [Л. 6], с помощью которых определяется ожидаемое улучшение массогабаритных и надежности показателей бортового радио- и электрооборудования при повышении качества электроэнергии.

Результаты экспериментальной оценки технических решений. Для экспериментальной проверки эффективности рассмотренных в статье мер по улучшению качества электроэнергии согласно рис. 2 был собран макет системы электроснабжения. При этом было использовано следующее оборудование: генератор мощностью 30 кВт с частотой 400 Гц; стационарная LR -нагрузка мощностью 10 кВт·А с $\cos \varphi = 0,8$; коммутируемая LR -нагрузка мощностью 5 кВт·А с $\cos \varphi = 0,8$ (в варианте с симметрией и с несимметрией на 40%); нелинейная (выпрямительная) нагрузка мощностью 5 кВт; импульсный вторичный источник питания со среднециклической мощностью 2 кВт и рабочей частотой 10 Гц.

Результаты эксперимента сведены в таблицу, где приведены показатели качества электроэнергии на зажимах генератора при поочередном применении наиболее эффективных централизованных и локальных мер по их улучшению.

Показатели качества, %	Значения показателей до применения мер	Значения показателей после применения мер			
		Улучшение параметров и конструкции генератора	Повышение быстродействия системы регулирования	Подключение демпфирующего преобразователя	Последовательное включение преобразователей
ΔU	9	2	2	2	2
$\Delta U_{\text{сим}}$	6,1	4,2	6,1	1,5	6,1
$K_{\text{ис}}$	10	7	10	9	3
K_a	1,8	1,5	1,8	1,43	1,42
Δf	3	3	3	3	3
K_{Π}	10	0,6	(подключение аккумулятора)		
δU	45	38	40	5	3
K_M	2,1	26	1,5	1	0,5
K_{Mf}	1,4	1,4	1,4	0,45	0,3
$t_{в/Т}$	22	19	8	5	4

Выводы. 1. При выборе и проектировании устройства для улучшения качества электроэнергии

бортовых систем электроснабжения предпочтение должно быть отдано многофункциональным устройствам, позволяющим воздействовать на несколько показателей качества.

2. Наиболее эффективными централизованными мерами повышения качества электроэнергии БЭС являются улучшение параметров конструкции и системы регулирования магистрального генератора и параллельное включение демпфирующего преобразователя, а локальными мерами последовательное включение преобразователей параметрического типа или с промежуточным накоплением энергии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 19705-74. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов.

2. Зарядка накопительного конденсатора через индуктивно-емкостный преобразователь/ Бертинов А. И., Бочаров В. В., Мизюрин С. Р. и др. — Электричество, 1976, № 10.

3. Исследование совместной работы импульсного источника вторичного питания с сетью переменного тока соизмеримой мощности/ Бертинов А. И., Бочаров В. В., Мизюрин С. Р. и др. — Электричество, 1974, № 12.

4. Импульсные вторичные источники питания/ Бочаров В. В., Мизюрин С. Р., Резников О. Б. и др. — Электричество, 1977, № 6.

5. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий. — М.: Энергия, 1974.

6. Лазарев И. А. Синтез структуры систем электроснабжения летательных аппаратов. — М.: Машиностроение, 1976.

[18.09.79]

УДК 621.313.001.57.001.4

К моделированию электромагнитных процессов в электрических машинах

КОПЫЛОВ И. П., доктор техн. наук, КУЛИКОВ А. А., канд. техн. наук
Москва

Методы моделирования электромагнитных процессов в электрических машинах многие десятилетия развивались под ограничивающим влиянием средств, а, следовательно, и методов счета. Поэтому классическая теория машин в основном базируется на методах линейной электротехники: широко использовании принципа наложения, методов векторных диаграмм и комплексных чисел, введения в расчетные методики коэффициентов, характеризующих электрические и магнитные свойства активных материалов. Применение этих методов при количественном анализе работы электрических машин, которые могут быть и существенно нелинейными системами, приводит иногда к большим ошибкам [Л. 1 и 2].

Условимся считать нелинейным элементом системы такой элемент, состояние которого описывается уравнением с коэффициентом, зависимым от функции. Параметрическим элементом будем называть такой элемент, состояние которого описывается уравнением с коэффициентом, зависимым от аргумента этого уравнения. В электрических машинах таким аргументом может быть время t или любая другая величина, однозначно определяемая временем, например, угол поворота ротора относительно статора ωt , частота вращения ротора n и т. д.

Характерным параметрическим элементом электрической машины является при принятой ниже системе аналогий магнитное сопротивление магнитопровода между статором и ротором машины, если в нем невозможно насыщение. Возможен и нелинейно-параметрический элемент машины, некоторый параметр которого зависит как от функции, так и от аргумента уравнения, описывающего его состояние.

В системе хотя бы с одним нелинейным элементом применение принципа наложения неправомерно, тогда как в системе с параметрическими

элементами применение метода наложения справедливо. Расчет электрических машин на уровне трехмерной системы, т. е. расчет полей с доведением решений до чисел, в принципе возможен: аналитическим способом, т. е. выражением решения уравнений в частных производных через элементарные (табличные) функции и их арифметические комбинации; численным способом по методу сеток, что возможно практически лишь на ЦВМ; методом интегральных уравнений и другими «искусственными» методами; на моделях с непрерывной средой; на электрических сетках.

Аналитический способ возможен лишь для расчета полей элементарных геометрических форм — по существу лишь для тел вращения. Для целей расчета полей в машинах он практически неприменим. Численный способ, на который обычно возлагают особые надежды расчетчики приблизительно знакомые с этим методом, также в «чистом» виде вряд ли перспективен потому, что он даже при существенных допущениях (применение принципа наложения, пренебрежение магнитным сопротивлением части пути рабочего магнитного потока, разделением единого магнитного поля на части или составляющие и т. д.) весьма громоздок, и при многих сотнях, а иногда и тысячах итераций решение часто расходится [Л. 3] и приходится применять методы более точного определения первого приближения для граничных условий или принципы системного подхода к расчету (использование модульного программирования, банка данных единой системы идентификаторов и т. д.). Все это требует также больших затрат квалифицированного труда инженеров и математиков. Различные «искусственные» методы расчета полей, например, метод интегральных уравнений Г. А. Гринберга, сложны с математической точки зрения и не отражают физической сущности анализируемых процессов.

Метод моделей с непрерывной средой для рассматриваемых целей, видимо, не применим в основном потому, что в такие модели практически невозможно включить нелинейные и параметрические функциональные преобразователи. Кроме того, в этих моделях весьма затруднительно измерить вторую независимую величину характеристики поля (обычно — ток). В моделях с твердой средой (фольга, электротехническая бумага и т. д.) это сделать затруднительно по вполне понятным причинам, но и в моделях с жидкой средой все попытки применить для измерения плотности тока, например, рамку Габера, удовлетворительного эффекта не дали.

Наиболее рациональным и перспективным методом расчета трехмерных полей с нелинейными и параметрическими элементами и, в частности, методом расчета электрических машин и аппаратов является метод электрических сеток С. А. Гершгорина, особенно при возможности автоматизировать часть наиболее трудоемких операций процесса решения (расчет коэффициентов модели поля и функциональных преобразователей нелинейных, а в некоторых случаях и параметрических элементов, считывание результатов решения в узловых точках и ветвях моделей элементарных объемов и т. д. [Л. 4]). Однако сетки, выпускаемые отечественной промышленностью, для области поля обычно линейны и практически двумерны, поэтому для моделирования процессов в электрических машинах они мало пригодны.

Прежде чем сформулировать требования к электрической сетке для моделирования электромагнитных процессов в электрических машинах, кратко опишем основные по функциональному признаку элементы таких машин и аппаратов. В наиболее простом виде эти элементы представлены на рис. 1, а для магнето и на рис. 1, б для синхронной машины. На этих рисунках цифрой 1 обозначен индуктор машины, который является источником магнитного поля. В случае электромагнитного возбуждения м. д. с. его обычно линейна (прямая 1 на рис. 2), искривляясь лишь при заметном насыщении магнитопровода индуктора. В случае создания основного поля постоянным, обычно стабилизированным магнитом, кривая его размагничивания уже принципиально и существенно нелинейна (см. кривую 2 на рис. 2). Магнитный поток якорной обмотки является реакцией электрической машины на изменение потока ее индуктора. В случае расчетного анализа машин на линейном уровне можно определять э. д. с., наводимую магнитным полем в якорной обмотке. Если изменяющийся во времени магнитный поток пронизывает витки w этой обмотки, как это бывает в трансформаторах и магнето, то для определения э. д. с. удобно пользоваться законом электромагнитной индукции:

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt},$$

если же проводники якорной обмотки перемещаются относительно поля индуктора или наоборот, как это происходит на рис. 1, б, то более удобна другая формулировка этого же закона:

$$e = Blv \text{ или, точнее } de = \vec{B}[\vec{dl} v].$$

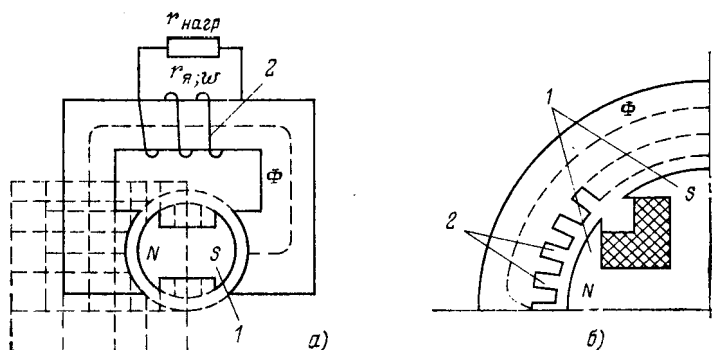


Рис. 1. Магнитно-электрические системы магнето (а) и синхронной машины (б).

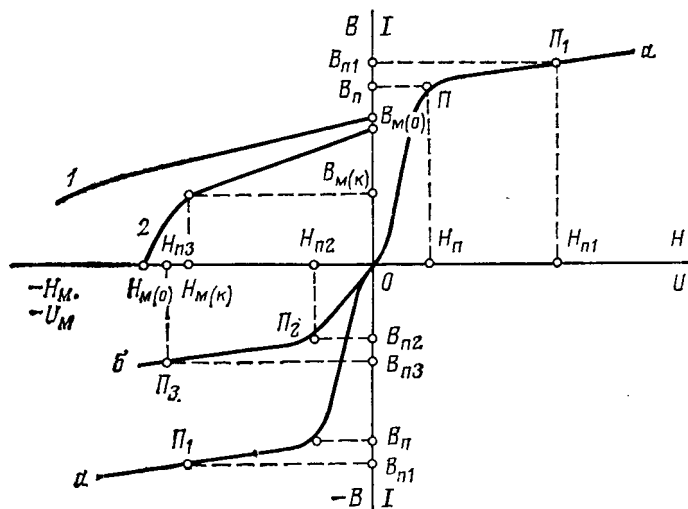


Рис. 2. Кривые размагничивания материала индуктора $B(-H)$ и намагничивания материала магнитопровода $B(H)$, а также вольт-амперные характеристики их электрической модели $I(-U_M)$ и $I(U)$.

Если же при расчете рабочего состояния электрической машины предполагается учесть хотя бы один нелинейный элемент, то при анализе системы «индуктор — магнитопровод — якорь» необходимо сразу определять ток якорной обмотки, но не ее э. д. с. Индуктор и якорь машины разделены пространством с магнитным полем — магнитопроводом — которое может быть представлено элементарными объемами с линейными, нелинейными, параметрическими и нелинейно-параметрическими элементами при изотропной или анизотропной среде.

Как показано в [Л. 5], аналитический или графический анализ подобных систем даже в самом простом варианте, часто и в настоящее время производится с весьма существенными ошибками. Немаленькие погрешности в расчетах конкретных магнитных систем допускаются некоторыми исследователями, применяющими в таких расчетах принцип наложения [Л. 2]. Настало время переходить к более строгим и объективным методам расчета электрических машин и аппаратов, при которых рассчитываемые системы должны рассматриваться как трехмерные (объемные) с учетом их нелинейных и параметрических элементов. Одним из наи-

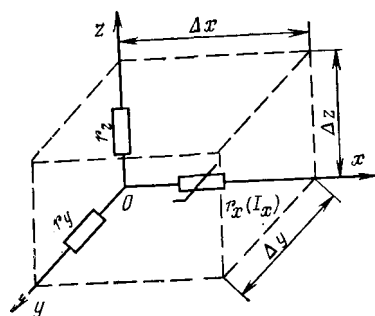


Рис. 3. Элементарный объем пространства с полем в прямоугольной системе координат и электрическая схема его замещения.

более важных требований к такой методике должна быть простота, для того чтобы при ее использовании инженеру не требовалась бы помощь высококвалифицированных математиков.

Перечисленные элементы электрической машины достаточно просто моделируются на нелинейной электрической сетке. Элемент такой r -сетки представлен на рис. 3. Однако при этом рассчитываются поля проводимости, в то же время для электрических машин надо рассчитывать также магнитные поля, а для некоторых машин при сравнительно высоких напряжениях еще и электростатические поля; поэтому необходимо ввести удобную (привычную и наглядную) для инженеров-электриков систему аналогий между тремя типами полей. Известно, что

$$\vec{\delta} = \frac{I}{s}; \quad \vec{B} = \frac{\Phi}{s}; \quad \vec{D} = \frac{Q}{s};$$

где $\vec{\delta}$ — вектор плотности тока; $\vec{B}$ и $\vec{D}$ — векторы магнитной и электростатической индукции соответственно. Поскольку электрическая сетка представляет поле разветвленной цепи, от характеристик поля необходимо перейти к аналогичным характеристикам цепи, имея в виду две независимые переменные, характеризующие цепь проводимости — напряжение U_g и ток I , магнитную цепь Φ и F , а также цепь с электростатическими элементами Q и U_c .

Учитывая принятую систему аналогий между цепями, а также принципы замены непрерывной среды электрической сеткой, можно ввести понятия и математические формулировки зависимостей, подобных двум законам Кирхгофа и закону Ома, которые всегда и вполне однозначно описывают состояние электрических и магнитных цепей. Два закона Кирхгофа для цепей проводимости удобно представить в виде

$$\sum_{k=1}^n I_k = 0; \quad \sum_{k=1}^n E_k = \sum_{k=1}^m \frac{I_k I_k}{\gamma_k s_k}; \quad (1)$$

для магнитных цепей

$$\sum_{k=1}^n \Phi_k = 0; \quad \sum_{k=1}^n F_k = \sum_{k=1}^m \frac{\Phi_k I_k}{\mu_k s_k}; \quad (2)$$

для электростатических цепей

$$\sum_{k=1}^n Q_k = 0 \text{ при } Q_{\text{нач}} = 0; \quad \sum_{k=1}^n U_{Ck} = \sum_{k=1}^m \frac{Q_k I_k}{\epsilon_k s_k}. \quad (3)$$

Здесь γ — удельная проводимость; μ — магнитная проницаемость; ϵ — диэлектрическая проницаемость; l и s — длина и сечение элементарного объема с полем.

Функциональная зависимость между двумя характеристиками соответствующих цепей определяется законом Ома, который можно записать в двух формах: рациональной $I(U_g)$, $\Phi(F)$ и $Q(U_c)$ и, хотя и привычной, но нерациональной:

$$I = \frac{U_g}{r(I)}; \quad \Phi = \frac{F}{R(\Phi)} \text{ и } Q = C(U_c) U_c.$$

Обоснование принятой системы аналогий, а также законов Кирхгофа и Ома, дано в [Л. 6].

В законе Ома для нелинейных цепей при рациональной форме его записи вид соответствующих характеристик как раз и определяется соответствующими (электрическими, магнитными) свойствами активных материалов машины. Вводить при этом дополнительный нелинейный параметр, например, нелинейное сопротивление $r(I)$ или емкость $C(U_c)$ нерационально. Однако в некоторых случаях, например, при записи систем уравнений, определяющих состояние физической системы, пользоваться этими понятиями $[r(I), C(U_c) \text{ и } R(\Phi)]$ удобно, так как уравнения принимают привычный и компактный вид.

Перечислим наиболее важные требования, которым должна удовлетворять сеточная модель для того, чтобы на ней можно было удобно рассчитать поля, характерные для электрических машин:

сетка модели должна состоять из отдельных взаимозаменяемых блоков;

электрическая схема каждого блока сетки должна позволять включать резисторы и функциональные преобразователи (ФП) по всем трем координатам декартовой системы координат;

должна быть предусмотрена возможность стыковки электрических схем всех блоков по любой из трех координат, что позволит «подгонять» вид сетки под конфигурацию моделируемого поля;

электрическая схема каждого узла сетки (моделирующего элементарный объем пространства с полем) должна обеспечивать включение по всем трем координатам, помимо резистора, еще и амперметр для того, чтобы можно было реализовать принятую систему аналогий в явном виде;

электрическая схема сетки должна предусматривать подключение вольтметра не только к любым ее узлам, но и к концам любого резистора или ФП, для контроля электрической схемы узла сопротивлений резисторов, а также характеристик ФП;

должна быть предусмотрена возможность подключения к любым узлам сетки «стоков» и «источков» поля;

резисторная сетка должна состояться из элементов «гнездо — штепсель» (штеккер), для того чтобы можно было менять сопротивления резисторов не менее чем на 6 порядков;

конструкция штекселей должна иметь три фиксированных состояния: короткое замыкание ($r=0$), номинальное сопротивление ($r=r_{\text{ном}}$) и разрыв цепи ($r=\infty$); последнее позволяет, помимо прочего,

отсоединить электрически любую часть схемы сетки для ревизии;

электрическая схема сетки должна позволять подключение, помимо резисторов, и других пассивных (индуктивные катушки и конденсаторы) и активных элементов (источники э. д. с. и тока).

Имея в виду основные свойства цепей с нелинейными элементами, а также особенности их работы в моделях поля, можно сформулировать основные требования к ФП типа $I(U)$:

преобразователи должны быть двухполюсниками для того, чтобы ими можно было заменить любой резистор сетки;

преобразователи должны работать в сетке совершенно одинаково при любой полярности входного сигнала, поскольку направление вектора поля заранее неизвестно;

вольт-амперные характеристики ФП, предназначенные для имитации источников поля (магнитов и свободных электрических зарядов) должны иметь падающий вид, а вольт-амперные характеристики ФП, предназначенные для моделирования участков пространства с полем и без его источников, должны проходить через начало координат;

резкое изменение параметров одних ФП или сопротивлений резисторов не должно влиять на вид вольт-амперных характеристик всех остальных ФП, соединенных в одну сетку или цепь.

На рис. 3 для примера приведена электрическая схема замещения элементарного объема $\Delta V = \Delta x \Delta y \Delta z$ в случае, когда вектор поля направлен вдоль оси x . Задав масштабы для магнитного поля,

$$M_F = \frac{U_R}{F}, \quad M_\Phi = \frac{I}{\Phi} \quad \text{и} \quad M_R = \frac{M_F}{M_\Phi} = \frac{r}{R}, \quad (4)$$

где R — магнитное сопротивление участка магнитной системы машины, и для электростатического поля:

$$M_Q = \frac{I}{Q}; \quad U_c = \frac{U_g}{M_U} \quad \text{и} \quad M_c = \frac{M_Q}{M_U} = \frac{1}{rC}, \quad (5)$$

можно подсчитать линейные сопротивления схемы замещения элементарного пространства с полем. Например, если элемент пространства с полем рис. 3 находится в магнитопроводе электрической машины с ферромагнитным материалом и вектор магнитной индукции направлен по оси x , то электрические сопротивления по осям y и z будут линейными. Учитывая масштабы (4), их легко определить по формулам:

$$r_y = M_R \frac{1}{\mu} \frac{\Delta y}{\Delta x \Delta z}, \quad r_z = M_R \frac{1}{\mu} \frac{\Delta z}{\Delta x \Delta y}. \quad (6)$$

Поскольку в элементе пространства с полем рис. 3 по оси x возможно насыщение, то нелинейное сопротивление $r_x(I_x)$ удобно имитировать функциональным преобразователем рис. 4, а. Учитывая вид характеристик намагничивания мягких ферромагнитных материалов, представленных на рис. 2 кривой $a-a$, можно еще до расчета поля настроить ФП. Параметры ФП рис. 4 а определя-

ются по формулам:

$$r_{0j} = M_R \frac{\Delta x}{\Delta y \Delta z} \frac{H_{nj}}{B_{nj}}; \quad (7)$$

$$r_{1j} = r'_{1j} = M_R \frac{\Delta x}{\Delta y \Delta z} \frac{(H_{mj} - H_{nj})}{(B_{mj} - B_{nj})} - r_{0j}; \quad (8)$$

$$E_{1j} = M_\Phi \Delta y \Delta z B_{nj} r_{1j}, \quad (9)$$

где B_{nj} и H_{nj} — координаты первой, от начала координат, точки излома характеристики, аппроксимирующей кривую намагничивания магнитно-мягкого ферромагнитного материала j -го участка магнитной системы электрической машины и т. д.

Если кривую намагничивания ферромагнитного материала аппроксимировать не двумя, как показано на рис. 2, а тремя и более отрезками прямой, то в схеме рис. 4, а следует добавить последовательно еще одну или, соответственно, более частей электрической схемы ФП, заключенной между узлами 1 и 2.

Для имитации нелинейных характеристик источников поля (постоянных и электромагнитов), а также заряженных тел удобно пользоваться ФП, схема которого представлена на рис. 4, б.

Для настройки этого ФП, т. е. выбора числовых значений резисторов r_{0j} , r_{1j} и опорных э. д. с. E_{0j} , E_{1j} , также не требуется знания математического описания поля. При принятой системе аналогий и масштабах (4) кривая размагничивания стабилизированного магнита (кривая 2 на рис. 2) имитируется вольт-амперной характеристикой ФП рис. 4, б при следующих параметрах:

$$E_{0m} = M_F I_m H_{m0}; \quad (10)$$

$$r_{0m} = M_R \frac{I_m}{s_m} \frac{[H_{m0} - H_{mK}]}{B_{mK}}; \quad (11)$$

$$r_{1m} = M_R \frac{s_m}{s_m} \frac{H_{mK}}{[B_{m0} - B_{mK}]} - r_{0m}; \quad (12)$$

$$E_{1m} = M_\Phi s_m B_{mK} r_{1m}, \quad (13)$$

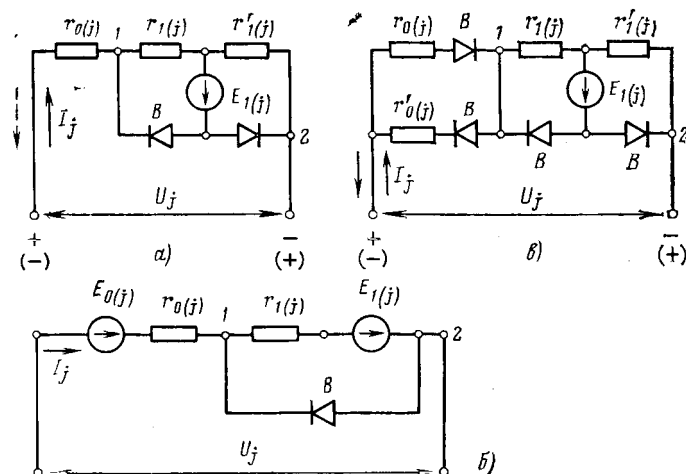


Рис. 4. Электрические схемы функциональных преобразователей для моделирования элементов конструкции с мягким и изотропным ферромагнитным материалом (а), твердым ферромагнитным материалом — постоянным магнитом (б); мягким ферромагнитным материалом — постоянным магнитом (в).

где l_m и s_m — длина и сечение магнита или его элемента соответственно; H_{m0} — коэрцитивная сила магнита; H_{mk} и B_{mk} — абсцисса и ордината точки K — точки перелома кривой размагничивания постоянного магнита.

Работа этих схем (но не формулы определения параметров) описана в [Л. 2].

В случае электромагнитного возбуждения характеристика размагничивания индуктора обычно является прямой линией (прямолинейный участок кривой 1 на рис. 2). Для имитации его в сеточной модели достаточно иметь E_{0j} и r_{0j} схемы рис. 4, б.

Если материал магнитопровода анизотропен по направлению разных координатных осей рис. 3, то в модели электромагнитного объема по осям устанавливаются ФП рис. 4, а с соответственно разными значениями параметров r_{0j} , r_{1j} , E_{1j} . Однако, если магнитная проницаемость зависит от направления вектора поля по одной и той же координате, как это показано на рис. 2 кривой намагничивания а—б, то в схеме замещения элементарного объема пространства с полем должен быть установлен ФП рис. 4, в.

Разработанная в соответствии с изложенными требованиями трехмерная нелинейная сетка содержит шесть блоков для решения уравнений математической физики, блок питания и расчетный стол для моделирования стационарных процессов в нелинейных цепях. В качестве источников регулируемого напряжения в блоке питания (см. E_{0j} и E_{1j} на рис. 4, б) применены стабилизированные выпрямители типа ВСП-200, которые позволяют устанавливать любое напряжение от нуля до 200 В, при токе до 0,2 А и внутреннем сопротивлении 2 Ом. Источниками опорных э. д. с. E_{1j} на схемах рис. 4, а и б являлись полупроводниковые стабилизаторы регулируемого напряжения последовательного (12÷14 В) и параллельного (18÷20 В) типа с максимальным током нагрузки 0,1÷0,2 А, внутреннее сопротивление которых составляет десятки доли ома. Омические сопротивления r_{0j} , r_{1j} на схемах рис. 4 можно набирать в сетке двумя последовательно соединенными резисторами типа С5—5—5 Вт ($r \pm 0,2\%$), впаянными для удобства набора схемы в штепсели типа ШТПЗ—6,5 (ГОСТ 6865—54).

Если сетка модели оборудована ФП типа $I(t)$

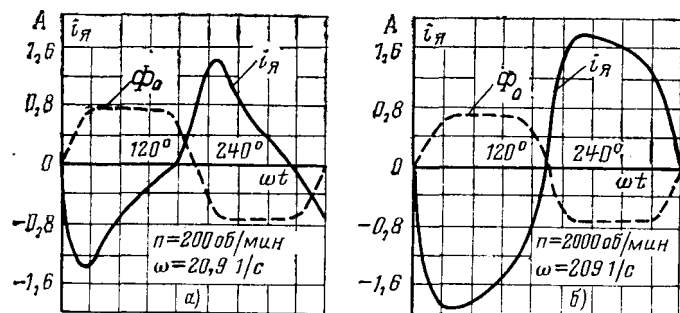


Рис. 5. Кривые тока $i_a(\omega t)$, наведенного в якорной обмотке магнето при сравнительно малой (а) и большой (б) частоте вращения ротора. Штриховой линией показана зависимость потока в сердечнике якорной обмотки на холостом ходу $\Phi_0(\omega t)$.

или $I(\omega t)$ [Л. 7], то для определения тока якоря i_a можно применять дифференцирующие схемы непосредственно. Однако многие модели промышленного производства, например МН-7, МН-10, не имеют таких ФП. В этом случае расчет тока якоря $i_a(\omega t)$ возможен и на цифровых машинах по методике [Л. 8], если воспользоваться формулой приближенного интегрирования, например пятиточечной:

$$\frac{d\Phi_0}{d\omega t} = \frac{2}{3h} (\Phi_1 - \Phi_{-1}) - \frac{1}{12h} (\Phi_2 - \Phi_{-2}), \quad (14)$$

где Φ_{-2} , Φ_{-1} , Φ_0 , Φ_1 , Φ_2 — пять рядом стоящих значений магнитного потока сердечника якоря (рис. 1, а) при дискретном изменении ωt с шагом h , равным обычно 2—10°.

Наиболее эффективно и рационально подобная методика реализуется на аналого-цифровых комплексах [Л. 4]. Но, если сеточный интегратор и ЦВМ не оборудованы аналого-цифровым и цифро-аналоговым преобразователями, подобные задачи можно с успехом решать и при раздельной работе АВМ и ЦВМ. Поскольку функцию $\Phi(t)$ или $\Phi(\omega t)$, равно как и $R(\omega t)$ или $G = R^{-1}(\omega t)$, легко снять на сетке для дискретных значений времени или угла поворота ротора машины относительно ее статора [Л. 8].

Следует обратить внимание на нерациональность методики, при которой разлагается в гармонический ряд функция: $R(\omega t)$ или $G(\omega t)$ [Л. 9], поскольку сложность задачи состоит не в том, чтобы сделать это разложение, а в том, чтобы расчетным путем определить эту функцию. В [Л. 10] решена аналогичная задача, только в более широком объеме: один из параметров якорной обмотки принят не только параметрическим, как в [Л. 9], но нелинейно-параметрическим $L(\omega t, i)$, а кривая э. д. с. рассчитана не только при разложении кривой $\Phi(\omega t)$ в ряд Фурье, но и для сравнения, при задании ее таблицей с последующим дифференцированием по приближенной формуле (14). При этом способ представления $\Phi(\omega t)$ и $L(\omega t, i)$ таблицей предпочтительнее аппроксимации гармоническим рядом, так как точнее вычисляется производная даже при 11 гармониках и шаге изменения $\omega t = 5^\circ$ и меньше примерно в 3 раза затраты машинного времени.

Нетрудно видеть (см. рис. 5), что при несинусоидальных токах в якорной цепи машины, что может явиться следствием как несинусоидальности рабочего потока $\Phi(\omega t)$, так и нелинейности отдельных элементов электрической машины (обычно это связано с насыщением ее магнитопровода), характер несинусоидальности кривых $i_a(\omega t)$ зависит также и от частоты вращения ротора машины. Конечно пользоваться в подобных случаях методом векторных диаграмм, понятиями реактивных сопротивлений от потоков рассеяния и от действия реакции якоря совершенно нерационально. Более того, как следует из кривой $i_a(\omega t)$, на участке $160^\circ < \omega t < 200^\circ$ рис. 5 и сама «реакция» якоря может быть как размагничивающей, так и подмагничивающей при одном и том же характере нагрузки, в данном случае чисто активной. Конечно в опре-

деленных границах характер реакции якоря (подили размагничивающей) может измениться в нелинейных и несинусоидальных системах и от величины сопротивления якорной цепи [Л. 11].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Паластин Л. М. Физические особенности индуктивных сопротивлений добавочного рассеяния явнополюсных синхронных машин. — Электричество, 1975, № 3.
2. Куликов А. А. Электрические схемы, воспроизводящие основные нелинейности магнитных систем электрических машин и аппаратов. — Изв. вузов. Электромеханика, 1971, № 7.
3. Алексидзе М. А., Пертая К. В., Попов В. В. Исследование влияния вида граничных условий на сходимость численного расчета трехмерного магнитного поля методом секток. — Изв. вузов. Электромеханика, 1978, № 12.
4. Козлов Э. С., Сергеев Н. П., Николаев Н. С. Автоматизация процессов решения краевых задач с помощью сеточных АЦВМ. — М.: Энергия, 1974.
5. Мастяев Н. З. К расчету магнитных систем с постоянными магнитами. — Электричество, 1973, № 2.

6. Куликов А. А. Методика полного электромагнитного расчета систем с индукционной катушкой при периодически изменяющейся электрической схеме. — Электричество, 1979, № 9.

7. Вычислительная техника в инженерных и экономических расчетах/ Под ред. Анисимова Б. В. — М.: Высшая школа, 1975.

8. Куликов А. А. Расчет магнитной и электрической цепей машин с постоянными магнитами в стационарном и нестационарном режимах. — Электричество, 1975, № 8.

9. Балагуров В. А., Ледовский А. Н., Сугробов А. М. Определение высших гармоник напряжения и тока трехфазных индукторных генераторов. — Электричество, 1975, № 2.

10. Куликов А. А., Петровица Н. Д. Сравнительная оценка математических описаний электрических процессов в первичной цепи магнето и методики их реализации на цифровых ЭВМ. — Труды НИИАП, 1969, вып. 7.

11. Копылов И. П. Применение вычислительных машин в инженерно-экономических расчетах. (Электрические машины) — М.: Высшая школа, 1980.

[04.09.80]

УДК 621.314.6.078.001.57

Выпрямитель в полууправляемом режиме

ИСХАКОВ А. С., канд. техн. наук

Северодвинск

Введение. Полууправляемые режимы работы возникают, как известно, в m -фазных выпрямителях при изменении угла отпирания α в пределах $(\pi/2 - \pi/m) < \alpha < (\pi/2 + \pi/m)$ при наличии обратного диода, в несимметричных схемах выпрямления (преимущественно в однофазных) и при активной нагрузке. Такие режимы используются для повышения коэффициента мощности выпрямителей, в системах возбуждения электрических машин и т. д., однако они сравнительно мало исследованы. Особенно недостаточно изучена динамика замкнутых систем с полууправляемыми выпрямителями. Так, в [Л. 1—3] вопросы динамики полууправляемых выпрямителей не нашли отражения. В [Л. 4 и 5] рассмотрена линейная модель полууправляемого выпрямителя с вертикальной системой управления, в [Л. 6] анализируется система стабилизации выходного напряжения выпрямителя с интегральной системой управления.

Исследование указанных вопросов имеет практическое и теоретическое значение вследствие широкого использования полууправляемого режима, а также в связи с нелинейными свойствами выпрямителей вообще и полууправляемых в частности. Эти свойства для последних, например, проявляются в ограничении области устойчивой работы по сравнению с непрерывным режимом для выпрямителей с интегральной системой управления [Л. 6 и 7].

В данной статье дано математическое описание замкнутой системы с полууправляемым выпрямителем, включенным на непрерывную линейную часть произвольного порядка, с помощью метода переменных состояния (фазового пространства). Этот метод позволяет описать динамику выпрямителя нелинейным векторным разностным уравне-

нием и таким образом получить математическую модель системы, адекватную для любых отклонений. Заметим, что широко используемый метод анализа выпрямителей с помощью z -преобразования [Л. 2 и 3] применим только для решения линейной задачи.

Принятые допущения: идеальность вентилях, отсутствие индуктивностей на стороне переменного тока, система питающих напряжений симметрична и синусоидальна.

Разностные уравнения замкнутой системы. С целью наглядности математического описания представим замкнутую систему в виде функциональной схемы (рис. 1), в которой роль выпрямителя играет совокупность ключей K_j , где $j = 1, 2, \dots, m$, которые по очереди замыкают вход непрерывной линейной части на соответствующее напряжение питания u_j , представляющее собой периодическую функцию с периодом $T = 2\pi/\omega$, где ω — круговая частота напряжения u_j . Замыкаются ключи по сигналу системы управления (СУ), а размыкаются в фиксированные моменты времени, обычно соответствующие моментам перехода напряжения питания через нуль. Сигнал на размыкание ключа условно показан пунктиром со стороны непрерывной линейной части (НЛЧ). Диаграммы работы выпрямителя приведены на рис. 2. Наиболее широко применяются системы управления двух типов — синхронные или вертикальные, в которых производится непосредственное измерение угла α обычно относительно точек естественной коммутации, и асинхронные или интегральные, которые измеряют период T_n между очередными замыканиями j -го и $(j+1)$ -го ключей, в этом случае $\alpha_{n+1} = \alpha_n + T_n - T_{n-1}$.

Регулирование выпрямителя в полууправляемом

Решение уравнения (5) имеет вид:

$$y_i(n) = \frac{g_i}{1-d_i} + \left(y_{i0} - \frac{g_i}{1-d_i}\right) d_i^n, \quad (6)$$

где $y_{i0} = y_i(0)$ — начальное условие.

Сумма y_i определяет выходной сигнал линейной части

$$y_i(n) = \sum_{i=1}^k y_i(n). \quad (7)$$

Суммирование можно производить графически, для этого в координатах yy осуществляют итерационное решение уравнений вида (5), состоящее в построении функций $f_i = d_i y + g_i$ и последовательном вычислении по y_{i0} значений y_{i1}, y_{i2} и т. д. Точка пересечения f_i с биссектрисой угла является координатой установившегося состояния, которая характеризуется равенствами $y_{in} = y_{i, n+1}, \alpha_n = \alpha_{n+1}$. Иллюстрация подобного построения дана в [Л. 8].

Рассмотрим интегральную систему управления. Измерение интервала T_n производится по закону [Л. 8]:

$$\frac{1}{T_c} \int_0^{T_n} (X - y) dt = X_0,$$

где T_c — постоянная времени интегратора; X_0 — сигнал уставки.

В установившемся режиме $T_n = T$ и выражение для регулировочной характеристики имеет вид

$$Y = \frac{1}{T} \int_0^T y dt = X - \frac{T_c}{T} X_0. \quad (8)$$

Подчеркнем, что среднее значение выходной координаты при $\omega = \text{const}$ определяется только управляющими сигналами X и X_0 и не зависит от искажения напряжения питания, а также от режима выпрямителя (непрерывный, полупроводяемый и т. д.). В этом заключается основное преимущество интегральных систем управления по сравнению с вертикальными. При формировании сигнала X_0 пропорционально интервалу дискретности T регулировочная характеристика, как это следует из (8), становится полностью инвариантной к возмущениям со стороны питания и вариациям параметров линейной части.

Разностное уравнение системы управления находим из (7) подстановкой $y = \sum y_i$. Учитывая, что в интервале T_n в соответствии с (3) y_i меняется с одной функции на другую, имеем

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_c} \int_0^{T_n} (X - y) dt &= \\ &= \frac{1}{T_c} \left[XT_n - \sum_{i=1}^k \left(\int_0^{\tau_n} y_i dt + \int_{\tau_n}^{T_n} y_i dt \right) \right] = X_0. \end{aligned} \quad (9)$$

Производя интегрирование, получаем выражение вида (2), которое является разностным урав-

нением, описывающим полупроводяемый выпрямитель с интегральной системой управления:

$$\begin{aligned} R(\alpha_n, y_{in}, \alpha_{n+1}) &= X\omega T_n - X_0\omega T_c - \\ &- \sum_{i=1}^k Y_{mi} [\cos \varphi_i - \sin(\alpha_n - \pi/m - \varphi_i)] - \\ &- \text{tg} \varphi_i [A_{iin}(e^{S_i \tau_n} - 1) + A_{zin}(e^{S_i T_n} - e^{S_i \tau_n})], \end{aligned} \quad (10)$$

где $A_{iin} = y_{in} - Y_{mi} \cos(\alpha_n - \pi/m - \varphi_i)$;

$$A_{zin} = A_{iin} + Y_{mi} \sin \varphi_i e^{-S_i \tau_n}.$$

Запишем уравнения (4) и (10), являющиеся математической моделью полупроводяемого выпрямителя, в форме векторного уравнения:

$$\mathbf{P}(\mathbf{Y}_n, \mathbf{Y}_{n+1}) = 0, \quad (11)$$

где $\mathbf{P}$ — нелинейная векторная функция порядка $k+1$; $\mathbf{Y}_n$ — вектор состояния системы с компонентами y_{in}, α_n .

Отметим, что в качестве переменных состояния были выбраны выходные координаты элементарных звеньев, и при выводе уравнения (4) использовалось условие непрерывности y_i . В общем случае в качестве переменных можно использовать другие координаты, например выходной сигнал y и его производные. Если переменные состояния претерпевают разрывы в моменты переключений, то при выводе уравнений типа (4) используются условия скачков.

Линейная модель. Динамические свойства замкнутой системы с полупроводяемым выпрямителем «в малом» описываются линеаризованным уравнением (11), которое состоит из уравнений выпрямителя

$$\Delta y_{i, n+1} + a_{i, k+1} \Delta \alpha_{n+1} = b_{ii} \Delta y_{in} + b_{i, k+1} \Delta \alpha_n, \quad i = 1, 2, \dots, k, \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} a_{i, k+1} &= \frac{\partial F_i}{\partial \alpha_{n+1}} = \text{ctg} \varphi_i (Y_{mi} d_{1i} + A_{1i} d_i); \\ b_{ii} &= -\frac{\partial F_i}{\partial u_{in}} = d_i; \quad b_{i, k+1} = -\frac{\partial F_i}{\partial \alpha_n} = \\ &= d_i (Y_{mi} d_{si} + A_{1i} \text{ctg} \varphi_i); \quad d_{si} = \sin(\alpha - \pi/m - \varphi_i); \\ A_{1i} &= Y_{mi} \frac{d_{1i} - d_{2i}}{1 - d_i} \end{aligned}$$

и системы управления

$$a_{k+1, k+1} \Delta \alpha_{n+1} = \sum_{i=1}^k b_{k+1, i} \Delta y_{in} + b_{k+1, k+1} \Delta \alpha_n, \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} a_{k+1, k+1} &= \frac{\partial R}{\partial \alpha_{n+1}} = X - \sum_{i=1}^k (Y_{mi} d_{1i} + A_{1i} d_i); \\ b_{k+1, k+1} &= -\frac{\partial R}{\partial \alpha_n} = X - \sum_{i=1}^k \{Y_{mi} [d_{2i} - \end{aligned}$$

$$-d_{i1} \operatorname{tg} \varphi_i (1 - d_{i1}) + A_{i1} d_{i1};$$

$$b_{k+1, i} = -\frac{\partial R}{\partial y_{in}} = \operatorname{tg} \varphi_i (1 - d_{i1}).$$

Уравнения (12) и (13) можно записать в виде линейного векторного уравнения:

$$A \Delta Y_{n+1} = B \Delta Y_n, \quad (14)$$

где ΔY_n — вектор с компонентами Δy_{in} , $\Delta \alpha_n$;

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & a_{1, k+1} \\ 0 & 1 & \dots & 0 & a_{2, k+1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & a_{k, k+1} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & a_{k+1, k+1} \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} b_{11} & 0 & \dots & 0 & b_{1, k+1} \\ 0 & b_{22} & \dots & 0 & b_{2, k+1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & b_{kk} & b_{k, k+1} \\ b_{k+1, 1} & b_{k+1, 2} & \dots & b_{k+1, k} & b_{k+1, k+1} \end{bmatrix}.$$

Для приведения (14) к нормальной форме вычисляем обратную матрицу A^{-1} :

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & -a_{1, k+1}^* \\ 0 & 1 & \dots & 0 & -a_{2, k+1}^* \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -a_{k, k+1}^* \\ 0 & 0 & \dots & 0 & a_{k+1, k+1}^{-1} \end{bmatrix},$$

где $a^* = a/a_{k+1, k+1}$.

После умножения обеих частей уравнения на A^{-1} получаем нормальную форму матричного уравнения:

$$\Delta Y_{n+1} = C \Delta Y_n, \quad (15)$$

где $C = A^{-1}B$.

Перемножение матриц A^{-1} и B дает следующие выражения для элементов матрицы C

$$c_{iv} = \begin{cases} b_{iv} - a_{i, k+1}^* b_{k+1, v}, & i = v \neq k+1; \\ -a_{i, k+1}^* b_{k+1, v}, & i \neq v \neq k+1; \\ b_{i, k+1} - a_{i, k+1}^* b_{k+1, k+1}, & i \neq k+1, \\ b_{k+1, v} a_{k+1, k+1}^{-1}, & v = 1 \div k+1. \end{cases}$$

Таким образом, уравнение (15) описывает линейную модель полупроводящего выпрямителя. Из этого уравнения определяются необходимые условия устойчивости замкнутой системы и условия быстродействия. Для этого находим характеристическое уравнение

$$\det |C - \lambda E| = 0, \quad (16)$$

где E — единичная матрица размера $(k+1) \times (k+1)$.

Для устойчивости (15) необходимо, чтобы корни (16) лежали в круге единичного радиуса. Условия быстродействия вычисляются из равенства нулю коэффициентов (16) [Л. 9].

Пример. Рассмотрим систему регулирования тока выпрямителя с RL -нагрузкой, передаточная функция которой

$$W(S) = \frac{C_1}{S - S_1},$$

где $C_1 = 1/L$; $S_1 = -R/L = -1/T$.

Проанализируем условия устойчивости и быстродействия, вывод которых дан в приложении.

Первое неравенство (П-8) тривиально. Второе и третье неравенства ограничивают величину сигнала управления X , причем более жестким является второе. Рассмотрим его применение для наиболее характерных режимов.

При активной нагрузке условие устойчивости имеет вид:

$$X^* > \frac{\cos(\alpha - \pi/m)}{2}. \quad (17)$$

Выражение (17) аналогично полученному в [Л. 6]. Переходный процесс, так же как и в [Л. 6], описывается разностным уравнением

$$X^* a_{n+1} = X^* a_n - \sin(\alpha_n - \pi/m) + \sin(\alpha - \pi/m), \quad (18)$$

которое достаточно просто решается графически.

При $\omega L \gg R$ раскрывая неопределенность первого и второго слагаемого

$$\lim_{y \rightarrow \pi/2} \frac{\cos \varphi}{1 - \exp\left(-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \varphi\right)} = \frac{m}{2\pi},$$

получаем

$$X^* > \frac{m}{2\pi} \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) \right]. \quad (19)$$

Правая часть (19) — среднее значение выпрямленного тока. Рассматривать случай $R=0$ нет смысла, так как полупроводящий режим работы выпрямителя на индуктивность не используется.

Требование к значению сигнала X_0 вытекает из (18) и (19) при подстановке в них X из выражения для регулирующей характеристики (8).

Из двух условий быстродействия (П-9) второе не соответствует условию устойчивости. Первое условие для режима $L=0$ такое же, как и в [Л. 6]:

$$X^* = \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right). \quad (20)$$

Выражение для идеально сглаженного тока

$$X^* = \frac{m}{2\pi} \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) \right]$$

совпадает с условием устойчивости (19), что нужно учитывать, если проектируется система с предельным быстродействием.

Таким образом, условия устойчивости и быстродействия достаточно просто могут быть получены из анализа системы линеаризованных уравнений.

Поведение системы при конечных отклонениях, например при пуске выпрямителя, можно найти решив уравнения (4) и (10). Это решение сводится к алгебраической операции вычисления вектора Y_{n+1} из (11) по вектору Y_n . В простейших случаях такое вычисление может быть выполнено «вручную» [например, решение уравнения вида (18)]. В общем случае эту процедуру целесообразно выполнять с помощью ЦВМ.

Приложение. Уравнения (4) и (10):

$$F = i_{n+1} - I_m \sin \varphi e^{S_1(T_n - \tau_n)} - A_{1n} e^{S_1 T_n}; \quad (П-1)$$

$$R = X \omega T_n - X_0 \omega T_c - I_m [\cos \varphi - \sin(\alpha_n - \pi/m - \varphi)] -$$

$$- \frac{\omega}{S_1} [A_{1n} (e^{S_1 \tau_n} - 1) + A_{2n} (e^{S_1 T_n} - e^{S_1 \tau_n})], \quad (П-2)$$

где

$$A_{1n} = i_n - I_m \cos(\alpha_n - \pi/m - \varphi); \quad A_{2n} = A_{1n} +$$

$$+ I_m \sin \varphi e^{-S_1 \tau_n}; \quad I_m = U_m (R^2 + \omega^2 L^2)^{-1/2}; \quad \operatorname{tg} \varphi = -\omega/S_1.$$

Уравнение (14)

$$\begin{bmatrix} 1 & a_{12} \\ 0 & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{n+1} \\ \Delta \alpha_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ 0 & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_n \\ \Delta \alpha_n \end{bmatrix}, \quad (П-3)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_{12} &= \frac{\partial F}{\partial a_{n+1}} = -\frac{S_1}{\omega} (I_m d_1 + A_1 d); \quad b_{11} = -\frac{\partial F}{\partial i_n} = d; \\ b_{12} &= -\frac{\partial F}{\partial a_n} = d \left(I_m d_3 - A_1 \frac{S_1}{\omega} \right); \quad a_{22} = \frac{\partial R}{\partial a_{n+1}} = \\ &= X - I_m d_1 - A_1 d; \quad b_{21} = -\frac{\partial R}{\partial i_n} = \operatorname{tg} \varphi (1 - d); \\ b_{22} &= -\frac{\partial R}{\partial a_n} = X - I_m \left[d_2 + \frac{\omega}{S_1} (1 - d) \right] - A_1 d; \\ A_1 &= I_m \frac{d_1 - d_2}{1 - d}; \quad d = \exp(S_1 T); \\ d_1 &= \sin \varphi \exp[S_1 (+T - \tau)]; \\ d_2 &= \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \varphi \right); \quad d_3 = \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \varphi \right). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-4})$$

Элементы матрицы С:

$$\left. \begin{aligned} C_{11} &= b_{11} - b_{21} \frac{a_{12}}{a_{22}}; \quad C_{12} = b_{12} - b_{22} \frac{a_{12}}{a_{22}}; \\ C_{21} &= \frac{b_{21}}{a_{22}}; \quad C_{22} = \frac{b_{22}}{a_{22}}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-5})$$

Уравнение (16):

$$\det |C - \lambda E| = \lambda^2 - (C_{11} + C_{22})\lambda + C_{11}C_{22} - C_{12}C_{21} = 0. \quad (\text{П-6})$$

Условия устойчивости:

$$\left. \begin{aligned} 1 - C_{11} - C_{22} + C_{11}C_{22} - C_{12}C_{21} &> 0; \\ 1 + C_{11} + C_{22} + C_{11}C_{22} - C_{12}C_{21} &> 0; \\ 1 - C_{11}C_{22} + C_{12}C_{21} &> 0. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-7})$$

Раскрывая (П-7), имеем:

$$\left. \begin{aligned} I_m \frac{(1 - d) \cos(\alpha - \pi/m)}{\cos \varphi} &> 0; \\ X^* &> \frac{d_1}{1 - d} + d_2 \frac{1 - 4d - d^2}{2(1 - d^2)} - \operatorname{tg} \varphi d_3 \frac{1 - d}{2(1 + d)}; \\ X^* &> \frac{d_1 - d_2 d}{1 - d}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-8})$$

где $X^* = X/I_m$.

Условия быстродействия:

$$\left. \begin{aligned} C_{11} + C_{22} &= 0; \\ C_{11}C_{22} - C_{12}C_{21} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-9})$$

Раскрывая (П-9), имеем:

$$\left. \begin{aligned} X^* &= \frac{d_1}{1 - d} + d_2 \frac{1 - 3d}{1 - d^2} - \operatorname{tg} \varphi d_3 \frac{1 - d}{1 + d}; \\ X^* &= \frac{d_1 - d_2 d}{d}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-10})$$

Выводы. 1. Предложена математическая модель замкнутой системы с выпрямителем, работающим в полупроводящем режиме, основанная на описании системы двумя нелинейными разностными уравнениями, одно из которых (в общем случае векторное) описывает выпрямитель с линейной частью, второе — систему управления, в качестве которой рассмотрена интегральная система.

2. Линейная модель выпрямителя описывается системой линеаризованных разностных уравнений, позволяющей получить необходимые условия устойчивости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. — М.: Наука, 1970.
2. Динамика вентильного электропривода постоянного тока/ Под ред. А. Д. Поздеева. — М.: Энергия, 1975.
3. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. — М.: Энергия, 1969.
4. Поздеев А. Д., Кириллов А. А. Устойчивость «в малом» замкнутых систем с полупроводящими выпрямителями в режиме непрерывного тока. — ЭП. Электропривод, 1975, вып. 1 (36).
5. Поздеев А. Д., Кириллов А. А. Устойчивость «в малом» замкнутых систем с полупроводящими выпрямителями в режиме прерывистого тока. — ЭП. Электропривод, 1975, вып. 2 (37).
6. Придатков А. Г., Исаков А. С. Устойчивость и быстродействие полупроводящих выпрямителей с системой управления интегрального типа. — Электричество, 1979, № 3.
7. Придатков А. Г., Исаков А. С. Устойчивость вентильных преобразователей с системой управления интегрального типа. — Электричество, 1977, № 10.
8. Исаков А. С., Придатков А. Г. Математическая модель выпрямителя. — Электричество, 1980, № 6.
9. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963.
10. Кунцевич В. М., Чеховой Ю. Н. Нелинейные системы управления с частотно- и широтно-импульсной модуляцией. — Киев: Техника, 1970.

[12.07.79]

Измерение заряда стримерных образований положительного импульсного разряда

БЕЛОЕДОВА И. П., ИВАНОВ А. В., КОЛЕЧИЦКИЙ Е. С., ЛАРИОНОВ В. П.

Московский энергетический институт

Стримерные образования являются первичными элементами электрического разряда в воздушных промежутках с резонансным полем при положительном импульсном напряжении, поэтому изучение характеристик и механизма их образования и развития имеет большое значение для установления закономерностей этого процесса.

Электрограммы показывают [Л. 1], что после прекращения ионизационных процессов в разрядном промежутке остается положительный объемный заряд. Он сосредоточен в отдельных областях, имеющих вытянутую форму, длиной 10—15 мм и шириной 0,3—0,6 мм. Совокупности таких элементов образуют ветвистую структуру и являются следами головных частей стримеров. У головок отсутствуют боковые ответвления.

Надо отметить, что в отличие от [Л. 2], где использован термин «головка» для обозначения весьма малой части конца стримера (длиной несколько сотых долей миллиметра), в настоящей статье под головкой подразумевается довольно протяженная его часть — около сантиметра.

Были проведены измерения величины и распределения заряда на головках стримерных образований. Исследования проводились в воздухе при условиях, близких к нормальным. Использовалась система электродов «стержень — плоскость» с межэлектродными расстояниями 1 м и 15 см. Применялись импульсы напряжения положительной полярности 100/2000 мкс.

Эксперименты проводились по следующей методике. В разрядный промежуток помещался осадительный элемент, представляющий собой лавсановую пленку толщиной 120 мкм, натянутую на каркас из оргстекла. Поверхность пленки промывалась водой, а затем протиралась ацетоном и спиртом. Электрометром с чувствительностью 10^{-11} Кл/см² контролировалось отсутствие заряда на пленке.

Осадительный элемент подвешивался на нитях в нужной точке разрядного промежутка таким образом, чтобы поверхность пленки была параллельна оси промежутка. На промежуток подавалось напряжение, достаточное для развития незавершенного разряда. При этом на внутренней стороне пленки (обращенной к оси промежутка) оседал заряд стримерных образований.

Далее производилось измерение этого заряда, для чего использовался электрометр, снабженный зондом. Достаточно высокая точность измерения заряда головки стримера могла быть достигнута только в том случае, если головка полностью располагалась внутри границ зонда. Такое совмещение головки и зонда могло быть обеспечено только при визуальном контроле этой операции.

Места нахождения головок стримеров выявлялись проявлением их электрографическим порошком. Причем проявителем обрабатывалась не та сторона пленки, где находился осевший заряд, а противоположная — внешняя. Благодаря малой толщине осадительной пленки «отражения» головок проявлялись достаточно четко. Проявляя внешнюю, а не внутреннюю сторону, удавалось сохранить неизменным заряд головок на осадительном элементе.

Так как прилипающий к пленке проявляющий порошок заряжен противоположно осевшему заряду, это должно было привести к снижению регистрируемой электрометром величины заряда головок стримеров. Для ликвидации такой погрешности надо было устранить влияние заряда проявляющего порошка, сохранив выявленную им картину расположения головок стримеров. Поэтому перед измерением осевшего заряда пленка своей проявленной стороной накладывалась на заземленную металлизированную стеклянную пластину. Последняя, будучи прозрачной, не мешала видеть головки стримеров и

в то же время ее проводящая поверхность нейтрализовала заряд проявляющего порошка.

Полная нейтрализация заряда проявителя могла быть получена при плотном без воздушных включений прилегании проявленной стороны пленки к металлизированной поверхности стеклянной пластинки. Для исключения образования воздушных включений стеклянная пластина перед наложением на нее пленки покрывалась тонким слоем казенного клея, разведенного водой. Применение такого состава не приводило к размыванию проявленных следов стримеров и в то же время вследствие достаточно высокой проводимости полностью нейтрализовало заряд проявляющего порошка.

Для измерения заряда головки стримера использовался зонд размером 4×15 мм. Зонд выступал над экраном на 1,5 мм, и пленка внешней стороной накладывалась на него таким образом, чтобы вся головка стримера оказалась внутри границ зонда. Опускание пленки на зонд осуществлялось с помощью специального устройства, предотвращающего их взаимное проскальзывание, которое могло привести к электризации пленки.

Распределение заряда в головках стримеров определялось с помощью зонда 1×5 мм. В этом случае между пленкой и зондом имелся зазор 1,5 мм. Зонд перемещался вдоль головки таким образом, чтобы его широкая сторона была перпендикулярна продольной оси головки. Измерения проводились с шагом 1 мм.

Результаты измерений заряда головок стримеров $q_{гол}$ представлены в таблице.

Форма контактирующего электрода	Межэлектродное расстояние, см.	Длина стримерной зоны, см.	Число измерений	$q_{гол}$, 10^{-10} Кл	σ , %
стержень	15	10	35	0,7	39
стержень	100	40—60	49	0,91	32
шар, $R = 12$ см	100	50—70	67	1,17	41
среднее значение	—	—	—	0,97	44

Анализ показывает, что при использовании этого метода величину измеренного заряда можно отождествить с нижней границей заряда головки стримера.

Из таблицы следует, что заряд головок стримеров в различных промежутках отличается от среднего значения не более, чем на 30%. Точность измерений была на уровне 20%. При такой точности и большом средне-квадратичном отклонении нельзя сделать определенный вывод о влиянии длины промежутка и формы коронирующего электрода на величину заряда головки стримера.

На рис. 1 дана усредненная зависимость изменения линейной плотности заряда вдоль головки стримера в относительных единицах. За начало отсчета взята точка, совпадающая с концом головки. Характер распределения заряда одинаков для всех исследованных промежутков.

Вследствие методической погрешности, свойственной схеме измерения, кривая 1 на рис. 1 не отражает действительного распределения заряда вблизи конца головки стримера, которое является особенно важным для оценки электрического поля этого заряда. Поэтому было проведено уточнение этой зависимости.

Уточнение производилось расчетным путем. Головка стримера разбивалась на отрезки с шагом 1 мм. Заряд каждого участка стягивался в точку, лежащую в середине этого участка. Наличие заземленной металлической подложки с одной стороны осадительного элемента учитывалось введением зарядов-отображений, располагавшихся на расстоянии $2h$ от основных зарядов (рис. 2). Зонд размещался непосредственно над точками, в которых были сосредоточены заряды. Тогда плотность заряда, индуцируемого в центре зонда

$$\sigma_i = 2\epsilon_0 \sum_{j=1}^n E_{nj} = \\ = \frac{h}{2\pi} \sum_{j=1}^n q_j \frac{2d^2 - a_{ij}^2}{(d^2 + a_{ij}^2)^{5/2}} \quad (i = 1, 2, \dots, n),$$

где E_{nj} — нормальная составляющая напряженности электрического поля, создаваемого j -м точечным зарядом; h — толщина лавсановой пленки; d — расстояние от зонда до поверхности пленки; a_{ij} — расстояние от оси зонда до точки, в которой расположен j -й заряд; q_j — заряд j -го отрезка головки стримера.

Таким образом была составлена система линейных уравнений, количество которых определялось числом отрезков разбиения. Значения σ_i находились по кривой 1 на рис. 1.

Расчет показал, что вблизи конца головки плотность заряда значительно выше измеренной (кривая 2 рис. 1), но ввиду плохой обусловленности системы уравнений при решении ее для точек, лежащих в непосредственной близости от конца головки (ближе 0,5 мм), не удалось получить достаточно надежных данных о плотности заряда в этой области. Для нахождения значений искомой характеристики в этих точках рассчитываемая зависимость экстраполировалась так, как показано на рис. 1 пунктирной линией. При этом предполагалось, что она изменяется монотонно. Основанием для такого предположения служит принятый механизм образования положительного заряда в канале стримера. Найденная таким способом максимальная плотность заряда на головке $\tau_0 = 2,1 \cdot 10^{-10}$ Кл/см.

Качественную картину распределения заряда в головке стримера можно получить по электрограммам, на которых стенья почернения проявленных участков соответствует плотности заряда. На конце головки наблюдается наибольшая плотность заряда, к основанию она падает. Резкая граница проявленных элементов свидетельствует о локальности ионизационных процессов, имеющих место при развитии разряда.

По данным [Л. 2—4] радиус канала стримера оценивается в 0,003—0,02 см. Радиус канала, измеренный по электрограммам, равен 0,015—0,03 см. Ввиду отсутствия достаточных оснований для отдания предпочтения одному из этих значений, примем радиус канала стримера равным средней величине — 0,01 см.

Головки стримеров по своим геометрическим размерам и характеру распределения заряда могли бы быть приняты за лавины. Но направление градиента плотности заряда в них противоположно тому, которое имеет место в лавинах, развивающихся в сторону положительного электрода. Поэтому такие образования нельзя отождествлять с одиночными лавинами, а значит и механизм их образования иной.

В [Л. 3] предложена модель развития стримера, в соответствии с которой он является следом, оставляемым перемещающейся положительной заряженной сферой. Движение сферы представляется как ее последовательное во времени и пространстве возобновление. Появление каждой новой сферы обязано развитию ионизации в поле предыдущей.

Дальнейшая разработка этой модели была осуществлена в [Л. 5]. Здесь считается, что скопления положительного заряда образуются за счет слияния заряда серий лавин.

Используем модели [Л. 3 и 5] для объяснения полученных результатов. Пусть в какой-то момент времени имеется скопление положительного заряда. Он создает электрическое поле, достаточное для развития ударной ионизации. Поэтому в этом поле формируются лавины. Для продвижения стримера необходимо, чтобы это поле было достаточным для выполнения условия самостоятельности. При этом будет обеспечиваться последовательное воспроизводство серий лавин.

Поперечный размер объема, где сосредоточен положительный заряд, не может превысить диаметра канала стримера. Поэтому напряженность поля, создаваемого зарядом, быстро

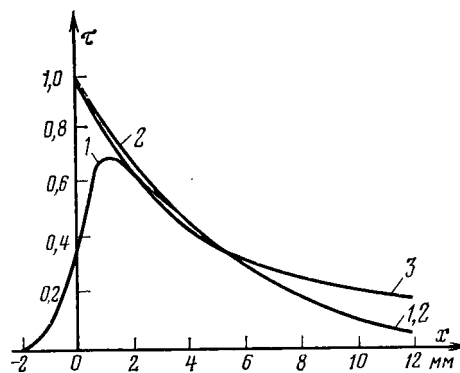


Рис. 1. Распределение заряда вдоль головки стримера.

затухает с расстоянием. Вследствие этого длина лавин измеряется долями миллиметра. Совокупность лавин такой малой длины фиксируется на электрограммах в виде каналов стримеров.

Уход электронов из формирующихся участков канала стримера приводит к появлению избыточного положительного заряда. Перемещаясь по каналу, электроны частично рекомбинируют с положительным зарядом ранее образовавшихся областей и тем самым уменьшают его плотность. Естественно, что наименьшая убыль положительного заряда по сравнению с первоначальной будет на конце головки оставшегося стримера. Чем дальше от конца головки находится участок, тем большее количество электронов пройдет через него и тем значительнее будет убыль положительного заряда. Таким образом, распределение плотности заряда на головке стримера должно иметь спадающий по мере удаления от конца характер.

Произведем оценочный расчет плотности ионов в головке стримера. Будем пренебрегать неодновременностью формирования различных участков головки и смещением электронов относительно ионов в первый момент после их образования, т. е. примем, что в начальный момент плотность электронов равна плотности положительных ионов и соответствует $2,1 \cdot 10^{-10}$ Кл/см — значению, полученному для конца головки стримера. Вследствие нейтральности канала градиент электрического поля в нем равен сумме напряженностей внешнего поля и поля объемного заряда. По данным [Л. 6 и 7] напряженность этого суммарного поля близка к 4 кВ/см. Будем полагать, что движение электронов происходит в этом поле, и оно не меняется во времени. Пренебрегаем подвижностью положительных ионов, диффузией частиц и наличием отрицательных ионов. Тогда изменение плотности электронов n^- и положительных ионов N^+ во времени в различных точках головки стримера будет описываться уравнениями:

$$N^+(x, t) = N_0^+ - \alpha n^- N^+ t; \\ n^-(x, t) = n_0^- - \alpha n^- N^+ t - \frac{\partial n^-}{\partial x} E k_a t,$$

где k_a — подвижность электронов (для $E = 4$ кВ/см, $k_a = 750$ см²/(В·с); α — коэффициент электрон-ионной рекомбинации, равный $2,5 \cdot 10^{-6}$ см³/с.

Эти уравнения были решены методом конечных интервалов. Расчетная величина интервала была выбрана равной 0,025 мкс. Объемная плотность частиц рассчитывалась в предположении, что канал имеет форму цилиндра радиусом 0,01 см. При этом $N_0^+ = n_0^- = 5 \cdot 10^{12}$ см⁻³.

Результат расчета представлен кривой 3 на рис. 1. С учетом тех упрощений, которые были приняты при расчете, получено вполне удовлетворительное совпадение зависимостей, описываемых кривыми 2 и 3 (рис. 1). Это служит подтверждением правильности принятого механизма образования избы-

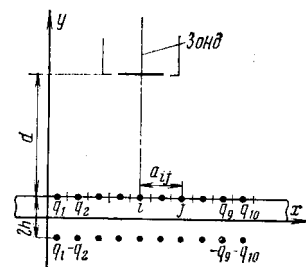


Рис. 2. Расчетная схема для определения плотности заряда в головке стримера.

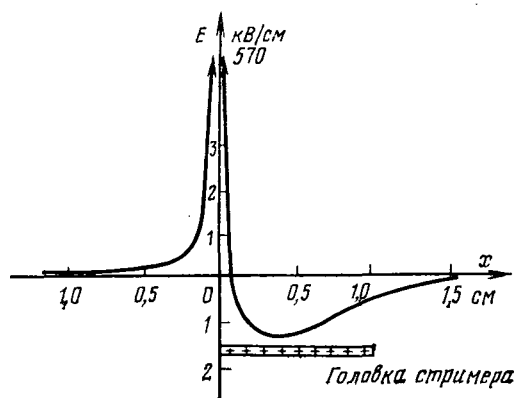


Рис. 3. Напряженность электрического поля, создаваемого зарядом головки стримера.

точного положительного заряда в каналах стримеров. Суммарное значение заряда головки стримера, найденное в [Л. 3], близко к полученному в данном случае, но этот заряд сосредоточен в значительно большем объеме, чем предполагено в [Л. 3]. Концентрация заряда в стримере совпадает с определенной другими исследователями, например, с [Л. 8]. Полученные в настоящей статье данные позволяют произвести оценку напряженности электрического поля перед головкой стримера, которое создается избыточным положительным зарядом, сосредоточенным в канале.

Для развития стримера необходимо, чтобы напряженность на его головке $E_{гол}$ была выше напряженности, при которой выполняется условие самостоятельности разряда $E_{нач}$ [Л. 2]. Следовательно, для остановившегося стримера должно выполняться неравенство $E_{гол} < E_{нач}$. Произведем сравнение $E_{гол}$ и $E_{нач}$.

Для расчета $E_{гол}$ надо знать форму головки стримера. Примем, что цилиндрический канал стримера радиусом $r_0 = 0,01$ см имеет на конце форму конуса с радиусом скругления вершины 0,003 см (равным значению, принятому в [Л. 3] для конца стримера). Протяженность конечной части — $10r_0$. Тогда форма головки стримера может быть описана выражениями:

$$r = r_0 \sqrt{\frac{x}{r_0}}, \text{ при } 0 < x < 10r_0;$$

$$r = r_0 \sqrt{10}, \text{ при } x \geq 10r_0,$$

где $r_0 = 0,003$ см. Таким образом, радиус головки стримера возрастает от 0,03 мм на конце до 0,1 мм на расстоянии $10r_0$. Далее он остается неизменным.

Пусть изменение линейной плотности заряда вдоль головки описывается кривой 2 (рис. 1). Электрическое поле рассчитывалось следующим образом. Головка стримера разбивалась на диски толщиной dx . При этом поверхностная плотность заряда диска

$$\sigma = \frac{\tau dx}{\pi r^2}.$$

Напряженность электрического поля каждого диска [Л. 9]

$$E_d = \frac{\sigma}{2\epsilon_0} (1 - \cos \beta),$$

где β — угол между осью головки и линией, соединяющей точку расчета поля с точкой на поверхности рассматриваемого участка головки.

Общее значение напряженности определялось интегрированием выражения для E_d по длине головки. Результаты расчета представлены графически на рис. 3, где видно, что $E_{гол} \approx 500$ кВ/см.

Определение $E_{нач}$ проводилось для тела эквивалентного радиуса, т. е. для такой заряженной сферы или цилиндра,

скорость изменения напряженности электрического поля около поверхности которой совпадает со скоростью изменения напряженности перед головкой стримера.

Расчеты показали, что спад напряженности поля перед головкой хорошо аппроксимируется квадратичной зависимостью от расстояния. Поэтому определение эквивалентного радиуса проводилось для сферических тел по формуле:

$$\frac{E_0}{E_{r_0}} = \frac{(r_{эКВ} + r_0)^2}{r_{эКВ}^2},$$

где E_0 и E_{r_0} — напряженности электрического поля на конце головки стримера и на расстоянии r_0 от него соответственно.

Было получено, что для принятых ранее условий $r_{эКВ} = 12,3$ мкм и $E_{нач} = 520$ кВ/см ($E_{нач}$ определялось по данным [Л. 10]).

Таким образом, напряженность электрического поля от заряда головки стримера близка к величине, которая необходима для выполнения условия самостоятельности.

Значения $E_{гол}$ и $E_{нач}$ были получены для ориентировочно выбранных форм головки стримера и распределения заряда на ее конце. Поэтому были проведены дополнительные расчеты по выявлению влияния этих характеристик на соотношение между $E_{гол}$ и $E_{нач}$. Рассматривались также следующие варианты $r = \text{const}$ и равен 0,003 и 0,03 см, $\tau = \text{const}$, $\tau =$

$$= \tau_0 \sqrt{\frac{x}{r_0}} \text{ и } \tau = \tau_0 - ax.$$

Расчеты показали, что всегда $E_{нач}$ превышает $E_{гол}$ и первая величина больше второй не более, чем на 50%. Такое относительно малое влияние исследуемых параметров на $E_{нач}/E_{гол}$ объясняется тем, что увеличение заряда на конце головки стримера (за счет уменьшения радиуса канала или изменения распределения плотности заряда) приводит к росту $E_{гол}$, но одновременно растет скорость спада E перед головкой, что уменьшает $r_{эКВ}$, а значит, увеличивает $E_{нач}$.

На основании изложенного следует сказать, что заряд, сосредоточенный на головке стримера, может создавать электрическое поле высокой напряженности, близкое по значению к необходимому для выполнения условия самостоятельности.

Представленные в настоящей статье материалы дают экспериментальное подтверждение и развивают предложенную в [Л. 2] модель положительного стримера.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Применение электрографии для исследования распределения объемного заряда в длинных воздушных промежутках/ И. П. Белоедова, А. В. Иванов, Е. С. Колечицкий, В. П. Ларионов. Электричество, 1980, № 2.
2. Петер Г. Электронные лавины и пробой в газах. — М.: Мир, 1968.
3. Александров Г. Н., Иванов В. Л., Кизеветтер В. Е. Электрическая прочность наружной высоковольтной изоляции. Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1969.
4. Мик Дж, Крэгс Дж. Электрический пробой в газах. — М.: Иностранная литература, 1960.
5. Gallimberti I. A computer model for streamer propagation. — J. Phys., 1972, vol. 5, № 12.
6. О распределении объемного заряда в длинных воздушных промежутках в стадии положительной импульсной короны/ И. П. Белоедова, А. В. Иванов, Е. С. Колечицкий и др. Труды МЭИ 1980, вып. 447.
7. К вопросу об импульсных разрядных напряжениях высоковольтной изоляции в зависимости от формы волны напряжения. — М.: Госэнергоиздат, 1954.
8. Певчев Б. Г. Факельный разряд при постоянном напряжении: Автореф. дисс. на соиск. учен. степени к-та технических наук, 1976.
9. Говорков В. А. Электрические и магнитные поля. — М.: Энергия, 1968.
10. Попков В. И. Особенности коронного разряда при высоких напряженностях поля. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1965, № 4.

[12.06.80]

Устройство защитного отключения с зависимым временем срабатывания

СИБАРОВ Ю. Г., СКОЛОТНЕВ Н. Н., ХРЕНОВ С. А.

Москва

Одним из наиболее эффективных способов повышения уровня электробезопасности в сетях до 1000 В является защитное отключение. Поэтому совершенствование устройств защитного отключения (УЗО) является важной и актуальной задачей.

Обзор научно-технической и патентной литературы показывает, что в настоящее время в различных странах эксплуатируется и разрабатывается большое число УЗО, отличающихся принципом действия, конструкцией и эксплуатационными характеристиками. Подавляющее большинство применяющихся УЗО имеют сравнительно низкую чувствительность по току, протекающему через человека, — более 30 мА (выпускаемые в США УЗО с уставкой 5 мА предназначены для защиты одиночных потребителей и включаются в электророзетки). Полагают, что такая чувствительность является приемлемым компромиссом между требованиями электробезопасности и необходимостью избежать ложных срабатываний. Снижение уставки ниже этого значения приводит к неоправданно большому числу ложных срабатываний. Причиной их могут явиться пусковые броски тока при коммутации нагрузки в зоне защиты, высокочастотные и импульсные помехи в сети, а также отключения при случайных касаниях человека токоведущих частей, когда ток через него за время касания не превышает допустимого значения. Другим путем повышения эффективности УЗО наряду с увеличением чувствительности является повышение его быстродействия [Л. 1 и 2].

Таким образом, рациональный выбор уставки и времени срабатывания УЗО существенным образом влияет как на эффективность самого защитного отключения, так и на надежность энергоснабжения потребителей. Введение в тракт УЗО различных фильтров позволяет избавиться от влияния только высокочастотных и импульсных помех, ложные срабатывания от коммутационных бросков тока при этом сохраняются. Частично избавиться от них позволяет введение блокировки срабатывания по изменению тока нагрузки. Однако при этом остаются срабатывания УЗО при случайных касаниях человека токоведущих частей, когда ток не достигает за время контакта фибрилляционного значения, т. е. человек может самостоятельно оторваться от токоведущего элемента.

Таким образом, возникает необходимость введения зависимости времени срабатывания УЗО от значения тока через тело человека $t_{ср} = f(I_{чел})$ [Л. 1 и 2]. Введение такой зависимости позволяет также решить вопрос повышения надежности энергоснабжения. Так, например, на распределительном пункте подстанции можно установить УЗО, имеющее предельно допустимую характеристику срабатывания $t'_{ср} = f_1(I_{чел})$, определяемую из зависимости допустимого тока через тело человека от времени воздействия. Ближе к потребителям на линиях устанавливается ряд УЗО, имеющих характеристику срабатывания $t''_{ср} = f_2(I_{чел}) < t'_{ср} = f_1(I_{чел})$. Еще ближе к потребителям или непосредственно у отдельных потребителей можно установить УЗО с характеристикой $t'''_{ср} = f_3(I_{чел}) < t''_{ср}(I_{чел})$. В этом случае при прикосновении человека к токоведущим частям или пробое изоляции всегда происходит срабатывание только ближайшего к месту повреждения УЗО. В случае его отказа срабатывает следующее УЗО, и только в случае и его отказа происходит срабатывание общего устройства. При этом очевидно, что время срабатывания не превысит предельно допустимого времени воздействия при данном токе через человека. Такое построение позволяет значительно повысить надежность защитного отключения, а также надежность энергоснабжения.

Существующие УЗО с зависимым временем срабатывания строятся в основном по так называемому «интегральному» принципу. Авторами разработано и испытано УЗО с зависимым временем срабатывания, построенное по аналоговому принципу, а также метод расчета характеристики УЗО.

Отличительной особенностью устройства является интегрирование не сигнала датчика, пропорционального току утечки, а сигнала пропорциональной разности между током утечки и током уставки. Напряжение на выходе интегратора

$$u_{\text{инт}} = \frac{k_d}{T_{\text{инт}}} \int_0^t (I_{\text{чел}} - I_{\text{уст}}) dt, \quad (1)$$

где k_d — коэффициент, учитывающий чувствительность датчика; $T_{\text{инт}}$ — постоянная времени интегрирования; $I_{\text{чел}}$ — ток через человека; $I_{\text{уст}}$ — ток уставки срабатывания; t_0 — момент прикосновения человека к токоведущим частям.

Напряжение $u_{\text{инт}}$ подается на пороговую схему, которая дает команду на отключение контролируемого участка сети коммутационному блоку при достижении этим напряжением значения порога срабатывания.

Зависимость времени срабатывания $t_{ср}$ такого устройства имеет вид гиперболы. Минимальное время срабатывания ограничивается временем срабатывания коммутационного блока $t_{\text{ком}}$, а минимальный ток срабатывания равен уставке срабатывания $I_{\text{уст}}$.

С точки зрения обеспечения электробезопасности при высокой надежности энергоснабжения необходимо, чтобы зависимость времени срабатывания совпадала с допустимым временем воздействия при различных токах через тело человека.

Рассмотрим возможность получения такой зависимости для $t_{ср}$ на примере конкретного устройства, выполненного на интегральных микросхемах 140УД8 (операционный усилитель). Упрощенная схема опытного образца показана на рис. 1 (на схеме не показан блок сброса интегратора в нуль). Трансформатор $T1$ и резистор $R_{нд}$ образуют датчик тока утечки (в однофазном варианте). На микросхемах $A1$, диоде $V1$, резисторах $R1$, $R2$ и $R_{уст}$ и конденсаторе $C_{\text{в}}$ выполнена схема сравнения, совмещенная с выпрямителем. Резистором $R_{уст}$ устанавливается значение $u_{оп}$. Цепочка отрицательной обратной связи $R1$ и $R2$ определяет коэффициент усиления схемы сравнения. Подключение цепочки к выходу выпрямителя линейаризует характеристику выпрямителя в области малых сигналов. На микросхеме $A2$ и элементах $C_{\text{инт}}$ и $R_{\text{инт}}$ выполнен интегратор, а на микросхеме $A3$ и резисторе $R_{настр}$ пороговая схема, к выходу которой подключен коммутационный блок. Резистор $R_{настр}$ служит для точной установки характеристики времени срабатывания.

Если принять ток через тело человека $I_{чел}$ неизменным за время интегрирования,

$$u_{\text{инт}} = \frac{(I_{чел} k_d T_{\text{инт}} R_{нд} - u_{оп})}{T_{\text{инт}} k_{о.с}} (t - t_0), \quad (2)$$

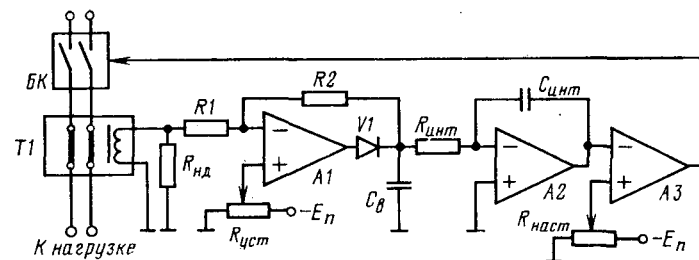


Рис. 1. Упрощенная схема УЗО с зависимым временем срабатывания.

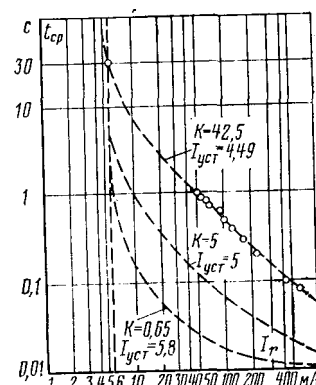


Рис. 2. Зависимость времени срабатывания УЗО от тока через тело человека при различных параметрах схемы.

О — допустимые значения тока через тело человека по [Л. 3].

$$t_{cp} = \frac{u_n C_{инт} R_{инт} k_{o.c}}{(I_{чел} k_{TT} R_{н.д} - u_{оп})}, \quad (3)$$

где t_{cp} — время срабатывания УЗО; $I_{чел}$ — ток через тело человека (ток утечки); k_{TT} — коэффициент трансформации датчика тока утечки; $R_{н.д}$ — сопротивление нагрузки датчика; $u_{оп}$ — опорное напряжение схемы сравнения; $k_{o.c}$ — коэффициент обратной связи схемы сравнения $k_{o.c} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2}$;

$T_{инт} = R_{инт} C_{инт}$ — постоянная времени интегратора; u_n — напряжение срабатывания порогового устройства; $t_{ком}$ — время срабатывания коммутационного блока.

При рассмотрении принималось, что входное сопротивление последующего каскада много больше выходного сопротивления предыдущего и не влияет на его работу, а коэффициент усиления операционных усилителей бесконечно большой.

Для анализа параметров УЗО обозначим:

$$u_{оп} = I_{уст} k_{TT} R_{н.д}, \quad (4)$$

где $I_{уст}$ — ток уставки срабатывания устройства.

Тогда после преобразований получим

при $I_{чел} > I_{уст}$

$$t_{cp} = \frac{K}{I_{чел} - I_{уст}} + t_{ком}, \quad (5)$$

где

$$K = \frac{u_n C_{инт} R_{инт} k_{o.c}}{k_{TT} R_{н.д}}. \quad (6)$$

Согласно [Л. 3], $t_{cp} = 30$ с при $I_{чел} = 6$ мА и $t_{cp} = 0,08$ с при $I_{чел} = 650$ мА.

Если использовать в устройстве тиристорный выключатель, то $t_{ком} = 0,01$ с. Тогда из (5) получим $K = 45,2$ с·мА, $I_{уст} = 4,49$ мА.

На рис. 2 приведена зависимость времени срабатывания УЗО с указанными параметрами от тока через тело человека. Экспериментальная проверка показала практически полное совпадение реальной характеристики времени срабатывания опытного образца УЗО с расчетной. Для сравнения на рис. 2 также приведены значения допустимого времени воздействия тока через тело человека [Л. 3]. Характеристика устройства хорошо согласуется с нормативными значениями. На этом же рисунке приведены характеристики времени срабатывания УЗО с другими параметрами, которые показывают возможность построения системы УЗО по упомянутому принципу.

Необходимо отметить еще одну особенность рассматриваемого устройства: нечувствительность к помехам от коммутации нагрузки в зоне защиты, если эти помехи носят кратковременный импульсный характер. Расчет остальных параметров устройства легко произвести исходя из конкретных примененных узлов и деталей по формулам (4) и (6). Можно также отметить, что высокая температурная стабильность применяемых элементов, большой запас по усилению у микросхем в сочетании с питанием устройства от стабилизированного блока позволяют получить хорошую стабильность параметров и высокую надежность УЗО, которая в основном будет определяться надежностью монтажа, датчика и коммутационного блока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Долин П. А. Основы техники безопасности в электроустановках. — М.: Энергия, 1979.
2. Winkler A. Schalten FI — Schutzschalter schnell genug? Ausschaltzeiten von FI — Schutzschaltern. — ETZ-B, 1977, Jg 29, № 1.
3. Долин П. А., Сибаров Ю. Г. О проекте временных норм допустимых напряжений прикосновения и токов через тело человека. — Промышленная энергетика, 1974, № 9.

[03.12.80]

УДК 681.123:537.27/.29

О механизме гравитационного истечения сыпучих материалов в электрическом поле

ЦАТУРЯН А. И., канд. техн. наук

Ереван

В фундаментальных исследованиях теории процессов электронно-ионной технологии [Л. 1] анализ поведения отдельных частиц проводится без учета их влияния на электрическое поле [Л. 2] или это влияние учитывается при допущении, что объем дисперсной фазы намного меньше объема дисперсионной среды [Л. 3]. Очевидно, что погребные ограничения исключают из рассмотрения технологические процессы, основанные на взаимодействии электрического поля с сыпучей средой [Л. 4 и 5]. В этих процессах гравитационным истечением сыпучих материалов управляют при помощи электрического поля.

Считалось, что основными факторами механизма управления гравитационным истечением являются изменение емкости электродной системы в электростатическом поле [Л. 6] и возникновение избыточного давления на поверхности некоронирующего электрода — в поле коронного разряда [Л. 7]. Последующий анализ показал, что указанные факторы действительно имеют определенное влияние на процесс гравитационного истечения, но не являются определяющими. Так, согласно методике [Л. 6] для запираания гравитационного потока сыпучего материала с насыпной массой 1000 кг/м^3 при скорости его свободного истечения 1 м/с плотность электростатической энергии должна превышать 500 Дж/м^3 . Тогда при относительной диэлектрической проницаемости сыпучего материала $\epsilon_r = 10$ значение напряженности E запирающего поля должно превышать 30 кВ/см , что недостижимо в сыпучих средах. Если же считать, что основной силой, регулирующей гравитационное истечение, является давление на поверхности некоронирующего электрода [Л. 7], обусловленное избыточным зарядом, то в электростатическом поле управление истечением не должно происходить, что противоречит экспериментальным

данным [Л. 6], а также приведенным ниже результатам. Таким образом, выявление истинного механизма гравитационного истечения сыпучих материалов в электрическом поле представляет практический интерес.

Экспериментальные исследования были проведены для двух электродных систем: «вертикальный цилиндрический стержень внутри усеченного конуса» и «параллельные горизонтальные цилиндрические стержни». В экспериментах использовались семена табака и тимфеовки влажностью 6,2 и 8,4% соответственно. Выбор этих семян обусловлен тем, что они практически монодисперсны, имеют эллипсоидальную форму и при указанных влажностях обладают весьма ограниченной подвижностью.

Результаты экспериментального исследования гравитационного истечения семян табака из прямоугольной щели длиной 170 мм и шириной 3 мм , образованной горизонтально установленными стержневыми электродами диаметром 15 мм , представлены на рис. 1. Плоскость, проходящая через ось цилиндров, образует с горизонтальной плоскостью угол, равный 45° . Установка позволяла подавать на электроды регулируемое напряжение переменного и постоянного тока. Вибрация электродной системы с частотой 50 Гц и максимальной амплитудой $0,35 \text{ мм}$ обеспечивалась микровибратором мощностью 8 Вт , закрепленным на бункере. Электродная система установлена на дне бункера, изготовленного из прозрачного материала. Система электродов «цилиндрический стержень внутри усеченного конуса» также была установлена под подобным бункером.

В первой четверти рис. 1 представлены расходные характеристики истечения — зависимость секундного расхода Q мате-

риала от приложенного к электродам напряжения U . При напряжении постоянного тока (кривая 1) в режимах, близких к режиму запирания ($Q=0$), гравитационное истечение носит нестабильный характер (пунктирная часть кривой 1). Зависимость $Q(U)$ для напряжения постоянного тока не претерпевает заметных изменений при наличии вибрации (кривая 2). Подача на электроды напряжения переменного тока стабилизирует характер гравитационного истечения во всем диапазоне изменения напряжения (кривая 3). Однако при малых расходах чувствительность управления гравитационным истечением dQ/dU существенно повышается и незначительные колебания напряжения вызывают большие изменения расхода. В области больших расходов ($>1-2$ г/с) чувствительность управления уменьшается незначительно как при вибрации (кривая 4), так и без нее (кривая 3). Вместе с тем при малых расходах¹ вибрация существенно уменьшает чувствительность управления и она становится практически постоянной.

Во второй четверти рис. 1 представлены вольт-амперные характеристики $I(U)$ управления истечением сыпучего материала в электрическом поле. При отсутствии материала и напряжении переменного тока вольт-амперная характеристика (кривая 5) прямолинейна и обусловлена геометрической емкостью электродной системы. В случае напряжения постоянного тока и отсутствия вибрации (кривая 6) зависимость $I(U)$ криволинейна и определяется активной проводимостью гравитационного истекающего материала. Под действием вибрации ток проводимости уменьшается (кривая 7). Подсчитанная по данным этих вольт-амперных характеристик проводимость постоянного тока g с повышением напряжения увеличивается как при вибрации (кривая 14), так и без нее (кривая 15). При напряжении переменного тока до запирания гравитационного истечения зависимость $I(U)$ линейна (кривые 8 и 9). На пороге запирания истечения (т. е. при малых расходах) вольт-амперная характеристика принимает нелинейный характер, который сохраняется до полного запирания. После запирания гравитационного истечения вольт-амперная характеристика снова становится линейной.

Приведенные зависимости $I(U)$ показывают, что как и активная емкость проводимости также зависит от расхода, который при прочих равных условиях определяется приложенным напряжением². В частности, при малых расходах, а также после запирания гравитационного истечения емкость межэлектродного пространства увеличивается как при вибрации (кривая 11), так и без нее (кривая 10). Однако при больших расходах, т. е. в начальной стадии управления, в обоих случаях емкости практически постоянны, причем при вибрации емкость несколько меньше.

Анализ полученных характеристик, данных визуальных наблюдений и результатов скоростных кино съемок запирания и формирования потока на выходе межэлектродного пространства позволяет предложить следующее объяснение механизма гравитационного истечения сыпучих материалов в электрическом поле. Под действием электрического поля истекающие частицы поляризуются и по мере движения вниз ориентируются вдоль линий напряженности E . Из-за ориентации частиц связность материала повышается, что уменьшает его текучесть. С увеличением длительности воздействия электрического поля или его напряженности между электродами возникают цепочки из поляризованных частиц. Порог запирания характеризуется динамическим равновесием: происходит образование цепочек из частиц в межэлектродном пространстве и их разрушение на выходе, т. е. в области формирования гравитационного потока. Разрушение цепочек начинается с поверхности одного из электродов.

На рис. 2 представлен один из моментов формирования потока из межэлектродного пространства, образованного внутренним цилиндрическим и наружным коническим электродами

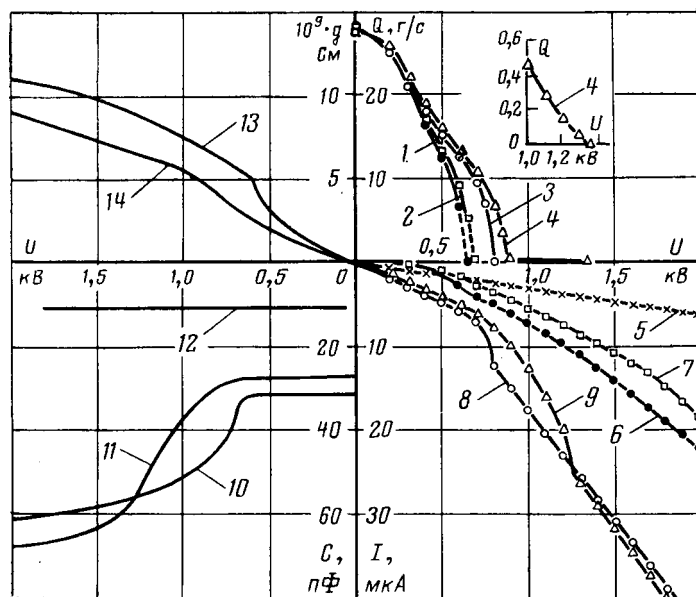


Рис. 1. Характеристики гравитационного истечения сыпучего материала в электрическом поле.

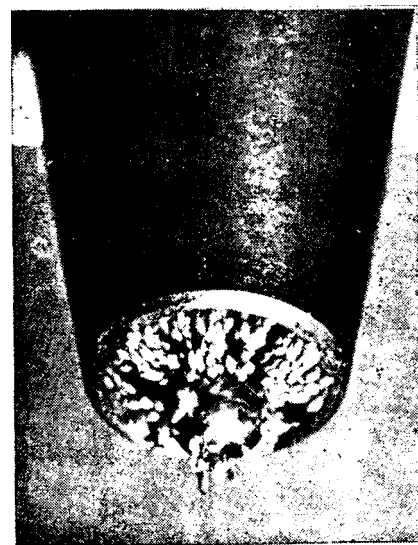


Рис. 2. Картина формирования гравитационного потока из межэлектродного пространства кольцевой формы.

ми. Формирование гравитационного потока на пороге запирания происходит в основном у внутреннего электрода. Здесь цепочки обрываются, оставляя одну частицу на поверхности внутреннего электрода. Оборванная цепочка в основном разрушается, а иногда зацепляется за частицу, находящуюся на поверхности внутреннего электрода и расположенную ниже первоначального места обрыва. При разрушении цепочки свисают с наружного электрода, а затем окончательно распадаются на частицы. При запирании истечения цепочки принимают устойчивое неподвижное состояние.

На рис. 3 представлена картина запирания потока в щели между двумя параллельными цилиндрическими электродами. В верхней части рис. 3 показано расположение частиц в прозрачном бункере, откуда сыпучий материал (семена табака) поступает в межэлектродное пространство.

Представленные на рис. 1 характеристики позволяют сделать некоторые выводы о картине взаимодействия электрического поля с гравитационно истекающим сыпучим материалом. Прежде всего следует отметить, что межэлектродное пространство с сыпучим материалом можно рассматривать как нели-

¹ Часть этого участка характеристики $Q(U)$ в увеличенном масштабе показана в верхнем правом углу первой четверти рис. 1.

² В исследованной электродной системе для использованных материалов активная проводимость значительно меньше емкости. Учитывая это, активная проводимость принималась равной проводимости постоянного тока для данного расхода. Такое приближение недопустимо при большой активной проводимости (для использованных материалов при влажности более 10–12%), и в этом случае необходимо измерить фазный угол между током и напряжением.

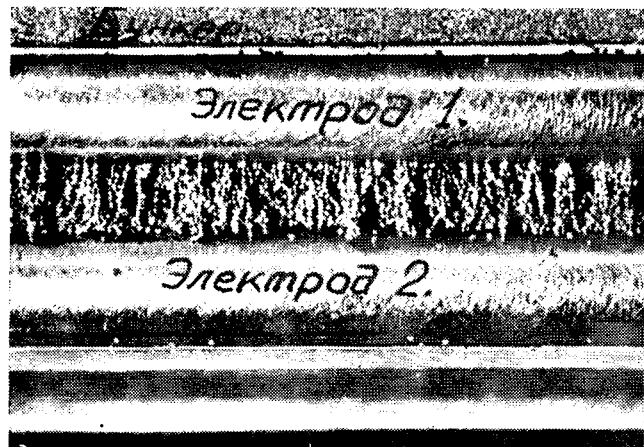


Рис. 3. Картина запирания гравитационного истечения в прямоугольной щели.

нейный пассивный элемент электрической цепи, обладающей некоторой проводимостью с активной и емкостной составляющими. Активная проводимость межэлектродного пространства определяется проводимостью частиц, характером контакта между ними и их числом (последнее определяется концентрацией частиц в межэлектродном пространстве). Емкостная проводимость помимо геометрической емкости электродной системы (как воздушного конденсатора) определяется также диэлектрической проницаемостью самих частиц, их формой, концентрацией и степенью ориентации. Исходя из такого представления полной проводимости, попытаемся объяснить характер полученных графических зависимостей.

В случае гравитационного истечения в поле постоянного тока с повышением напряжения скорость истечения частиц уменьшается, что увеличивает количество частиц, обуславливающих проводимость межэлектродного пространства. Одновременно усиливается ориентация, что приводит к увеличению числа контактов между частицами, уменьшению их контактного сопротивления и соответственно к росту тока проводимости (кривая 6). При этом ток растет сильнее, чем это соответствует линейной зависимости. В режиме запирания количество частиц в межэлектродном пространстве наибольшее и ток возрастает еще сильнее. После запирания количество частиц не увеличивается, но контакт между ними улучшается, поэтому зависимость $I(U)$ сначала приближается, а затем становится линейной (для кривой 6 это участок, соответствующий $U > 1,5$ кВ).

При вибрациях контактное сопротивление между частицами, а также между частицами и электродами увеличивается, что приводит к уменьшению тока проводимости (кривая 7). Отметим, что вибрация улучшает упаковку частиц, в результате чего число контактов между частицами увеличивается. Этот эффект увеличивает проводимость, однако ход вольт-амперной характеристики показывает, что доминирующим фактором, определяющим проводимость межэлектродного пространства, является характер контакта, а не их число. Таким образом, при напряжении постоянного тока проводимость межэлектродного пространства с ростом напряжения увеличивается (кривая 13). До запирания истечения характеристика $g(U)$ приблизительно соответствует квадратичной зависимости. После запирания она вначале линейна, а затем приближается к установившемуся значению. При наличии вибраций характер изменения проводимости (кривая 14) аналогичен описанному. С ростом напряжения наблюдается тенденция к ослаблению влияния вибрации на проводимость межэлектродного пространства. По-видимому, это связано с тем, что

с усилением напряженности поля влияние вибрации на контактное сопротивление частиц уменьшается.

В электрическом поле переменного тока при наличии истечения вибрация уменьшает ток (при этом для малых расходов это снижение значительно). Уменьшение тока под действием вибрации (как видно из сравнения кривых 8 и 9) обусловлено тем, что при истечении материала контактное сопротивление между его частицами больше, чем при запирании потока, когда частицы неподвижны. Кроме того, при истечении уменьшается концентрация частиц в межэлектродном пространстве, что в итоге приводит к уменьшению емкости системы в целом. После запирания истечения ток при наличии вибрации оказывается несколько больше, чем при ее отсутствии (см. кривые 8 и 9 при $U > 1,3$ кВ). Из сравнения кривых 13 и 14 видно, что вибрация уменьшает активную проводимость. Вместе с тем при $U > 1,3$ кВ под действием вибрации из-за улучшения упаковки частиц емкостная проводимость несколько увеличивается (кривая 11). Из сравнения кривых 10—12 следует, что емкость межэлектродного пространства при свободном истечении (при $U = 0$ частицы имеют равновероятную ориентацию) в 2÷2,5 раза больше емкости, определенной геометрией электродной системы, при отсутствии сыпучего материала (прямая 12). При полной ориентации частиц (область $U > 1,5$ кВ для кривых 10 и 11) это отношение увеличивается до 5,5÷6.

Выводы. 1. В механизме воздействия электрического поля на гравитационно истекающий сыпучий диэлектрический материал основная роль принадлежит ориентации частиц с последующим образованием цепочек при соответствующем увеличении длительности воздействия или напряженности электрического поля.

2. Проводимость межэлектродного пространства обусловлена активной и емкостной составляющими. Первая из них определяется проводимостью частиц, характером контакта между ними и их концентрацией. Емкостная составляющая обусловлена емкостью электродной системы, диэлектрической проницаемостью частиц, их формой, степенью ориентации вдоль линий напряженности электрического поля и концентрацией.

3. Вибрация изменяет как активную, так и емкостную проводимости межэлектродного пространства. Под действием вибрации чувствительность управления гравитационным истечением существенно уменьшается, что можно использовать для плавного уменьшения расхода вплоть до запирания гравитационного истечения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основы электрогазодинамики дисперсных систем/ И. П. Верещагин, В. И. Левитов, Г. З. Мирзабекян, М. М. Пашин. — М.: Энергия, 1974.
2. Верещагин И. П. Методы расчета электрического поля и поведения частиц при униполярном коронном разряде: Автореф. дис. на соиск. учен. степени д-ра техн. наук. М., 1975. М-во высш. и средн. спец. образования СССР, Моск. энергетич. ин-т.
3. Мирзабекян Г. З. Коллективные процессы в электроаэрозолях. Автореф. дис. на соиск. учен. степени д-ра техн. наук. М. 1976. М-во высш. и средн. спец. образования СССР, Моск. энергетич. ин-т.
4. А. с. № 517798 (СССР). Способы дозирования сыпучих материалов с частицами нешарообразной формы/ А. И. Цатурян, А. А. Торунян. Опубл. в Б. И., 1976, № 22.
5. А. с. № 641407 (СССР). Способ управления дозированием сыпучих материалов/ А. И. Цатурян. Опубл. в Б. И., 1979, № 1.
6. Торунян А. А. О гравитационном истечении сыпучих материалов при наложении электрического поля. — Ученые записки Ереванского государственного ун-та, 1978, № 3 (139).
7. Торунян А. А., Цатурян А. И. О движении диэлектрического сыпучего материала в электрическом поле коронного разряда. — Изв. АН Арм. ССР. Сер. Технич. науки, 1976, № 3.

[31.03.80]

Особенности расчета вводов для кабельного подключения трансформаторов

КАЛАЧИХИН А. Ф., ЗАРГАРЯН И. В., ФИЛИППОВ А. А.

Москва

Соединение силовых трансформаторов или реакторов и шинпровода комплектного распределительного устройства с элегазовой изоляцией требует разработки специальных вводов типа «масло-элегаз», у которых один конец расположен в масляной среде трансформатора, а другой — в элегазовой среде шинпровода.

Изоляционный остов, являющийся основой внутренней изоляции высоковольтного ввода, разделен на слои цилиндрическими соосно расположенными проводящими обкладками, длины которых уменьшаются по мере увеличения их радиуса. Выступающие по концам части обкладок, так называемые уступы, имеют емкостные связи между собой с токоведущей трубой и землей.

Близкое к вводу расположение заземленных стенок оборудования при кабельном подключении трансформатора, усиливает емкостную связь остова с землей. К этому же приводит и увеличение длины ввода с ростом его номинального напряжения, поскольку увеличивается длина суммы уступов обкладок при неизменном значении или незначительном изменении длины наружной (заземляемой) обкладки остова.

Расчет внутренней изоляции вводов сверхвысокого напряжения по методике, основанной на предположении о постоянстве потока вектора электрического смещения через все слои изоляции [Л. 1 и 2], не обеспечивает требуемой точности, поскольку в нем не учитывается рассеяние потока на концах ввода. Распределение напряжения в этом случае определяется двумя геометрическими параметрами остова: $\xi_i = l_0/l_n$ и $\xi_r = r_n/r_0$, где l_0 и r_0 — длина и радиус «нулевой» обкладки, электрически соединяемой с токоведущей трубой, l_n и r_n — длина и радиус наружной обкладки, электрически соединяемой с опорным фланцем ввода.

Для наилучшего использования изоляционного материала и уменьшения радиальных размеров ввода принимают $\xi_i = \xi_r$, когда расчетные напряженности электрического поля в первом, считая от токоведущей трубы, и последнем слое остова одинаковые. Однако наличие поля рассеяния ввода приводит к перераспределению напряжения в остова, обуславливая повышение напряженности электрического поля в первых слоях. В зависимости от конструкции и положения ввода относительно заземленных частей оборудования повышение напряженности поля в изоляции остова может превысить допустимые значения и вызвать ускоренное старение или пробой ввода.

Для экспериментальной проверки влияния земли на распределение напряжения в остова и зависимости этого влияния от параметров ξ_i и ξ_r и некоторых других факторов были изготовлены три модели остова с бумажной изоляцией и обкладками из алюминиевой фольги. Модели рассчитывались равноемкостными по методике [Л. 2], обеспечивающей равномерное распределение расчетного напряжения по слоям. Длины уступов в каждой модели принимались одинаковыми.

Модели I и III имеют по 10 обкладок и одинаковую длину «нулевой» обкладки ($l_0 = 700$ мм). Длины наружных обкладок в моделях выбраны разными с целью обеспечения разных значений параметров ξ_i и ξ_r . Значения ξ_i у ξ_r модели II занимают промежуточное положение между значениями соответствующих параметров моделей I и III. Габаритные размеры модели II близки к размерам остова кабельного ввода на напряжение 500 кВ и значительно превосходят размеры моделей I и III. Например, емкости слоев модели II в 20 раз превосходят емкости слоев моделей I и III. Выбор параметров и размеров моделей преследовал цель более отчетливо выделить влияние тех или иных факторов на емкостную связь остова с землей.

Изоляция моделей выполнена из несущей кабельной бумаги. С одного конца каждой модели выведены зонды от регулирующих обкладок для измерения емкости слоев изоляции и потенциалов обкладок.

Снаружи на модели нанесено металлическое (из алюминиевой фольги) покрытие, равное по длине «нулевой» обкладке. При заземлении покрытие имитирует заземленную цилиндрическую стенку, максимально приближенную к оси остова. При этом ожидалось наибольшее влияние рассеяния потока вектора электрического смещения на распределение напряже-

ния по обкладкам модели. Были выполнены измерения распределения напряжения на моделях без покрытия и с покрытием.

Измерения проводились в воздухе при комнатной температуре и вертикальном расположении моделей на расстоянии 1 м от уровня пола. Поскольку модели не проходили сушки, их влажность имела установившееся для условий опыта значение и в процессе исследований заметно не изменялась, о чем свидетельствовала стабильность измеренных емкостей наружных и внутренних слоев изоляции. Измерения напряжений проводились вольтметрами и киловольтметрами электростатической системы.

На рис. 1–3 показаны результаты измерений распределения напряжения на моделях. Кривая 1 соответствует расчетному линейному распределению напряжения для равноемкостных моделей. Кривая 2 показывает фактическое распределение напряжения в моделях без покрытия при заземлении наружной обкладки. Кривая 3 соответствует распределению напряжения в моделях с покрытием при заземлении наружной обкладки и покрытия.

Если бы рассеяние потока вектора электрического смещения во вводах отсутствовало, то фактическое распределение в остова совпадало с расчетным распределением (кривая 1). Однако на рисунках видно отклонение измеренного распределения напряжения от расчетного при наличии заземленного покрытия и без него. Характер хода кривых у всех моделей одинаков, несмотря на существенные различия их параметров, что свидетельствует о наличии рассеяния потока вектора электрического смещения во всех случаях.

В моделях без покрытия при значительном удалении земли емкостные токи рассеяния с уступов обкладок замыкаются в основном на наружную заземленную обкладку и на уступы промежуточных обкладок, а также частично на удаленную землю. Это вызывает увеличение падения напряжения в первых и последних слоях остова, причем увеличение падения на-

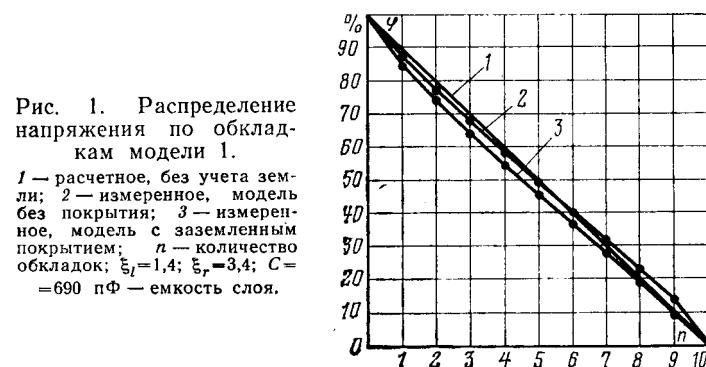


Рис. 1. Распределение напряжения по обкладкам модели I.

1 — расчетное, без учета земли; 2 — измеренное, модель без покрытия; 3 — измеренное, модель с заземленным покрытием; n — количество обкладок; $\xi_i = 1,4$; $\xi_r = 3,4$; $C = 690$ пФ — емкость слоя.

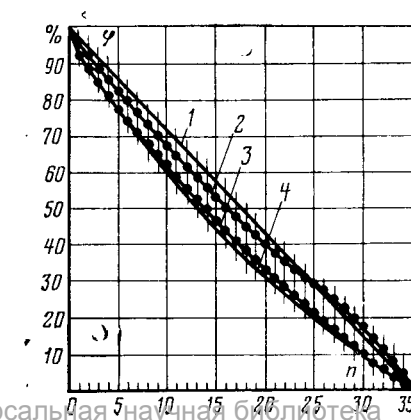


Рис. 2. Распределение напряжения по обкладкам модели II.

1 — расчетное, без учета земли; 2 — измеренное, модель без покрытия; 3 — измеренное, модель с заземленным покрытием; 4 — расчетное, с учетом влияния земли; n — количество обкладок; $\xi_i = 2,3$; $\xi_r = 2,3$; $C = 13\,500$ пФ — емкость слоя.

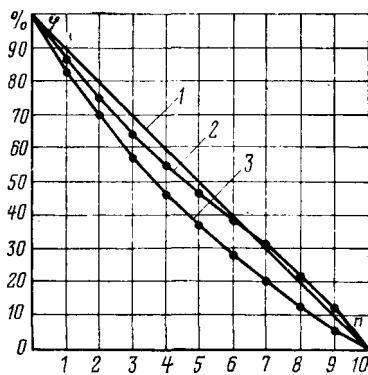


Рис. 3. Распределение напряжения по обкладкам модели III.

1 — расчетное, без учета земли; 2 — измеренное, модель без покрытия; 3 — измеренное, модель с заземленным покрытием; n — количество обкладок; $\xi_r = 3,5$; $\xi_r = 2,5$; $C = 660$ пФ — емкость слоя.

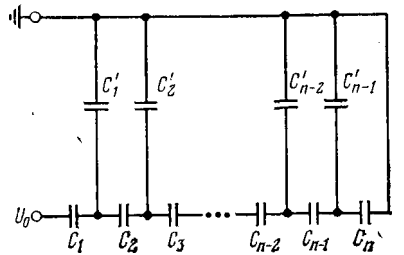


Рис. 4. Схема замещения остова с учетом земли.

пряжения в первых слоях больше, чем в последних, поскольку через первые слои протекает суммарный ток рассеяния (кривая 2).

В моделях с заземленным покрытием емкостные токи рассеяния замыкаются непосредственно на покрытие, минуя промежуточные и заземляемую обкладки, что приводит к увеличению падения напряжения в первых слоях и уменьшению падения напряжения в последних (кривая 3).

Ход кривых на рисунках 1—3 четко показывает усиление влияния земли на распределение напряжения по слоям при увеличении ξ_r и при приближении к модели заземленной поверхности. Сравнивая кривые рис. 2 и 3, можно заметить, что увеличение размеров и количества обкладок в модели II при близких значениях параметра ξ_r существенно не отражается на емкостной связи остова с землей.

Для количественной оценки влияния земли рассмотрим схему замещения остова с емкостной связью уступов обкладок с землей (рис. 4). Емкостные связи между уступами и с токоведущей трубой на схеме не показаны, поскольку они в сравнении с емкостной связью остова с землей незначительны.

Схема позволяет получить формулы для расчета распределения напряжения по слоям остова с учетом влияния земли.

Рассмотрим результаты решений некоторых практических задач.

1. Емкости слоев остова равны и известны:

$$C_1 = C_2 = \dots = C_n = C.$$

Емкости уступов обкладок на землю $C'_1, C'_2, \dots, C'_{n-1}$ также будем считать известными. Требуется определить распределение напряжения в остова ввода.

Напряжение на любом слое U_k можно выразить через напряжение на наружном слое U_n и коэффициент α_k :

$$U_k = \alpha_k U_n, \quad (1)$$

где

$$\alpha_k = \alpha'_{k+1} + (\alpha_{k+1} + \alpha_{k+2} + \dots + \alpha_{n-2} + \alpha_{n-1} + \alpha_n) \frac{C'_k}{C}, \quad (2)$$

$$k = n-1, n-2, \dots, 3, 2, 1.$$

Для слоя n $\alpha_n = 1$.

Определяя коэффициенты α_k для каждого слоя, начиная со слоя n и суммируя их, находим напряжение на слое n :

$$U_n = \frac{U_0}{\sum_{k=1}^n \alpha_k}, \quad (3)$$

где U_0 — приложенное напряжение,

$$\alpha_k = \alpha'_{k+1} + (\alpha_{k+1} + \alpha_{k+2} + \dots + \alpha_{n-2} + \alpha_{n-1} + \alpha_n) \frac{C'_k}{C}; \quad (4)$$

Используя данное решение, найдем распределение напряжения в модели II с покрытием. Емкости C'_k определим по формуле емкости бесконечно длинных коаксиальных цилиндров на длине, равной длине уступа Δk , в предположении, что электрическое поле между цилиндрическим покрытием и уступами по характеру близко к плоскомеридианному. Кривые измеренного и расчетного распределений напряжения имеют хорошее совпадение (см. рис. 2, кривые 3 и 4).

2. Для повышения аксиальной прочности вводов желательно иметь равномерное распределение напряжения по слоям остова:

$$U_n = U_{n-1} = \dots = U_1 = U_0/n. \quad (4)$$

В этом случае емкость слоя k

$$C_k = C_{k+1} + (n-k)C'_k. \quad (5)$$

Задаваясь емкостью наружного слоя, находим емкости других слоев при известных значениях C'_k .

По формуле (5) целесообразно рассчитывать остова ввода с твердой изоляцией, не имеющего нижней крышки.

3. При проектировании маслонаполненных вводов необходимо обращать особое внимание на распределение напряжения вдоль нижней крышки, которое зависит от распределения напряжения в остова, степени приближения заземленных стенок оборудования к оси ввода, размеров и формы нижней крышки и внешнего электростатического экрана.

Задаваясь определенной неравномерностью емкостей слоев остова, большей чем это следует из формулы (5), можно в определенных пределах улучшить распределение напряжения по крышке, электрически разгружая первые и нагружая средние и наружные слои остова. Ограничением вводимой неравномерности при этом является предельно допустимая напряженность электрического поля в наиболее нагруженных слоях.

Исследуя с помощью ЦВМ электростатическое поле установки ввода, можно определить не только оптимальные размеры и форму внешнего экрана, но и найти необходимое распределение потенциала на границе поля, проходящей по концам обкладок остова, при котором распределение напряжения по крышке будет наилучшим в заданных условиях. Найденное распределение потенциала на границе поля принимается за основу при расчете распределения напряжения по обкладкам остова, число которых выбирается по допустимой радиальной и аксиальной напряженностям поля в слоях остова при рабочем или испытательном напряжениях.

Поскольку на данной стадии расчета точное расположение обкладок еще не определено, указанный участок границы поля может быть представлен без ущерба для точности расчета в виде отрезка прямой, соединяющей точки, находящиеся на поверхности токоведущей трубы ($\varphi = 100\%$) и заземляемой обкладки ($\varphi = 0$). Длина отрезка равна сумме длин уступов обкладок остова, радиусы трубы и заземляемой обкладки принимаются по результатам ориентировочного расчета.

Расчет поля проводится по программе КСИ-БЭСМ методом сеток с учетом неоднородности среды и осевой симметрии.

Чтобы обеспечить требуемое распределение потенциала по обкладкам с учетом влияния земли, необходимо найти соответствующие емкости слоев C_k и емкости уступов обкладок остова на землю C'_k .

Для вычисления емкостей C'_k при весьма близком расположении заземленной цилиндрической или плоской поверхности достаточно использовать известные формулы емкости двух коаксиальных цилиндров или системы «цилиндр — плоскость». Однако при расстоянии от поверхности остова до заземленной цилиндрической поверхности, превышающем треть суммарной длины уступов обкладок, становится заметным влияние краевого эффекта.

В этом случае C'_k может быть найдена расчетом поля ввода методом интегральных уравнений 1-го рода [Л. 3] с учетом осевой симметрии. Используемая при этом программа AXIAL позволяет учитывать обкладки остова в виде тонких цилиндрических оболочек и разделять заряды на их поверхностях. По зарядам на внешней поверхности уступов и известным из предыдущего расчета потенциалам обкладок находят искомые емкости C'_k , а по ним — емкости слоев C_k с учетом влияния земли по коэффициентам α_k и β_k :

$$\alpha_k = \frac{U_k}{U_n} = \frac{\varphi_{k-1} - \varphi_k}{\varphi_{n-1}}; \quad (6)$$

$$\beta_k = \beta_{k+1} + (\alpha_{k+1} + \alpha_{k+2} + \dots + \alpha_{n-2} + \alpha_{n-1} + \alpha_n) C'_k; \quad (7)$$

$$C_k = \frac{\beta_k}{\alpha_k}, \quad (8)$$

где $k = n-1, n-2, \dots, 3, 2, 1$.

Для слоя n $\alpha_n = 1$, $\beta_n = C_n$. Емкостью наружного слоя C_n следует задаться. По емкостям C_k находят соответствующие радиусы и длины обкладок.

Учет влияния земли и выбор оптимального распределения

напряжения в остоле позволяют повысить электрическую прочность остола и ввода вдоль нижней покрывки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техника высоких напряжений/ Под ред. Л. И. Сиротинского, — М.: Госэнергоиздат, 1953, ч. 2.
2. Федоров Л. И. Расчет маслонаполненных вводов. — Электричество, 1961, № 2.
3. Колечицкий С. С. Анализ и расчет полей. — М.: Изд-ние МЭИ, 1977, ч. 2.

[11.08.80]

УДК 621.317.333

Вентильная схема контроля изоляции

ЦАПЕНКО Е. Ф., доктор техн. наук, ПРЖЕБЕЛЬСКИЙ А. В., инж.

Москва

Вентильные схемы контроля изоляции сети известны уже более сорока лет. Однако несмотря на свои очевидные достоинства — простоту схемы, отсутствие отдельного источника питания, независимость измерительного тока от емкости сети и индуктивности элементов схемы контроля — они отечественной промышленностью не изготавливаются. Причина этого — недостаточная точность и низкая чувствительность таких устройств, что вызывает частые ложные срабатывания.

Причина недостаточной точности и низкой чувствительности вентильных схем заложена в способе получения измерительного тока¹

$$I_n = \frac{1,5U_{лн}}{\pi(R_n + r_\Sigma)}, \quad (1)$$

где $U_{лн}$ — амплитудное значение линейного напряжения сети; r_Σ — активная составляющая полного сопротивления изоляции; R_n — сумма сопротивлений, включенных последовательно с диодами (см. рис. 1).

Легко видеть, что при $R_n \geq 300$ кОм (что необходимо по условиям электробезопасности) и изменении r_Σ от 10 до 100 кОм измерительный ток изменяется всего в 1,3 раза; при этом максимальная чувствительность находится в пределах от 0,1 до 0,026 мА/кОм.

Для устранения указанных недостатков в промышленных устройствах контроля сопротивления изоляции используются комбинированные схемы, которые не имеют преимуществ по сравнению с классической вентильной схемой, хотя и сильно усложнены. Наибольшее распространение в горнодобывающей и химической промышленности получили реле утечки УАКИ и его модернизированный вариант прибор АЗАК. В этих приборах с целью повышения чувствительности и точности сопротивление R_n уменьшено до 15–20 кОм. В этом случае, если сопротивление изоляции изменяется от 10 кОм до 100 кОм, то измерительный ток изменяется в 4–5 раз, что вполне приемлемо для измерительных целей; однако при этом полностью игнорируется электробезопасность. На кафедре электротехники Московского горного института была

произведена экспериментальная проверка прибора УАКИ-380. Схема эксперимента приведена на рис. 2. К сети 380 В подключено устройство УАКИ-380. Имитируется прикосновение человека, стоящего на земле (сопротивление 1 кОм) к одной из фаз сети. Измеряется действующее значение тока через резистор R_2 . Действующее значение этого тока в указанных условиях оказалось равно 80 мА, что гораздо больше, чем допустимый ток длительного прикосновения.

Таким образом, подключение реле УАКИ к сети может вызвать недопустимо большой ток через тело человека, что сводит на нет основные преимущества сетей с изолированной нейтралью. Задача усовершенствования вентильных схем состоит в увеличении их чувствительности без уменьшения внутреннего сопротивления.

Рассмотрим расчетную вентильную схему (см. рис. 3) и найдем средние значения напряжений отдельных фаз сети относительно земли $U_{сА}$, $U_{сВ}$, $U_{сС}$. На схеме обозначены: $\dot{U}_A$, $\dot{U}_B$, $\dot{U}_C$ — комплексные напряжения отдельных фаз сети относительно земли; $\dot{U}_{фА}$, $\dot{U}_{фВ}$, $\dot{U}_{фС}$ — фазные напряжения питающего трансформатора; r_A , r_B , r_C — активные составляющие сопротивлений фаз на землю; емкостные составляющие сопротивлений фаз на землю не учитываются, так как не оказывают влияния на работу вентильных схем¹.

Записав действующие значения напряжения смещения нейтрали $\dot{U}_0$, выразив действующие значения напряжений между каждой из фаз и землей через $\dot{U}_0$ и перейдя к мгновенным величинам, можно получить средние за период зна-

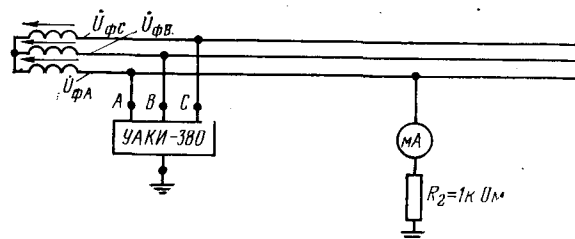


Рис. 2. Схема для проверки реле УАКИ-380.

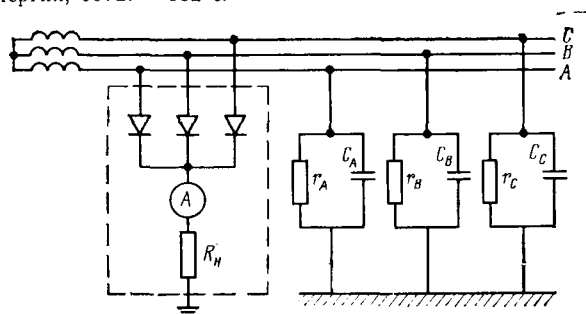


Рис. 1. Классическая вентильная схема контроля изоляции

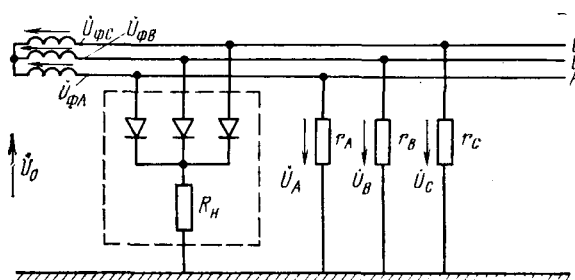


Рис. 3. Расчетная вентильная схема.

¹ Цапенко Е. Ф. Контроль изоляции в сетях до 1000 В. — М.: Энергия, 1972. — 152 с.

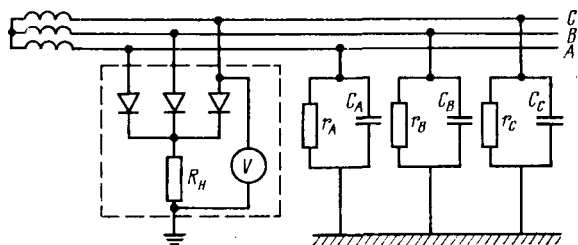


Рис. 4. Вентильная схема высокой чувствительности.

чения напряжений между отдельными фазами и землей

$$U_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{2\pi + \frac{\pi}{6}} u(\omega t) d\omega t.$$

Прodelав такие действия для каждого из мгновенных величин u_A , u_B , u_C , убедимся, что средние значения напряжений между фазами и землей одинаковы:

$$U_{cpA} = U_{cpB} = U_{cpC} = \frac{1,5U_{\text{лн}}r_{\Sigma}}{R_H + r_{\Sigma}}, \quad (2)$$

где r_{Σ} — сопротивление изоляции всех трех фаз сети относительно земли.

Из формулы (2) следует, что среднее значение напряжения между любой из фаз сети и землей (легко измеряемое

прибором магнитоэлектрической системы) при $R_H \gg r_{\Sigma}$, практически пропорционально сопротивлению изоляции и не зависит от асимметрии сети.

Основываясь на этой формуле, можно предложить схему прибора для автоматического контроля сопротивления изоляции, представленную на рис. 4. Чувствительность такой схемы есть отношение изменения напряжения ΔU_{cp} к изменению полного сопротивления изоляции Δr_{Σ} :

$$\sigma = \frac{\Delta U_{cp}}{\Delta r_{\Sigma}}.$$

При малых изменениях Δr_{Σ}

$$\sigma = \frac{dU_{cp}}{dr_{\Sigma}} = \frac{1,5U_{\text{лн}}}{\pi} \frac{R_H}{(R_H + r_{\Sigma})^2}. \quad (3)$$

Из формулы (3) видно, что максимальное значение чувствительности схемы рис. 4 будет иметь при малых сопротивлениях изоляции, т. е. при $r_{\Sigma} \rightarrow 0$:

$$\sigma_m = \frac{1,5U_{\text{лн}}}{\pi R_H}.$$

При $U_{\text{лн}}=380$ В и $R_H=50 \div 100$ кОм. По формуле (4) получим, что σ_m находится в пределах от 2,5 до 5,1 В/кОм, что гораздо лучше чем для классической вентильной схемы.

Практически прямо пропорциональная зависимость U_H от r_{Σ} (при $R_H \gg r_{\Sigma}$) позволяет получать линейную шкалу, а разбавление ее на несколько пределов еще больше повысит точность прибора.

[15.09.80]

УДК 621.373.2:621.315.618.3/9

Влияние состава смеси элегаза с азотом на время коммутации разрядника наносекундного диапазона

НИКИФОРОВ М. Г., инж.

Отделение ВЭИ в г. Истра

Для формирования высоковольтных импульсов с фронтами около 10^{-9} с необходимы коммутирующие разрядники с временем срабатывания порядка 10^{-9} с. Время срабатывания (коммутации) разрядника, как известно [Л. 1], существенно образом зависит от рода газа — наполнителя разрядника, давления газа, а также напряженности поля между электродами. В [Л. 2] показано, что для достижения столь малых времен коммутации перспективно использование элегаза (SF_6). Имеются также сведения [Л. 3] и о применении в разрядниках смесей элегаза с азотом, причем отмечается, что такие смеси более устойчивы к электрическим разрядам, чем чистый элегаз [Л. 4], а пробой в смеси с 10% SF_6 происходит с меньшим временем запаздывания, чем в элегазе.

Для практического использования смесей элегаза с азотом в разрядниках наносекундного диапазона важно определить оптимальный (с точки зрения малых времен коммутации) состав смеси, для чего необходимо исследовать влияние состава смеси и значения давления на время коммутации.

В статье приведены результаты определения количественных характеристик разряда, необходимых для расчетов времени коммутации в сжатых смесях элегаза с азотом и параметры импульсов, формируемых при помощи разрядника, наполненного такими смесями.

Время коммутации разрядника определяется скоростью спада сопротивления искры от очень большого значения до нуля (долей) ома. Для расчета сопротивления искры мож-

но воспользоваться формулой Вайцеля — Ромпе [Л. 5]:

$$R_H(t) = \frac{d}{\sqrt{\frac{2a}{P} \int_0^t i^2 dt}}, \quad (1)$$

где P — давление газа; a — коэффициент; i — ток; d — длина разрядного промежутка.

Применимость выражения (1) при $t \leq 10^{-8}$ с для разрядов в различных газах показана в [Л. 1 и 6].

По теории Вайцеля — Ромпе время коммутации можно характеризовать параметром

$$\theta = \frac{2Pd^2}{aU_0^2}, \quad (2)$$

где U_0 — пробивное напряжение.

Выражения (1) и (2) справедливы, если коэффициент a в рассматриваемом диапазоне времени постоянен. В известной литературе отсутствуют данные о значении коэффициента a , его постоянстве в диапазоне $t \leq 10^{-8}$ с при разрядах в смесях элегаза с азотом. В связи с этим значение коэффициента a для смесей с содержанием SF_6 от 5 до 100% определялось экспериментально по методике [Л. 2] на установке, описанной в [Л. 7]. На рис. 1 приведены результаты определения коэффициента a , из которого следует, что значение a для

данного состава смеси мало изменяется во времени и может характеризоваться усредненным на всем рассматриваемом интервале времени значением.

Зависимость среднего значения a от содержания SF_6 в смеси с погрешностью до 5% аппроксимируется выражением

$$a = 9,5 \exp(-1,5 P_{SF_6}/P_{см}) + 0,4, \quad (3)$$

где P_{SF_6} и $P_{см}$ — парциальные давления элегаза в смеси и самой смеси.

Для определения постоянной времени коммутации при разряде в смеси по формуле (2) необходимо знать пробивное напряжение. В [Л. 8] показано, что отношение пробивных напряжений смеси $U_{см}$ и элегаза U_{SF_6} ($U_{см}/U_{SF_6}$) при одинаковых значениях P , d для элегаза и смеси может характеризоваться единой обобщенной кривой, являющейся функцией содержания SF_6 в смеси. Причем характер кривой $U_{см}/U_{SF_6} = f(P_{SF_6}/P_{см})$ сохраняется как для однородных, так и слабонеоднородных полей в широком диапазоне P и d . Эти результаты позволяют определять пробивное напряжение смеси, зная пробивное напряжение элегаза. Обобщенная кривая при $1 \geq P_{SF_6}/P_{см} \geq 0,05$ достаточно точно аппроксимируется выражением

$$U_{см}/U_{SF_6} = 0,485 + 0,515 \left(\frac{P_{SF_6}}{P_{см}} \right)^{0,45}. \quad (4)$$

Проведем сравнительный анализ времен коммутации в азоте и его смесях с элегазом. Рассмотрим соотношение

$$\theta_{нт} = \frac{\theta_{см}}{\theta_{N_2}} = \frac{P_{см} d^2 a_{N_2} U_{N_2}^2}{P_{N_2} d^2 a_{см} U_{см}^2}, \quad (5)$$

где индексы «см» и « N_2 » относятся к смеси и азоту, соответственно.

При P и $d = \text{const}$ в соответствии с (3)–(5) получим

$$\theta_{от} = \frac{U_{N_2}^2 a_{N_2}}{U_{SF_6}^2 \left[0,485 + 0,515 \left(\frac{P_{SF_6}}{P_{см}} \right)^{0,45} \right]^2 \times \left[9,5 \exp \left(-1,5 \frac{P_{SF_6}}{P_{см}} \right) + 0,4 \right]}. \quad (6)$$

Расчеты по выражению (6) показали, что время коммутации в элегазе почти в 2,5 раза меньше, чем в азоте¹, в смесях же с (10–40%) SF_6 время коммутации еще меньше, что обусловлено характером изменения величины a от содержания SF_6 в смеси.

На практике рассчитывают не собственно время коммутации разрядника, а длительность фронта импульса и его амплитуду, на которые, кроме сопротивления искры, влияют и внешние параметры цепи. Уравнение для RLC -цепи с учетом сопротивления искры по (1), записанное в безразмерном виде, имеет следующий вид [Л. 9]:

$$\frac{d^3 x}{d\tau^3} = \frac{d^2 x}{d\tau^2} \left(\frac{d^2 x}{d\tau^2} + \frac{B}{q} \frac{dx}{d\tau} + \frac{x}{q} \right) - \frac{B}{q} \frac{d^2 x}{d\tau^2} - \frac{1}{q} \frac{dx}{d\tau} - 2q^2 \left(\frac{d^2 x}{d\tau^2} + \frac{B}{q} \frac{dx}{d\tau} + \frac{x}{q} \right)^3, \quad (7)$$

где $B = \frac{RC}{\theta}$; $q = \frac{LC}{\theta^2}$; $x = \frac{U_C}{U_0}$; $\tau = \frac{t}{\theta}$; U_0 , U_C — напряжение, пробивное и на емкости C , соответственно.

Поскольку уравнение (7) не имеет аналитического решения, оно рассчитывалось на ЭВМ в широком диапазоне изменения безразмерных параметров при следующих началь-

Рис. 1. К определению коэффициента a для смесей элегаза с азотом

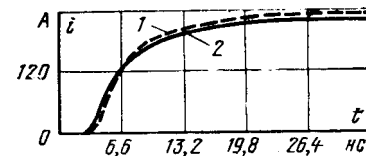
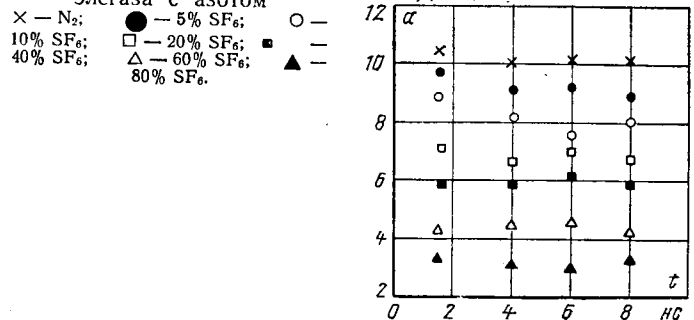


Рис. 2. Расчетная (1) и экспериментальная (2) зависимости $i(t)$. Параметры разряда в смеси с 20% SF_6 : $d = 0,45 \cdot 10^{-2}$ м; $P = 0,1$ МПа; $U_0 = 24,4$ кВ.

ных условиях:

$$x(\tau = 0) = 1; \quad \left. \frac{dx}{d\tau} \right|_{\tau=0} = -\frac{0,01}{B}; \quad \left. \frac{d^2 x}{d\tau^2} \right|_{\tau=0} = 0.$$

Начальным условиям $x(\tau = 0) = 1$ и $\left. \frac{d^2 x}{d\tau^2} \right|_{\tau=0} = 0$ должно

соответствовать значение $\left. \frac{dx}{d\tau} \right|_{\tau=0} = 0$, однако для численного

решения уравнения (7) необходимо задать $\left. \frac{dx}{d\tau} \right|_{\tau=0} \neq 0$. При

этом ошибка в вычислениях приблизительно пропорциональна отношению

$$\left(\frac{dx}{d\tau} \right)_{\tau=0} / \left(\frac{dx}{d\tau} \right)_{\text{max}} \approx \frac{i(t=0) R}{U_0}. \quad \text{Условие } \left. \frac{dx}{d\tau} \right|_{\tau=0} = -\frac{0,01}{B}$$

соответствует заданному значению $\frac{i(t=0) R}{U_0} = 0,01$. Умень-

шение значения $\left. \frac{dx}{d\tau} \right|_{\tau=0}$ до $-0,001/B$ практически не отра-

жается на результатах расчета на ЭВМ. Влияние начальных

данных $\left. \frac{d^2 x}{d\tau^2} \right|_{\tau=0}$ обсуждалось в [Л. 9].

Данные расчетов по (7) хорошо совпадают с результатами экспериментов при коммутациях в воздухе [Л. 9] и элегазе [Л. 2] (LC -цепь). Как видно из рис. 2 совпадение расчетной и экспериментальной кривых при указанных выше условиях также удовлетворительное.

Численный анализ (7) показал следующее:

длительность фронта импульса² тока $\tau_f = t_f/\theta$ в RLC -цепи, выраженная в относительных единицах, а также макси-

мальная крутизна импульса $\left(\frac{d^2 x}{d\tau^2} \right)_{\text{max}}$ определяются только

параметрами $B/q = R\theta/L$ и B ;

нормированная максимальная амплитуда тока $i_{\text{max}} R/U_0$ при $B \geq 40$ и $q \leq 400$ практически зависит только от значения B ;

² Фронт импульса определялся на уровне 0,1–0,8 амплитудного значения, что является в ряде случаев более удобной технической характеристикой [Л. 1], чем регистрация τ_f на уровне 0,1–0,9.

¹ При расчетах принималось $U_{SF_6}/U_{N_2} = 2,8$ [Л. 4].

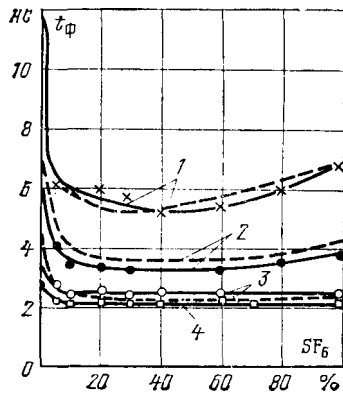


Рис. 3. Зависимость длительности фронта импульса от состава смеси.

1 — 0,1 МПа, $d=0,45 \cdot 10^{-2}$ м; 2 — 0,2 МПа, $d=0,45 \cdot 10^{-2}$ м; 3 — 0,6 МПа, $d=0,1 \cdot 10^{-2}$ м; 4 — 0,94 МПа, $d=0,1 \cdot 10^{-2}$ м.

Математическая обработка кривых $\tau_\phi = f(B/q)$ и $\tau_\phi = f(B)$ (в статье не приведены) и переход к размерным единицам позволяют получить выражение для расчета длительности фронта:

$$\tau_\phi = 2,86 \left[1,83 + \left(\frac{B}{q} \right)^{-0,83} \right] (1 - 3,1B^{-0,55}). \quad (8)$$

Для расчета максимальной амплитуды тока $i_{\max}$ в области значений $B \geq 40$ и $q \leq 400$, как оказалось, применима формула, полученная при $q=0$ [Л. 1]:

$$i_{\max} = \frac{U_0}{R} (1 - 1/\sqrt[3]{1+2B})^{3/2} \sqrt{(1+2B)/2B}. \quad (9)$$

Зависимость (9) при $B \geq 200$ справедлива в диапазоне значений $q \leq 10^4$. Выражение для максимальной крутизны $\left(\frac{d^2x}{dt^2} \right)_{\max}$ получено из обработки кривых $\frac{d^2x}{dt^2} = f(B/q)$ (в статье не приведены):

$$\left(\frac{d^2x}{dt^2} \right)_{\max} = 0,19B^{-1} [1 - \exp(-B/q)]. \quad (10)$$

Таким образом, получены выражения для расчета всех важнейших характеристик наносекундных импульсов. Область применения формул (8) и (10): $B \geq 25$, $B/q \geq 0,125$.

Для экспериментальной проверки полученных расчетных выражений была разработана установка, реализующая разрядный RLC-контур с постоянной времени $L/R=0,4 \cdot 10^{-9}$ с ($L=40 \cdot 10^{-9}$ Г, $R=100$ Ом, $C=(2+8) \cdot 10^{-9}$ Ф). Для коммутации использовался разрядник коаксиального типа. Диаметр плоской части электродов разрядника составлял $1,5 \cdot 10^{-2}$ м. Пробивное напряжение регулировалось длиной разрядного промежутка в пределах $10 \div 80$ кВ. В ходе экспериментов снимались осциллограммы импульсов тока с шунта. Для регистрации использовался осциллограф И2-7. Временное разрешение схемы измерения составляло около 10^{-10} с [Л. 7]. Импульсы регистрировались при пробое разрядника под да-

влением $0,1 \div 0,94$ МПа и длинах разрядного промежутка $(0,1 \div 0,45) \cdot 10^{-2}$ м.

На рис. 3 представлены зависимости длительности фронта импульса тока от состава смеси элегаза с азотом, полученные из обработки осциллограмм (сплошные линии) и рассчитанные по формуле (8) (пунктир). Как видно из рис. 3, небольшие добавки элегаза к азоту приводят к резкому сокращению длительности фронта, а увеличение доли SF_6 в смеси сверх $20 \div 40\%$ малоэффективно. При этом необходимо отметить следующее. Длительность фронта импульса при высоких давлениях уменьшается сравнительно медленно, что связано, во-первых, с ростом значения B и во-вторых, с медленным (не прямо пропорционально давлению) ростом пробивного напряжения при больших значениях P (отклонение от закона подобия). Пробивное напряжение (напряженность) в свою очередь оказывает влияние на постоянную времени коммутации θ . Сравнение расчетных и экспериментальных данных для максимальных значений тока и его крутизны показало удовлетворительное их совпадение.

Выводы. 1. Показана возможность расчета времени коммутации в смесях элегаза с азотом на основе формулы Вайцеля — Ромпе. Определены значения коэффициента a для разных составов смеси.

2. При одинаковых значениях P , d время коммутации в смеси элегаза с азотом в $2 \div 3$ раза меньше, чем в чистом азоте и не больше, чем в чистом элегазе. Состав смеси с $(10 \div 40\%)$ элегаза можно считать оптимальным (с точки зрения малых времен коммутации) для использования в разрядниках наносекундного диапазона.

3. Данные расчетов по полученным выражениям для фронтов импульсов и максимальной крутизны хорошо совпадают с экспериментальными.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Месяц Г. А. Генерирование мощных наносекундных импульсов. М.: Советское радио, 1974.
2. Никифоров М. Г., Харченко А. Ф. Характеристики искровых разрядов в элегазе в наносекундном диапазоне. — ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1977, вып. 7.
3. Разработка и применение источников интенсивных электронных пучков/ Под ред. Г. А. Месяца — Новосибирск: Наука, 1976.
4. Ляпин А. Г., Семенов Ю. Н. Электрическая прочность ряда электроотрицательных газов в однородном поле при высоком давлении. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1973, № 1.
5. Weizel W., Rompe R. Theorie des electrischen Funken. — Ann. Phys., 1947, 6 Folge.
6. Романенко И. Н. Импульсные дуги в газах. — Чебоксары, изд-ние Чувашского государств. ун-та, 1976.
7. Никифоров М. Г. Установка для формирования наносекундных импульсов тока. — ПТЭ, 1977, № 4.
8. Ermel M. Das N_2-SF_6 Gasgemisch als Isoliermittel der Hochspannungstechnik. — ETZ-A, 1975, Bd 96, № 5.
9. Рябинин Ю. В. Учет влияния искры при формировании высоковольтных наносекундных импульсов. — Изв. СО АН СССР. Сер. техн. наук, 1974, вып. 1, № 3.

[07.02.80]

Разрядные напряжения некоронирующих воздушных промежутков различной конфигурации при высокой частоте

АРОНОВ М. А., ТАРАСОВА Т. Н.

Московский энергетический институт

Создание устройств высокого напряжения, работающих в диапазоне радиочастот, требует знания разрядных характеристик их воздушной изоляции. Известный экспериментальный материал охватывает ограниченное число разрядных промежутков, а полуэмпирические соотношения, связывающие разрядные напряжения с частотой приложенного напряжения, относятся к промежуткам с однородным полем [Л. 1—3].

В статье предпринята попытка расчетного определения зависимостей разрядного напряжения от частоты (вольт-частотных характеристик) некоронирующих воздушных промежутков с различной степенью неоднородности электрического поля в интервале между первой и второй критическими частотами.

Известно, что снижение разрядных напряжений с ростом частоты в рассматриваемом диапазоне частот связано с искажением электрического поля промежутка электрическим полем положительного объемного заряда, образующимся на стадии несамостоятельности разряда [Л. 1—3].

В [Л. 4] были выявлены условия, определяющие возможность накопления положительного объемного заряда в воздушных промежутках различной конфигурации. На основании полученных условий были рассчитаны граничные вольт-частотные характеристики, устанавливающие предельно возможное снижение разрядных напряжений с ростом частоты.

В статье на основании условия самостоятельности разряда рассматривается влияние положительного объемного заряда на разрядное напряжение. Определяется плотность этого заряда в зависимости от частоты напряжения и предлагается метод расчета уточненных вольт-частотных характеристик промежутков с неоднородным электрическим полем.

На стадии несамостоятельного разряда в промежутке образуются лавины электронов, оставляющие положительный объемный заряд в зоне ионизации. В [Л. 2] показано, что искажение поля зарядом, равномерно распределенным по всему объему разрядного промежутка, не может привести к наблюдаемым снижениям высокочастотного разрядного напряжения. Естественно предположить, что в промежутках с неоднородным электрическим полем лавины электронов, оставляющие за собой положительный объемный заряд, образуются в зоне ионизации вдоль центральной силовой линии. Объемный заряд, остающийся после каждой лавины, распределен по экспоненциальному закону. Однако в результате наложения зарядов серии лавин как отрицательного, так и положительного полупериодов плотность заряда значительно выравнивается. На основании этого можно считать, что объемная плотность суммарного положительного заряда, накопленного в зоне ионизации промежутка вдоль центральной силовой линии, постоянна и равна ρ .

В результате локального усиления поля в промежутке полем накопленного положительного объемного заряда разряд из несамостоятельного может перейти в самостоятельный, т. е. произойдет пробой промежутка.

Условие самостоятельности разряда в промежутке с объемным зарядом при использовании параболической аппроксимации эффективного коэффициента ионизации

$$\alpha_{\text{эф}} = a(E_{\Sigma} - b)^n$$

согласно [Л. 5] запишется в виде

$$\int_{r_0}^{r_f} a(E_{\Sigma} - b)^n dr = k, \quad (1)$$

где для воздуха $a=0,2$ см/кВ², $b=24,5$ кВ/см, $n=2$, $k=8,2$. Пределы интегрирования задаются координатами границы зоны ионизации: r_0 — радиусом электрода с малой кривизной, r_f — радиусом границы зоны ионизации при частоте f . Суммарная напряженность электрического поля (здесь и далее амплитудные значения) в точке r центральной силовой линии E_{Σ} определяется как алгебраическая сумма напряженностей внешнего электрического поля, создаваемого источником, $E_{\text{н}}$ и поля объемного заряда $E_{0,3}$:

$$E_{\Sigma} = E_{\text{н}} + E_{0,3}.$$

В зависимости от полярности $E_{\text{н}}$ электрическое поле объемного заряда будет различно влиять на распределение суммарной напряженности E_{Σ} в промежутке. При отрицательной полярности $E_{\text{н}}$ (в отрицательный полупериод приложенного напряжения) результирующее поле будет усиливаться около электрода r_0 . Наоборот, при положительной полярности $E_{\text{н}}$ будет происходить ослабление результирующего поля в этой зоне. Очевидно, что именно в отрицательный полупериод приложенного напряжения объемный заряд будет приводить к снижению высокочастотного разрядного напряжения по сравнению с разрядным напряжением при промышленной частоте.

Согласно [Л. 5] электрическое поле любого разрядного промежутка можно заменить эквивалентным радиальным, для которого справедливо соотношение

$$E_{\Sigma} = E_f \left(\frac{r_0}{r} \right)^m, \quad (2)$$

где m — показатель степени, характеризующий скорость спада напряженности; E_f — максимальная напряженность внешнего поля (в точке с координатой r_0), которая определяется по разрядному напряжению U_f :

$$E_f = U_f k_n / S, \quad (3)$$

здесь k_n — коэффициент неоднородности электрического поля промежутка, S — межэлектродное расстояние. Верхний предел интегрирования r_f в (1) задается выполнением условия $E_{\Sigma} = b$. Тогда с учетом (2):

$$r_f = r_0 \left(\frac{E_f}{b} \right)^{1/m}. \quad (4)$$

Чтобы определить изменение напряженности электрического поля объемного заряда $E_{0,3}$ вдоль центральной силовой линии, представим этот заряд в виде цилиндра, расположенного в зоне ионизации, с осью, совпадающей с центральной силовой линией, равномерно заряженного с объемной плотностью заряда ρ . Воспользуемся уравнением Пуассона, которое с учетом принятых допущений примет вид:

$$\frac{d^2 U_{0,3}}{dr^2} = - \frac{\rho}{\epsilon_0}. \quad (5)$$

Решение уравнения (5) относительно $E_{0,3} = \frac{dU_{0,3}}{dr}$ дает

следующую зависимость изменения этой напряженности вдоль оси r :

$$E_{0,3} = \frac{\rho}{\epsilon_0} (r - r_0) + E_k, \quad (6)$$

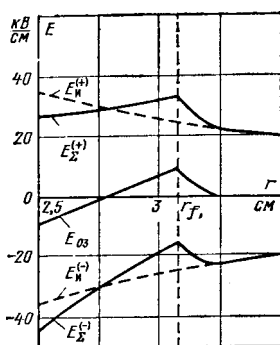


Рис. 1.

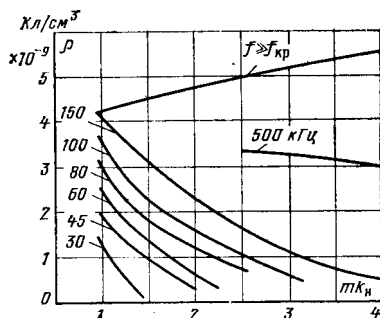


Рис. 2.

где E_k — постоянная интегрирования, которая равна напряженности поля объемного заряда в точке r_0 , т. е. на электроде с малым радиусом кривизны. Она определяется из крайних условий равенства нулю потенциалов на границах расположения объемного заряда

$$E_k = -\frac{\rho}{2\varepsilon_0}(r_f - r_0). \quad (7)$$

Условие самостоятельности разряда (1) с учетом (2), (6) и (7) для отрицательного полупериода напряжения запишется следующим образом:

$$\int_{r_0}^{r_f} 0,2 \left\{ E_f \left(\frac{r_0}{r} \right)^m + E_k \left[1 - \frac{2(r - r_0)}{r_f - r_0} \right] - b \right\}^2 dr = 8,2. \quad (8)$$

После интегрирования получим:

$$\begin{aligned} & \text{для } m \neq 1 \\ & \frac{E_f^2 r_0^{2m}}{-2m+1} (r_f^{-2m+1} - r_0^{-2m+1}) - \frac{2bE_f r_0^m}{(r_f - r_0)(2-m)} (r_f^{1-m} - r_0^{1-m}) + \\ & + b^2(r_f - r_0) + 2E_k \left[\frac{E_f r_0^m (r_f^{1-m} - r_0^{1-m})}{1-m} - \right. \\ & \left. - \frac{2E_f r_0^m (r_f^{2-m} - r_0^{2-m})}{(r_f - r_0)(2-m)} + \right. \\ & \left. + \frac{2E_f r_0^{m+1} (r_f^{1-m} - r_0^{1-m})}{(r_f - r_0)(1-m)} \right] + E_k^2 \frac{r_f - r_0}{3} = 41; \quad (9) \end{aligned}$$

для $m = 1$

$$\begin{aligned} & E_f r_0 \frac{r_f - r_0}{r_f} - 2E_f r_0 b \ln \frac{r_f}{r_0} + b^2(r_f - r_0) + \\ & + 2E_k E_f r_0 \left[\ln \frac{r_f}{r_0} - \frac{2r_0}{r_f - r_0} \ln \frac{r_f}{r_0} - 2 \right] + E_k^2 \frac{r_f - r_0}{3} = 41. \quad (10) \end{aligned}$$

В однородном электрическом поле ($m=0$) объемный заряд образуется вдоль одной из силовых линий на протяжении всего разрядного промежутка. Выражения для плотности заряда и напряженности электрического поля, создаваемой этим зарядом, запишутся для однородного поля следующим образом:

$$\rho = -\frac{2\varepsilon_0 E_k}{s}, \quad E_{03} = E_k \left(1 - \frac{2r}{s} \right). \quad (11)$$

Уравнение самостоятельности разряда для промежутка с однородным полем с учетом поля объемного заряда после интегрирования примет вид:

$$E_k^2 \frac{s}{3} + s(E_f - b)^2 = 41. \quad (12)$$

Решение уравнений (9), (10), (12), относительно E_k при известном E_f позволяет найти плотность объемного заряда при различных частотах приложенного напряжения, а также распределение напряженности электрического поля в промежутке с учетом объемного заряда. И наоборот, по извест-

ной плотности накопленного в промежутке объемного заряда можно определить высокочастотное разрядное напряжение.

Измерения разрядных напряжений, часть которых приведена в [Л. 4], проводились для воздушных промежутков различной конфигурации: цилиндр — плоскость при изменении диаметра цилиндра в пределах 1,4—5 см; шар — плоскость при диаметрах шаров 2, 4 и 5 см; конус с радиусом скругления вершины 1,2 см, расположенный против плоскости; системы коаксиальных цилиндров с диаметром внешнего цилиндра 8 см и внутреннего цилиндра 4,4—7 см. Electroды были гладкими и полированными. Плоскость и наружный цилиндр были заземлены. Расстояния между электродами изменялись от 0,5 до 5 см. Коэффициент неоднородности электрического поля находился в пределах от 1,25 до 3,5, а коэффициент m — в пределах от 0,78 до 1,75.

В качестве источника напряжения использовался высоковольтный высокочастотный генератор, собранный по двухконтурной схеме с самовозбуждением. Разрядные напряжения измерялись при плавном подъеме приложенного напряжения в диапазоне частот от 20 до 1500 кГц. Результаты измерений приводились к нормальным атмосферным условиям. Статистическая обработка опытных данных показала, что разброс разрядных напряжений подчиняется нормальному закону, а стандарты распределения не превышали 2%.

По измеренным разрядным напряжениям U_f для указанных выше промежутков по изложенной методике были рассчитаны E_k , E_{03} и ρ .

На рис. 1 приведено распределение напряженности электрического поля в промежутке шар — плоскость $r_0=2,5$ см, $s=1$ см, $k_n=1,26$; $m=1,5$ при частоте 100 кГц с учетом поля объемного заряда.

Положительный объемный заряд приводит к значительному усилению электрического поля в промежутке вблизи электрода малой кривизны в отрицательный полупериод, что и вызывает снижение разрядного напряжения. В положительный полупериод происходит выравнивание электрического поля около электрода с меньшим радиусом кривизны и некоторое понижение напряженности.

Результаты расчетов ρ и E_k показали, что эти величины зависят от характеристик неоднородности электрического поля k_n и m и от частоты приложенного напряжения f . В области частот, где наблюдается снижение разрядных напряжений, величины ρ и E_k уменьшаются с ростом k_n и m . Анализ указанных зависимостей показал, что они могут быть представлены в виде функций обобщенной характеристики неоднородности электрического поля промежутка $m k_n$. Расчетные усредненные зависимости объемной плотности заряда ρ от $m k_n$ и f приведены на рис. 2. Кривая для $f \gg f_{кр}$ соответствует установившимся значениям U_f , которые имеют место при частотах, существенно превышающих первую критическую частоту $f_{кр}$ и не изменяются с ростом частоты [Л. 3].

Обращают на себя внимание следующие закономерности, характерные для высокочастотного разряда в промежутках с неоднородным электрическим полем:

с ростом частоты плотность объемного заряда возрастает до значений, соответствующих установившимся величинам U_f ;

в интервале значений частот около $f_{кр}$ плотность объемного заряда уменьшается с ростом $m k_n$, причем при сочетаниях частоты и $m k_n$, при которых отсутствует снижение разрядного напряжения по сравнению с разрядным напряжением

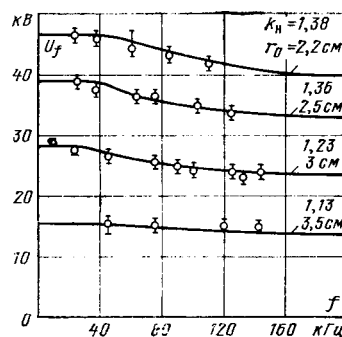


Рис. 3.

ем при промышленной частоте U_0 , величина плотности заряда стремится к нулю;

при $f \gg f_{кр}$ плотность заряда достигает установившегося значения; она не зависит от частоты и растет с увеличением mk_n ; установившиеся значения плотности заряда, как и высокочастотного разрядного напряжения, достигаются при больших частотах для промежутков с большими значениями mk_n . Например, для промежутков с $mk_n=0,975$ установившийся режим достигается при $f \geq 150$ кГц, а для промежутков с $mk_n=2,5$ — при $f > 500$ кГц.

Обобщенные зависимости, приведенные на рис. 2, позволяют рассчитать вольт-частотные характеристики некоронирующих воздушных промежутков любой формы. Для этого необходимо, используя [Л. 5], рассчитать k_n и m заданных промежутков, а затем по рис. 2 с учетом (7) методом последовательных приближений по формулам (9) и (10) найти значение E_f , а затем по (3) определить U_f .

Такие расчеты были проведены для различных некоронирующих разрядных промежутков, в том числе и для таких, экспериментальные значения U_f которых не использовались для построения обобщенных зависимостей рис. 2. Для примера на рис. 3 представлены расчетные вольт-частотные зависимости (сплошные линии) и экспериментальные данные для системы коаксиальных цилиндров с радиусами $R=4$ см

и $r_0=2,2-3,5$ см. Сравнение расчетных и экспериментальных значений разрядных напряжений показало, что наибольшее расхождение между ними не превышает 7%, что можно считать вполне приемлемым для практических расчетов разрядных напряжений воздушных промежутков изоляционных конструкций.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Böcker H. Die Durchschlagsenkung bei Hochfrequenz. — Archiv für Elektrotechnik, 1937, Bd 31.
2. Жуков А. А. Положительный объемный заряд и характер снижения в области первой критической частоты. — ЖТФ, 1967, т. XXXVII, вып. 4.
3. Электрические разряды в воздухе при напряжении высокой частоты / М. А. Аронов, Е. С. Колечицкий, В. П. Ларионов и др. — М.: Энергия, 1969.
4. Тарасова Т. Н. Условия накопления положительного объемного заряда при напряжении высокой частоты в воздушных промежутках различной конфигурации. — Электричество, 1974, № 5.
5. Разевиг Д. В., Соколова М. В. Расчет начальных и разрядных напряжений газовых промежутков. — М.: Энергия, 1977.

[26.05.80]

УДК 621.316.72.001.24

Магнитно-полупроводниковые регулирующие органы с комбинированной коммутацией для устройств преобразовательной техники и автоматики

ОБРУСНИК В. П., доктор техн. наук, КОБЗЕВ А. В., канд. техн. наук,

ШАДРИН Г. А., инж.

Томск

К магнитно-полупроводниковым устройствам (МПУ) относят быстродействующие магнитные усилители (МУ), удвоители частоты с самоподмагничиванием (МУЧС), регуляторы (МНР), выполненные в виде параллельно соединенных односердечников дросселя насыщения и однополупериодного ключа, и удвоители частоты (МПУЧ), являющиеся разновидностью ферромагнитных устройств с самокомпенсацией — МУ с самонасыщением (МУС). Но в отличие от последних МПУ управляются сигналами переменного тока. В частности, в МНР с естественной коммутацией (ЕК) управление ключом осуществляется по углу включения [Л. 1], а в МНР с принудительной коммутацией — по углу выключения [Л. 2—6]. Изменением длительности замкнутого состояния ключа регулируются постоянная составляющая индукции и выходные параметры.

Авторами разработана группа МПУ с комбинированной коммутацией (КК) тока [Л. 3—6]. При КК в управляющий для ферромагнитного элемента (ФМЭ) полупериод происходит принудительная коммутация тока, а в рабочий — ЕК и осуществляется принудительно-естественное переманичивание сердечника. Основное преимущество МПУ с КК перед аналогами с ЕК состоит в том, что в диапазоне изменения угла коммутации регулятор обеспечивает стабильность фазы напряжения нагрузки, что позволяет строить высокоэффективные умножители частоты [Л. 6], узкодиапазонные регуляторы напряжения [Л. 4] и стабилизаторы линейных и фазных напряжений в многофазных системах при несимметричной нагрузке, а также при пофазной стабилизации [Л. 3 и 4].

В статье изложены вопросы построения МПУ с КК, приведен анализ протекающих в них процессов и даны характеристики в различных режимах.

В [Л. 4] показано, что при активной нагрузке схемное решение силовой цепи одноключевых МНР (с полностью управляемым ключом), внешние характеристики, регулировочные свойства, к. п. д. и массо-габаритные показатели не зависят от способа коммутации, а при ЕК — и от характера нагрузки. Решающее значение для свойств и характеристик

таких устройств имеют закон управления ключом и качество применяемого материала сердечника.

В двухключевых МНР, используемых для управления активно-индуктивной нагрузкой, кроме регулирующего ключа $K1$, параллельно нагрузке вводится вспомогательный ключ $K2$, выполняющий функции нулевого вентиля [Л. 3—6]. При этом способе управления в момент принудительного размыкания ключа $K1$ нагрузка шунтируется вспомогательным ключом $K2$ на время переманичивания ФМЭ. При насыщении сердечника схема МНР приводится в исходное состояние, когда $K1$ замкнут и $K2$ разомкнут, образуя контур рекуперации избыточной реактивной мощности в сеть. При таком алгоритме в любой момент времени существует контур для протекания тока и обеспечивается свободный обмен реактивной мощностью между сетью и потребителем. Формирование кривой напряжения происходит независимо от постоянной времени нагрузки, поскольку ее изменение влияет только на относительную продолжительность зон рекуперации и потерь.

Эквивалентная схема двухключевого МНР с идеальными ключами приведена на рис. 1,а. В течение периода, согласно рассмотренному алгоритму, эта схема имеет четыре состояния, определяющие качественную картину изменения во времени токов и напряжений (рис. 1,б). Регулировочные свойства двухключевого МНР и процессы в целом практически не изменяются при включении со стороны сети или нагрузки согласующих трансформаторов.

Исследование электромагнитных процессов МНР целесообразно проводить по стадиям, используя кусочно-линейную аппроксимацию петли гистерезиса и метод припасовывания. Такой анализ производится при следующих допущениях:

при разомкнутом ключе $K1$ сердечник не насыщается, что обеспечивается соответствующим выбором ФМЭ;

ключи обладают односторонней проводимостью и в замкнутом состоянии падения напряжения на них обусловлены динамическими сопротивлениями R_k ;

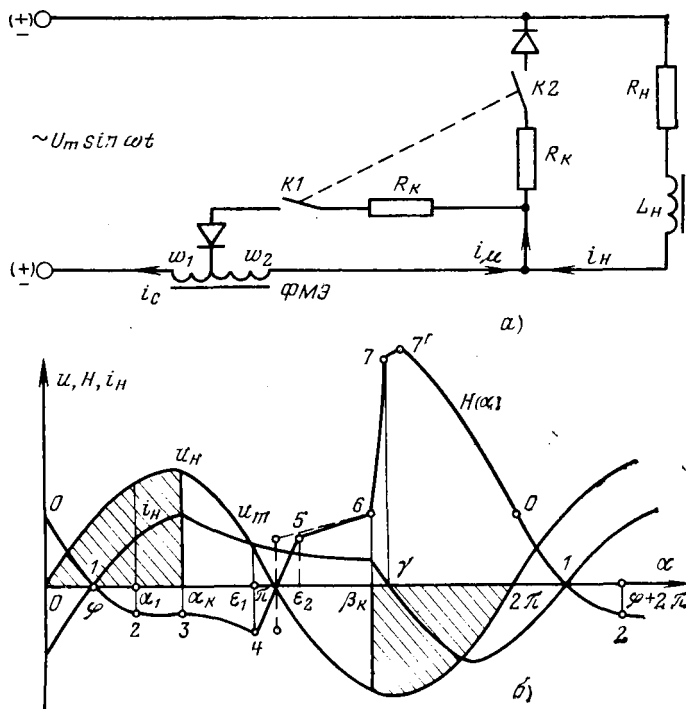


Рис. 1.

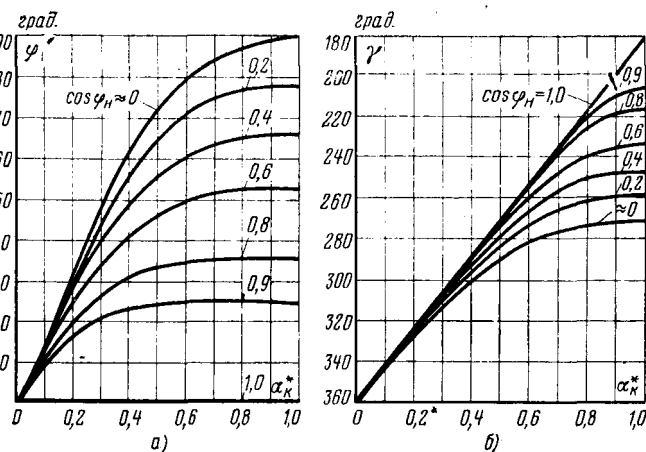


Рис. 2.

активные и индуктивные сопротивления рассеяния обмоток равны нулю;

в установившемся режиме петля гистерезиса аппроксимируется отрезками прямых линий и линейные участки частного цикла описываются выражениями

$$\left. \begin{aligned} B_I &= \mu_s H + B_{rI}; & B_{II} &= \mu_0 (H + H_c); \\ B_{III} &= \mu_s H + B_{rIII}; & B_{IV} &= \mu_0 (H - H_c), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где μ_0 и μ_s — магнитные проницаемости ненасыщенного и насыщенного сердечников.

Первое состояние МПР наступает в момент замыкания ключа $K1$ при $\alpha = \varphi$ ($K2$ при этом разомкнут). Обмотка ω_2 будет замкнута накоротко и нагрузка непосредственно подключается к сети. Рабочая точка $B=f(H)$ перемещается на участке I по петле гистерезиса, что соответствует изменению электромагнитных величин в интервале, обозначенном углами φ и α_k (рис. 1,б).

Процессы в этом состоянии описываются системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} L_H \frac{di_H}{dt} + i_H R_H + i_K R_K + \omega_1 S \frac{dB}{dt} &= U_m \sin \omega t; \\ i_K R_K + \omega_2 S \frac{dB}{dt} &= 0; & i_H - i_2 + i_\mu &= 0; \\ H l &= \omega_1 (i_H - i_\mu / k_T), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $k_T = \omega_1 / \omega_2$.

В момент $\alpha = \alpha_k$ замыкается ключ $K2$, а $K1$ размыкается. Во втором состоянии схемы МПР процесс описывается системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} L_H \frac{di_H}{dt} + i_H R_H + i_K R_K &= 0; \\ (\omega_2 + \omega_1) S \frac{dB}{dt} - i_K R_K &= U_m \sin \omega t; \\ i_K &= i_H - i_c; \\ H l &= \omega_2 (1 + k_T) i_c. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Сетевое напряжение, приложенное к ФМЭ, размагничивает его сердечник. Рабочая точка перемещается по участкам II, III, определяя интервал $\alpha_k \leq \alpha \leq \beta_k$. Участку частотой петли III соответствует интервал $\varepsilon_1 \leq \alpha \leq \varepsilon_2$, длительность которого мала и зависит от постоянной времени, определяемой индуктивностью рассеяния обмоток и их активным сопротивлением. Без существенной погрешности для количественных результатов анализа можно принять $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \pi$.

В конце участка IV рабочая точка перемещается на насыщенный участок I, что соответствует углу насыщения $\alpha = \beta_k$ (рис. 1,б) и схема МПР переходит в третье состояние, когда снова $K1$ замкнут, а $K2$ разомкнут (интервал $\beta_k \leq \alpha \leq \gamma$). Электромагнитные процессы в третьем состоянии описываются системой уравнений (2) с той лишь разницей, что при величине U_m становится отрицательный знак. Процессы в четвертом состоянии МПР (ключи $K1$ и $K2$ разомкнуты) происходят на интервале $\gamma \leq \alpha \leq 2\pi + \varphi$ (рис. 1,б) и описываются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} L_H \frac{di_H}{dt} + i_H R_H + (\omega_1 + \omega_2) S \frac{dB}{dt} &= U_m \sin \omega t; \\ H l &= i_H (\omega_1 + \omega_2). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Совместное решение уравнений (1)–(4) позволяет перейти к дифференциальным уравнениям тех или иных переменных и методом припасовывания определить мгновенные значения напряженности H и тока i_H с учетом их неразрывности. Опыт показывает, что с погрешностью 2–3% угол β_k можно определить как

$$\beta_k = 2\pi - \alpha_k. \quad (5)$$

С учетом (5) углы φ , α_1 , γ находятся из системы

$$\left. \begin{aligned} C_1(\varphi) e^{r_1(\alpha_1 - \varphi)} + C_2(\varphi) e^{r_2(\alpha_1 - \varphi)} + A_1 \cos(\alpha_1 - \varphi) + B_1 \cos(\alpha_1 - \varphi) &= H_{s2}; \\ (k_1 - k_2 r_1) C_3(\varphi, \alpha_1) e^{r_1(\gamma - \beta_k)} + (k_1 - k_2 r_2) C_4 \times \\ \times (\varphi, \alpha_1) e^{r_2(\gamma - \beta_k)} + (A_2 k_1 - B_2 k_2) \cos(\gamma - \beta_k) + \\ + (B_2 k_1 + A_2 k_2) \sin(\gamma - \beta_k) &= 0; \\ \frac{k_1 k_4}{k_2^2 + 1} (k_3 \sin \varphi - \cos \varphi) + \\ + k_1 C_5(\varphi, \alpha_1, \gamma) e^{-k_3(2\pi + \varphi)} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где k_1 – k_4 — коэффициенты, характеризующие параметры схемы МПР; A , B , r , C — коэффициенты, корни и постоянные интегрирования характеристического уравнения.

По результатам решения уравнений (1)–(4) и (6) на ЭВМ для ФМЭ на сердечнике ОЛ из стали Э340 построены зависимости

$$\varphi = f(\alpha_k^*, \cos \varphi_n) \text{ и } \gamma = f(\alpha_k^*, \cos \varphi_n)$$

(рис. 2,а и б) и рассчитаны кривые мгновенных значений токов нагрузки, которые отличаются от экспериментальных на

3—5%. Анализ уравнений (6) и кривых (рис. 2,а и б) позволил сделать следующие выводы:

при активной нагрузке $\varphi=0$, а угол $\gamma=\beta_k$ и определяется по (5);

при активно-индуктивной нагрузке зависимости $\varphi=f(\alpha_k^*, \cos \varphi_n)$ и $\gamma=f(\alpha_k^*, \cos \varphi_n)$ имеют нелинейный характер; угол φ изменяется от 0 до $\alpha=\pi/2$, а угол γ — в диапазоне $\pi-2\pi$; угол α_1 , определяющий момент перехода сердечника ФМЭ из насыщенного в ненасыщенное состояние, в основном зависит от параметров элементов схемы; свойств магнитопровода и значения H_{s2} .

Методом мгновенных значений с использованием характеристик, приведенных на рис. 2,а и б, были рассчитаны регулировочные характеристики, проведен гармонический анализ и определены энергетические показатели двухключевого МПР при различных значениях $\cos \varphi_n=R_n^*/Z_n^*$. Установлено, что максимальные значения средних и действующих токов ключа К1, ФМЭ, сети и нагрузки не зависят от характера нагрузки и соответствуют $\alpha_k^*=1$. При промежуточных углах коммутации выходной ток всегда больше потребляемого на величину тока, протекающего через ключ К2. Предельные средние значения тока ключа К2 при $\cos \varphi_n=0$ составляют 60% тока ФМЭ при активной нагрузке.

Семейства характеристик, отражающих зависимости интегральных значений токов в функции угла α_k^* , ограничены сверху кривыми при $\cos \varphi_n=1$, а снизу — кривыми при $\cos \varphi_n=0$.

Гармонический состав выходного напряжения МПР с КК сильно отличается от состава гармоник напряжения МПР с ЕК. Амплитуды гармонических составляющих регулируемого напряжения находятся по формулам:

для первой гармоники

$$U_{(1)n} = \frac{U_m}{\pi} \left(\alpha_k - \frac{1}{2} \sin 2\alpha_k \right); \quad (7)$$

для n -й гармоники

$$U_{(n)n} = \frac{U_m}{\pi} \left[\frac{\sin(1-n)\alpha_k}{1-n} - \frac{\sin(1+n)\alpha_k}{1+n} \right]. \quad (8)$$

Анализ уравнений (7) и (8) показывает, что кривая напряжения содержит весь спектр гармоник, процентное содержание которых зависит от угла α_k . При активно-индуктивной нагрузке спектр гармоник токов определяется по уравнениям (2)—(4) с учетом (1), (5) и (6).

Характер изменения основной гармоники тока сети $I_{(1)c}^*=f(\alpha_k^*, \cos \varphi_n)$ и ряда других гармоник показан на рис. 3,а. При реактивной нагрузке основная гармоника заметно изменяется в диапазоне $0,3 \leq \alpha_k^* \leq 1$ и почти не меняется до $\alpha_k^*=0,3$. Вторая гармоника тока сети с ростом сопротивления нагрузки по сравнению со второй гармоникой для $\cos \varphi_n=1$ до 12%, достигая минимального значения при $\cos \varphi_n=0$ и $\alpha_k^*=0,7$. Максимумы остальных высших гармоник соответствуют углам $\alpha_k^*=0,8-0,95$.

В токе сети за счет несимметрии кривой тока нагрузки появляется постоянная составляющая, значение которой при $\cos \varphi_n=0$ составляет 20% основной гармоники. В реальных схемах эта гармоника компенсируется постоянной составляющей контура К1 и ФМЭ, снижаясь до 14%. Ток нагрузки не содержит нулевой гармоники. Основная гармоника тока нагрузки $I_{(1)n}^*$ при любых значениях $\cos \varphi_n$ совпадает с первой гармоникой выходного напряжения, а выше — с увеличением реактивного сопротивления снижаются лишь по амплитуде. Для подтверждения сказанного на рис. 3,б показаны для нескольких гармоник зависимости $I_{(n)n}^*=f(\alpha_k^*, \cos \varphi_n)$. Сплошные линии соответствуют $\cos \varphi_n=0,5$, пунктирные — $\cos \varphi_n=1$.

Вследствие снижения уровня высших гармоник с ростом индуктивной составляющей улучшаются коэффициент гармоник $k_{г.с}$ (рис. 4,а) и коэффициент мощности κ_0 (рис. 4,б). Последний у МПР с КК гораздо выше, чем у аналогичных РО с ЕК (для сравнения на рис. 4,б пунктиром показано значение κ_0 МПР с ЕК). Только при предельном угле α_k коэффициент мощности достигает значения, равного коэффициенту сдвига тока нагрузки, а при промежуточных α_k он имеет экстремум, превышающий эти значения на 2—5%, что объясняется резким возрастанием первой гармоники и коэффициента сдвига этой гармоники, начиная с $\alpha_k^* \geq 0,3$.

Спектральный анализ тока и напряжения нагрузки свидетельствует о наличии «сильных» четных гармоник, что с одной

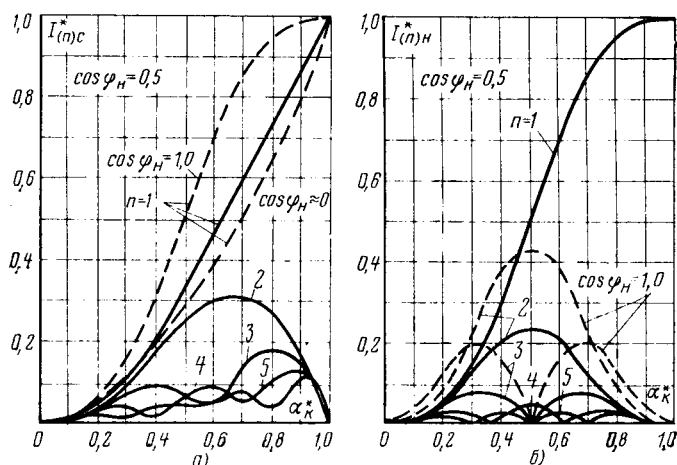


Рис. 3.

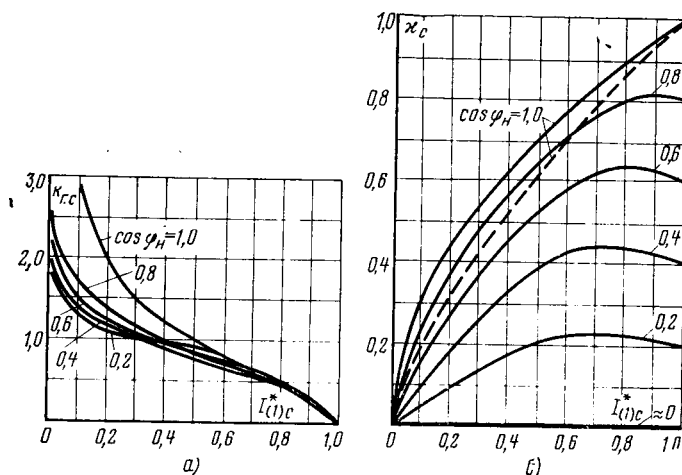


Рис. 4.

стороны затрудняет фильтрацию напряжения на основной частоте, а с другой, показывает, что МПР является хорошим генератором гармоник и на его основе можно строить умножители частоты. Авторами разработан ряд действующих МПУЧ [Л. 3, 4 и 6], в которых использован принцип компенсации всех нечетных гармоник (в том числе и первой) при эффективном выделении четных. Основной в этих МПУЧ будет вторая гармоника, достигающая при $\alpha_k=\pi/2$ значения, равного 85% амплитуды напряжения сети, и определяемая по формуле

$$U_{(2n)n} = \frac{2}{\pi} U_m \left[\frac{\sin(2n-1)\alpha_k}{2n-1} - \frac{\sin(2n+1)\alpha_k}{2n+1} \right]. \quad (9)$$

В то же время ток, потребляемый из сети, не содержит четных гармоник. Коэффициенты гармоник его ряда определяются по формуле

$$I_{(2n-1)c} = \frac{U_m}{\pi R_n} \left[\frac{\sin 2(1-n)\alpha_k}{1-n} - \frac{\sin 2(1+n)\alpha_k}{1+n} \right], \quad (10)$$

где α_k — угол коммутации; U_m — амплитуда напряжения сети. Средние и действующие значения выходного напряжения МПУЧ и МПР находятся из выражений

$$U_{н.ср} = \frac{m U_m}{\pi} (1 - \cos \alpha_k); \quad (11)$$

$$U_n = \frac{U_m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{m \left(\alpha_k - \frac{1}{2} \sin 2\alpha_k \right)}, \quad (12)$$

где $m=f_n/f_c$ — отношение выходной частоты ко входной.

В частности, для МПР $m=1$, а для МПУЧ $m=2$. По габаритной мощности мостовые МПУЧ подобны МУС и превосходят почти вдвое аналогичные МУЧС с накопительным дросселем. Кроме того, удвоители частоты с КК превосходят последние в несколько раз по быстродействию и почти на 40% по коэффициенту мощности. При активной нагрузке МПУЧ имеют идентичные с МПР коэффициенты мощности и гармоник (рис. 4), а их к. п. д. достигает 85–90%. Внешние характеристики удвоителей частоты в рабочей зоне жесткие (8–15%), их наклон обусловлен сопротивлением рассеяния двух ФМЭ и потерями на активных сопротивлениях РО.

Магнитно-полупроводниковые регуляторы с КК могут использоваться также в узкодиапазонных регуляторах напряжения. Поиск путей рационального построения МПУ с КК привел к созданию тиристорного трехполосника [Л. 5], состоящего из двух тиристорных с объединенными анодами или катодами, двух отсекающих диодов и коммутирующего конденсатора, подключенного между точками соединения тиристорных с диодами [Л. 3].

На основе комбинации базового трехполосника с ФМЭ были разработаны новые магнитно-тиристорные устройства [Л. 4–6]. Как элементы систем регулирования МПР представляют собой звенья с полупериодным, а удвоители частоты с четвертьпериодным средне-статистическим запаздыванием.

Магнитно-тиристорные регуляторы и МПУЧ, уступаая на частоте 50 Гц тиристорным аналогам [Л. 4] по массо-габаритным показателям, имеют более простые схемы силовых цепей и цепей управления и при равных условиях их время наработки до первого отказа больше в 1,5–1,7 раза. Удельно-массовые показатели их элементов: диодно-тиристорного ключа — 0,1–0,2 кг/кВт, односердечникового ФМЭ — 2,5–4 кг/кВт, конденсатора типа К75-10 — 3–6 кг/кВар.

Накопленный авторами опыт разработки и применения таких элементов подтверждает их высокую эксплуатационную надежность и позволяет рекомендовать для широкого использования в качестве исполнительных органов регуляторов-стабилизаторов напряжения и умножителей частоты на мощности от нескольких ватт до сотен киловатт.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я. Тиристорные усилители в схемах электропривода. — М.—Л.: Энергия, 1966. — 112 с.
2. А. с. № 465625 (СССР). Способ регулирования переменного напряжения/ А. В. Кобзев, В. П. Обрусник, Г. А. Шадрин, Ю. М. Лебедев. Оpubл. в Б. И., 1975, № 12.
3. Обрусник В. П. Дискретно-управляемые ферромагнитные элементы для преобразования параметров электроэнергии. — М.: Наука, 1979. — 192 с.
4. Обрусник В. П., Шадрин Г. А. Вопросы построения и анализа регулирующих органов с принудительной коммутацией. — В кн.: Магнитно-вентильные преобразователи напряжения и тока/ Томский государственный ун-т, 1977, с. 20–34.
5. А. с. № 453781 (СССР). Магнитно-тиристорный регулятор переменного напряжения/ А. В. Кобзев, В. П. Обрусник, Г. А. Шадрин, Ю. М. Лебедев. Оpubл. в Б. И., 1974, № 46.
6. Шадрин Г. А. Построение схем и исследование процессов магнитно-вентильных удвоителей частоты. — В кн.: Магнитно-вентильные преобразователи электрической энергии/ Томский государственный ун-т, 1977, с. 102–115.

[22.01.80]

УДК 621.317.39.084.2.088.001.24

Расчет дополнительной погрешности линейных индукционных преобразователей угла

БЕЛОЦЕРКОВСКИЙ В. А., ЛЕВКОВИЧ М. И.

Москва

Линейные индукционные преобразователи (датчики) угла (ПУ) составляют большую группу первичных измерительных электромеханических преобразователей угла поворота вала в напряжение переменного тока. При проектировании и изготовлении ПУ приходится считаться с конструктивными и технологическими ограничениями, которые существенным образом искажают функциональную зависимость ПУ и обуславливают его основные и дополнительные погрешности. Первые из них определяются погрешностью отображения линейной зависимости (погрешностью в линейности), изменением фазового угла вторичного напряжения, остаточным сигналом в нулевой точке. Дополнительная погрешность состоит из изменения коэффициента трансформации и изменения фазового угла вторичного напряжения при изменении температуры окружающей среды.

Влияние конструктивно-технологических факторов на основные погрешности ПУ достаточно полно рассмотрено в [Л. 1]. В настоящей статье рассмотрим дополнительные погрешности и возможности их уменьшения в существующих конструкциях ПУ путем соответствующего выбора параметров, а также с помощью внешних корректирующих элементов. Для анализа выберем конструктивную схему бесконтактного ПУ типа дуалсин [Л. 1], который наиболее широко применяется в системах и приборах управления и регулирования. Рассматривая электромагнитную систему такого ПУ, общий вид которого изображен на рис. 1,а как систему с сосредоточенными параметрами, приведем для нее расчетную схему мостового типа (рис. 1,б) и воспользуемся этой схемой для составления уравнений магнитной и электрической цепей ПУ.

При этом примем допущения о синусоидальности напряжения возбуждения U_1 , постоянстве воздушного зазора δ_0 и сопротивлений рассеяния z_{1s} и z_{2s} . Будем также пренебрегать краевыми проводимостями, что допустимо для рассматриваемой конструктивной схемы с неявнополюсным статором. Тогда

имеем:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_0 &= \Phi_1 + \Phi_2; \\ \Phi_1 &= \Phi_2 + \Phi_3; \\ I_1 \omega_1 &= \Phi_1 \left(\frac{2}{G_1} + \frac{2}{G_3} \right) + \Phi_3 \frac{1}{G_0}; \\ I_1 \omega_1 &= \Phi_2 \left(\frac{2}{G_2} + \frac{2}{G_3} \right) - \Phi_3 \frac{1}{G_0}; \\ \dot{U}_1 &= I_1 z_{1s} + j \omega_1 \Phi_0; \\ \dot{E}_2 &= j \omega_2 \Phi_3; \\ I_2 &= \frac{\dot{E}_2}{z_{2s} + z_H}; \\ \dot{U}_2 &= I_2 z_{2H}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

В уравнениях (1) и (2) приняты следующие обозначения: U_1 — напряжение возбуждения; $z_{1s} = r_1 + jx_{1s}$ и $z_{2s} = r_2 + jx_{2s}$ — полные сопротивления рассеяния обмотки возбуждения и вторичной обмотки; $G_1 = G_0 \cdot \frac{\tau}{2} \left(1 + \frac{\alpha}{\alpha_0} \right)$ и $G_2 = G_0 \cdot \frac{\tau}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\alpha_0} \right)$ —

магнитные проводимости участков воздушного зазора под полюсами; $G_0 = \frac{\mu_0 h_{\pi}}{\delta_0}$ — удельная магнитная проводимость

воздушного зазора; h_{π} — аксиальный размер магнитопровода; G_0 — эквивалентная магнитная проводимость полюсов и ядра; G_c — магнитная проводимость статорной цепи с учетом удлинения пути потока, сцепленного со вторичной обмоткой; τ — полюсное деление статора; α_0 — исследуемый диапазон линей-

ности; α — текущий угол; ω_1 и ω_2 — числа витков обмотки возбуждения и вторичной обмотки.

Величины G_a и G_c включают проводимости G_y участков магнитопровода статора и ротора ПУ, определяемые по известной формуле

$$G_y = \frac{\mu_y \mu_y S_y}{L_m},$$

где μ_y — относительная магнитная проницаемость любого из рассматриваемых участков; S_y — площадь сечения участка; L_m — длина средней силовой линии.

Согласно [Л. 2] относительную магнитную проницаемость μ_y будем рассматривать как комплексную величину:

$$\mu_y = \mu_{y1} - j\mu_{y2},$$

где μ_{y1} — так называемая упругая проницаемость, которая характеризует значение намагничивающей силы, необходимой для преодоления магнитным потоком сопротивления стали; μ_{y2} — так называемая вязкая проницаемость, характеризующая значение намагничивающей силы, необходимой для компенсации потерь в стали.

Решая совместно (1) и (2) и производя необходимые преобразования, получаем выражение для определения максимального значения выходного напряжения в исследуемом диапазоне линейности, т. е. при $\alpha = \alpha_0$:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{jx_0 k_\mu}{z_{1s} + jx_0 k_\mu} \frac{z_H}{z_{2s} + jx'_0 k_\mu + z_H}, \quad (3)$$

где $x_0 = \omega \omega_1^2 G_B$ и $x'_0 = x_0 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2$ — индуктивное сопротивление

намагничивания и его приведенное значение; $k_\mu = \frac{1}{1 + G_B/G_{CT}}$ —

коэффициент, учитывающий потери в стали; $G_B = G_0 \frac{\tau}{2}$ — магнитная проводимость воздушного зазора; G_{CT} — эквивалентная проводимость магнитопровода.

При изменении температуры окружающей среды изменяются значения сопротивлений r_1 и r_2 . Кроме того, вследствие изменения величин относительной магнитной проницаемости стали μ_1 и μ_2 (рис. 2)¹, изменяется также значение коэффициента k_μ . Таким образом, при изменении r_1 , r_2 и k_μ появится амплитудно-фазовая погрешность выходного напряжения, которую определим методом частных производных. Для этого представим $\dot{U}_2$ в выражении (3) как функцию двух независимых переменных:

$$\dot{U}_2 = A f(r_1) f(r_2),$$

где

$$A = \dot{U}_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} = \text{const.}$$

Тогда

$$\Delta \dot{U}_2 = A \left[\frac{\partial \dot{U}_2}{\partial f(r_1)} \Delta f(r_1) + \frac{\partial \dot{U}_2}{\partial f(r_2)} \Delta f(r_2) \right], \quad (4)$$

где $f(r_1)$ и $f(r_2)$ — независимые переменные; при нормальной температуре окружающей среды t_0

$$f(r_1) = \frac{jx_0 k_\mu}{r_1 + jx_{1s} + jx_0 k_\mu}; \quad f(r_2) = \frac{z_H}{r_2 + jx_{2s} + jx'_0 k_\mu + z_H}.$$

Переменные параметры при температуре t обозначим как r_{1t} , r_{2t} , $k_{\mu t}$. Тогда, допуская, что $r_{1k_{\mu t}} \approx r_{1k_\mu}$ получаем:

$$\Delta f(r_1) = \frac{jx_0 [k_\mu (r_{1t} - r_1) + jx_{1s} (k_\mu - k_{\mu t})]}{(r_1 + jx_{1s} + jx_0 k_\mu) (r_{1t} + jx_{1s} + jx_0 k_{\mu t})};$$

$$\Delta f(r_2) = \frac{z_H [(r_{2t} - r_2) + jx'_0 (k_\mu - k_{\mu t})]}{(r_2 + jx_{2s} + jx'_0 k_\mu + z_H) (r_{2t} + jx_{2s} + jx'_0 k_{\mu t} + z_H)}.$$

Сопротивление меди обмоток изменяется линейно при изменении температуры: $r_t = r(1 + 0,004\theta)$, где $\theta = t - t_0$. Магнитное сопротивление стали изменяется при этом нелинейно, однако приближенно можно принять $k_\mu - k_{\mu t} = \Delta k_\mu \theta$.

С учетом сказанного, после преобразования имеем:

$$\Delta f(r_1) = \frac{jx_0}{r_1 + jx_{1s} + jx_0 k_\mu} 0,004\theta \frac{r_1 + jx_{1s} \frac{\Delta k_\mu}{k_\mu}}{r_{1t} + jx_{1s} + jx_0 k_{\mu t}}; \quad (5)$$

$$\Delta f(r_2) = \frac{z_H}{r_2 + jx_{2s} + jx_0 k_\mu + z_H} 0,004\theta \times \frac{r_2 - jx'_0 \frac{\Delta k_\mu}{k_\mu}}{r_{2t} + jx_{2s} + jx'_0 k_{\mu t} + z_H}. \quad (6)$$

Подставляя (5) и (6) в (4) после преобразований, получаем:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{U}_2 &= \dot{U}_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{jx_0 k_\mu}{r_1 + jx_{1s} + jx_0 k_\mu} \times \\ &\times \frac{z_H}{r_2 + jx_{2s} + jx'_0 k_\mu + z_H} 0,004\theta \times \\ &\times \left(\frac{r_1 + jx_{1s} \frac{\Delta k_\mu}{k_\mu}}{r_{1t} + jx_{1s} + jx_0 k_{\mu t}} + \frac{r_2 - jx'_0 \frac{\Delta k_\mu}{k_\mu}}{r_{2t} + jx_{2s} + jx'_0 k_{\mu t} + z_H} \right); \\ \delta U_{2t} &= \frac{\Delta \dot{U}_2}{\dot{U}_H} = 0,004\theta \left(\frac{r_1 + jx_{1s} \frac{\Delta k_\mu}{k_\mu}}{r_{1t} + jx_{1s} + jx_0 k_{\mu t}} + \right. \\ &\left. + \frac{r_2 - jx'_0 \frac{\Delta k_\mu}{k_\mu}}{r_{2t} + jx_{2s} + jx'_0 k_{\mu t} + z_H} \right). \quad (7) \end{aligned}$$

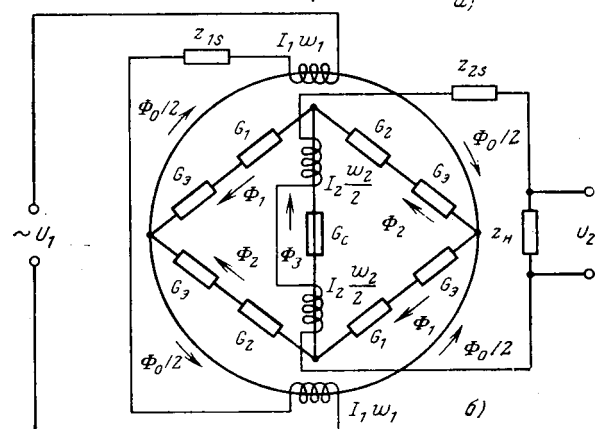
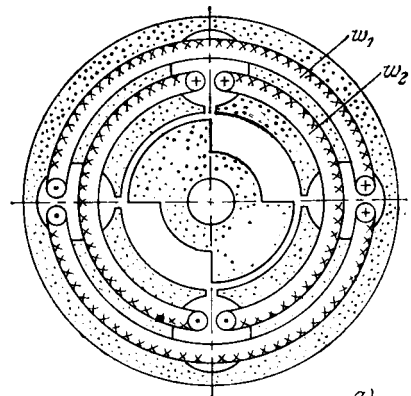


Рис. 1.

¹ Кривые рис. 2 построены по результатам испытаний образцов пакетов из различных сплавов.

Полученное значение температурной (дополнительной) погрешности выходного напряжения (или при $U_1 = \text{const}$ температурной погрешности коэффициента трансформации ПУ) является комплексной величиной. Действительная часть этого выражения $\gamma_a = \text{Re} [\delta U_{2t}]$ есть изменение коэффициента трансформации ПУ, а мнимая $\Delta \varphi_{2t} = \text{Im} [\frac{\Delta U_{2t}}{U_{2H}}]$ — изменение фазы выходного напряжения (в радианах).

Для удобства сравнения дополнительных погрешностей ПУ, работающих в различных температурных диапазонах, обычно пользуются значением дополнительной погрешности, приведенной к температуре 40°C:

$$\gamma_{a40} = \gamma_a \frac{40}{\theta}; \quad \Delta \varphi_{2t40} = \Delta \varphi_{2t} \frac{40}{\theta}. \quad (8)$$

Из (7) следует, что дополнительная погрешность есть сумма температурных погрешностей, вносимых первичной (погрешность холостого хода) и вторичной цепями. Поскольку z_H , как правило, много больше остальных членов знаменателя второго члена выражения (7), погрешность, вносимая вторичной цепью, определяется отношением $\frac{r_2}{z_H}$, практически не зависит от магнитных свойств магнитопровода и ее значение существенно меньше погрешности холостого хода.

В первом приближении погрешность холостого хода

$$\delta U_{2tx} = 0,004\theta \left(\frac{r_1}{jx_{1s} + jx_0} + \frac{\Delta k_{\mu}}{k_{\mu}} \frac{x_{1s}}{x_{1s} + x_0} \right),$$

т. е. она уменьшается с увеличением добротности обмотки $Q = \frac{x}{r}$ и с уменьшением потерь в стали, причем влияние

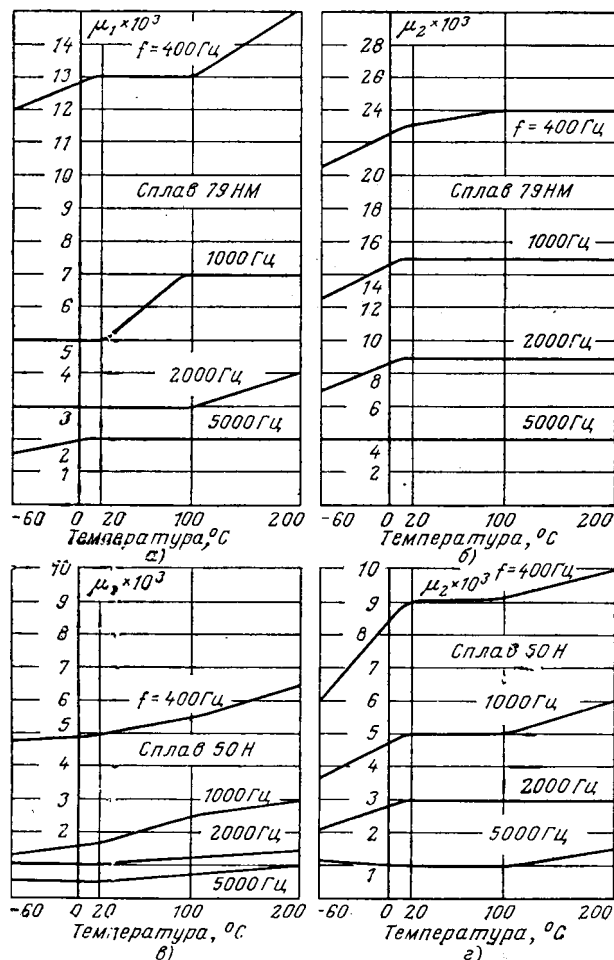


Рис. 2.

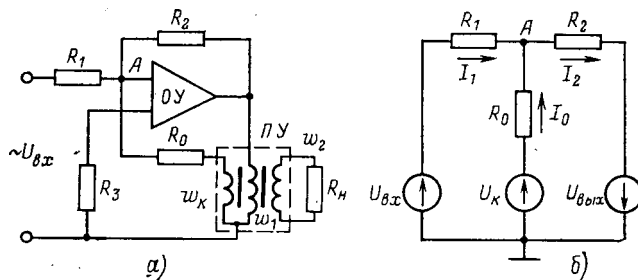


Рис. 3.

потерь в стали может быть ослаблено уменьшением отношения $\frac{x_{1s}}{x_0}$.

Таким образом, дополнительная погрешность может быть снижена увеличением добротности обмотки возбуждения, уменьшением ее индуктивного сопротивления рассеяния и применением материала магнитопровода с малым изменением относительной магнитной проницаемости.

Хотя выше рассматривалась конструктивная схема ПУ типа «дуалсин», полученные соотношения для дополнительной погрешности являются достаточно общими, поскольку формула для выходного напряжения (3), на основе которой проводился анализ, применима и для других конструкций ПУ [Л. 1]. Для примера приведем данные, полученные при модернизации малогабаритного ПУ типа 90Д-20-2, который имеет наружный диаметр корпуса 20 мм и работает при напряжении возбуждения 12 В частотой 400 Гц. Увеличение добротности обмотки с 7 до 11,5, а также изготовление магнитопровода из сплава 79НМ (вместо 50Н) позволили уменьшить γ_{a40} с 0,6÷0,9% до 0,2÷0,3%, а $\Delta \varphi_{2t40}$ с 1,5 до 0,8°.

Расчет и практика показывают, что влияние потерь в стали на температурную погрешность сравнительно невелико, а определяющую роль играет добротность обмотки возбуждения Q , значение которой в малогабаритных конструкциях ПУ, работающих на повышенной частоте питания (400 и 1000 Гц) может быть достигнуто не более 12. На практике при такой добротности изменение коэффициента трансформации составляет 0,2—0,3% при изменении температуры окружающей среды на каждые 40°C. Дальнейшее повышение добротности, например, путем увеличения частоты напряжения питания не приводит к желаемым результатам из-за значительного возрастания потерь в стали.

Одним из путей принципиального решения указанного противоречия является термостабилизация выходного напряжения ПУ с помощью усилителя коррекции (УК). Рассмотрим механизм возникновения температурной погрешности коэффициента трансформации. Известно, что

$$e = - \frac{d\psi}{dt} = - L \frac{di}{dt},$$

где в данном случае при $L = \text{const}$ $i = f(t_{\text{окр}})$. Таким образом, температурная погрешность выходного напряжения вызывается изменением потокоцепления ψ между первичной и вторичной обмотками за счет изменения тока возбуждения i при изменении температуры окружающей среды $t_{\text{окр}}$. Изменение тока возбуждения обусловлено изменением активных сопротивлений обмоток, а также изменением магнитного сопротивления стали. Отсюда следует, что термостабилизация коэффициента трансформации возможна путем стабилизации потокоцепления, т. е. стабилизации тока возбуждения. Это достигается компенсацией изменения тока возбуждения соответствующим изменением напряжения питания ПУ. Такую термокомпенсацию можно реализовать при питании ПУ от операционного усилителя, охваченного глубокой отрицательной обратной связью с помощью компенсационной обмотки ПУ. Последняя лежит в тех же пазах, что и обмотка возбуждения, и охвачена полным потоком, создаваемым обмоткой возбуждения. Принципиальная электрическая схема включения ПУ с УК приведена на рис. 3,а.

Покажем, что выходное напряжение ПУ с УК не зависит от изменения активных сопротивлений обмоток ПУ. Для этого определим вначале выходное напряжение УК $U_{\text{вых}}$, которое является напряжением возбуждения для ПУ.

При подаче сигнала на инвертирующий вход операционного усилителя его выходное напряжение

$$-U_{\text{вых}} = (I_0 R_0 - U_K) k_0, \quad (9)$$

где I_0 — ток, протекающий по сопротивлению R_0 ; k_0 — коэффициент усиления усилителя в разомкнутом состоянии; U_K — напряжение на компенсационной обмотке ПУ.

Значение U_K определяется по формуле²

$$\dot{U}_K = \dot{U}_{\text{вых}} \frac{\omega_K}{\omega_1} \frac{jx_{1s} + z}{\left(1 + \frac{r_K}{R_{\text{н.к}}}\right) \left(r_1 + jx_{1s} + z + r_1 \frac{z'_{\text{ок}}}{r_K + R_{\text{н.к}}}\right)}, \quad (10)$$

где ω_K и r_K — число витков и активное сопротивление компенсационной обмотки;

$$z = z_0 - \frac{z_0 z'_{\text{о}}}{r_2 + jx_{2s} + z'_{\text{о}} + R_{\text{н}}} \left(\frac{\alpha}{\alpha_0}\right)^2.$$

Значение тока I_0 будем определять из схемы замещения ПУ с УК (рис. 3,б). После решения уравнений для этой схемы относительно токов, преобразования и подстановки значений токов в (9) получим:

$$-\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}} \frac{R_0}{R_1} + \dot{U}_K}{\frac{R_0}{R_2} + \left(1 + \frac{R_0}{R_1} + \frac{R_0}{R_2}\right) \frac{1}{k_0}}.$$

Поскольку $\frac{R_0}{R_1}$ и $\frac{R_0}{R_2} \ll 1$, а значение k_0 операционных усилителей составляет 20 000 и более, членами, содержащими $1/k_0$, можно пренебречь. Тогда

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\left(\dot{U}_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1} + \dot{U}_K \frac{R_2}{R_0}\right).$$

Подставляя значение $\dot{U}_K$ из (10), получаем:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}} = & \dot{U}_{\text{вх}} \frac{R_0}{R_1} \frac{\omega_1}{\omega_K} \left(1 + \frac{r_K}{R_0}\right) \frac{r_1 + jx_{1s} + z + r_1 \frac{z'_{\text{ок}}}{r_K + R_0}}{jx_{1s} + z} \times \\ & \times \frac{1}{1 + \frac{\omega_1}{\omega_K} \frac{R_0}{R_2} \left(1 + \frac{r_K}{R_0}\right) \frac{r_1 + jx_{1s} + z + r_1 \frac{z'_{\text{ок}}}{r_K + R_0}}{jx_{1s} + z}}. \end{aligned}$$

Подставляя $\dot{U}_{\text{вых}}$ вместо $\dot{U}_1$ в (3) и производя необходимые преобразования, получаем выражение для вторичного напряжения ПУ с УК:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{2y} = & \dot{U}_{\text{вх}} \frac{R_0}{R_1} \frac{\omega_2}{\omega_K} \times \\ & \times \frac{z_0 \left(1 + \frac{r_K}{R_0}\right)}{\left(1 + \frac{r_2 + jx_{2s} + z'_{\text{о}}}{R_{\text{н}}}\right) \left[jx_{1s} + z_0 - \frac{z_0 z'_{\text{о}}}{r_2 + jx_{2s} + z'_{\text{о}} + R_{\text{н}}} \left(\frac{\alpha}{\alpha_0}\right)^2\right]} \times \\ & \times \frac{1}{1 + \frac{\omega_1}{\omega_K} \frac{R_0}{R_2} \left[1 + \frac{r_1}{jx_{1s} + z_0 - \frac{z_0 z'_{\text{о}}}{r_2 + jx_{2s} + z'_{\text{о}} + R_{\text{н}}} \left(\frac{\alpha}{\alpha_0}\right)^2}\right]}. \end{aligned} \quad (11)$$

Поскольку $R_2 \gg R_0$ и, как правило, $R_{\text{н}} \gg r_2 + jx_{2s} + z'_{\text{о}}$, из (11) следует, что включение УК значительно уменьшает фазовый сдвиг выходного напряжения. На практике фазовый сдвиг «дуалсина» составляет 10–15°, после включения УК он уменьшается до 2–3°. Значение изменения вторичного напряжения ПУ с УК, вызванное изменением температуры окружающей среды, найдем методом частных производных, для чего представим выражение (11) как функцию двух независимых пере-

менных:

$$\dot{U}_{2y} = \dot{U}_{2y,x} f(r_2),$$

где $\dot{U}_{2y,x}$ — вторичное напряжение холостого хода при $R_{\text{н}} = \infty$.

По аналогии с (4) можно записать:

$$\Delta \dot{U}_{2y} = \frac{\partial \dot{U}_{2y}}{\partial \dot{U}_{2y,x}} \Delta \dot{U}_{2y,x} + \frac{\partial \dot{U}_{2y}}{\partial f(r_2)} \Delta f(r_2).$$

Относительное значение температурной погрешности вторичного напряжения

$$\delta \dot{U}_{2yt} = \frac{\Delta \dot{U}_{2y}}{\dot{U}_{2y}}.$$

После дифференцирования, подстановок и соответствующих преобразований вышеприведенных выражений получим (в процентах):

$$\begin{aligned} \delta \dot{U}_{2yt} = & \theta \left[\frac{0,004 \frac{\omega_1 R_0}{\omega_K R_2} r_1 + jx_{1s} \frac{\Delta k_{\mu}}{k_{\mu}} \left(1 + \frac{\omega_1 R_0}{\omega_K R_2}\right)}{jx_{1s} + jx_0 k_{\mu t} + \frac{\omega_1 R_0}{\omega_K R_2} (r_1 t + jx_{1s} + jx_0 k_{\mu t})} - \right. \\ & \left. - \frac{0,004 r_K}{r_K + R_0} + \frac{0,004 r_2 - jx'_{\text{о}} \Delta k_{\mu}}{r_2 t + jx_{2s} + jx'_{\text{о}} k_{\mu t} + R_{\text{н}}} \right] \cdot 100. \end{aligned} \quad (12)$$

Как следует из (12), стабилизация вторичного напряжения ПУ достигается компенсацией погрешности, вносимой первичной обмоткой, умноженной на коэффициент R_0/R_2 , погрешностями от вторичной и компенсационной обмоток. При этом погрешности, вызванная изменением потерь в стали (коэффициент Δk_{μ}), не компенсируется.

Таким образом, компенсация погрешности (без учета потерь в стали) может быть достигнута подбором значения сопротивления обратной связи R_2 при практически любых значениях сопротивлений обмоток ПУ.

На практике применение УК позволяет уменьшить изменение коэффициента трансформации малогабаритных ПУ до 0,05–0,07% при изменении температуры окружающей среды на каждые 40°C.

В качестве иллюстрации в таблице приведены расчетные [по формулам (3) и (8)] и экспериментальные значения составляющих дополнительной погрешности малогабаритного ПУ с наружным диаметром корпуса 20 мм, выполненного по схеме «дуалсина». Напряжение возбуждения принималось таким, чтобы значение индукции в магнитопроводе оставалось неизменным при различных частотах. Сопротивление нагрузки составляло 10 кОм.

Частота напряжения возбуждения, Гц	Фазовый угол вторичного напряжения, град.	Изменение фазового угла выходного напряжения, град	Изменение коэффициента трансформации, %
400	5,0/5,5	0,8/1,0	0,7/0,8
1000	–1,0/–1,5	0,4/0,5	0,3/0,4
2000	–5,0/–6,0	0,25/0,3	0,2/0,25
5000	–14/–16	0,4/0,35	0,15/0,2
400 (ПУ с УК, эксперимент)	–1,5	0,15	0,05

Примечание. В числителе указаны расчетные, а в знаменателе — опытные данные.

Рассмотренный способ компенсации дополнительной погрешности ПУ применим и к другим информационным микромашинам (сельсиам, вращающимся трансформаторам и др.). Однако при анализе и расчете схемы УК и дополнительной погрешности каждого типа микромашины необходимо учитывать их конструктивно-расчетные особенности (число фаз обмоток, конструкцию магнитопровода и т. п.).

Выводы. 1. Изменения значения и фазы выходного напряжения линейного индукционного преобразователя угла при изменении температуры окружающей среды зависят в основном от добротности его обмоток и в меньшей степени — от потерь в стали магнитопровода.

2. В малогабаритных преобразователях угла, работающих при повышенных частотах напряжения возбуждения, при до-

² Приводится без вывода с целью сокращения объема математических выкладок.

стижении максимальной добротности обмоток обеспечивается температурная погрешность вторичного напряжения 0,2–0,3%.

3. Вследствие ограниченных возможностей дальнейшего увеличения добротности обмоток в малогабаритных преобразователях угла эффективным способом снижения дополнительной погрешности (термостабилизации характеристик) является применение усилителя коррекции, охваченного отрицательной обратной связью с помощью компенсационной обмотки

датчика угла. При этом удается уменьшить амплитуду дополнительной погрешности до 0,05% и фазу до 0,15°.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Асиновский Э. Н., Колесов Ю. А., Пульер Ю. М. Индукционные электроомеханические функциональные преобразователи. — М.: Энергия, 1969.
2. Хрущев В. В. Электрические микромашины. — М.: Энергия, 1969.

[10.01.80]

УДК 621.313.13:537.228.1

Пьезоэлектрический двигатель

ЛАВРИНЕНКО В. В., канд. техн. наук, ВИШНЕВСКИЙ В. С., канд. техн. наук,
БОЙЧЕНКО О. Л., НАДКЕРНИЧНЫЙ С. П., ШУЛЯРЕНКО А. П., инженеры

Киевский политехнический институт

В научной литературе практически отсутствуют сведения о пьезоэлектрическом двигателе (ПД), хотя изучение его в нашей стране начато еще в 1964 г. в Киевском политехническом институте, где в 1975 г. создана отраслевая лаборатория пьезоэлектрических приводов. Основные сведения о ПД раскрыты в авторских свидетельствах и патентах, содержащих многочисленные типы конструкций двигателей [Л. 1–6], поэтому в статье попытаемся охарактеризовать двигатель в целом, отметив его особенности и перспективы применения.

По функциональному назначению пьезоэлектрический двигатель относится к электрическим двигателям вращения или линейного перемещения. Работа его основана на преобразовании колебательного движения, создаваемого за счет пьезоэлектрического или пьезомагнитного эффекта, во вращательное или поступательное. Преобразование колебательного движения в направленное известно давно и часто встречается. Например, паразитные колебания электромотора, названные вибрацией, перемещают его в горизонтальной плоскости, если мотор не закреплен.

Впервые преобразование колебаний во вращательное движение на ультразвуковых частотах наблюдал Архангельский М. Е. [Л. 7] при исследовании магнитоэлектрических концентраторов, а спустя некоторое время, этот же эффект наблюдался при изучении пьезоэлектрических трансформаторов напряжения. Это послужило причиной создания в СССР одного из первых в мире пьезоэлектрического двигателя [Л. 1]. В этом двигателе преобразуются продольные колебания пьезоэлемента во вращение ротора.

Независимо в США был запатентован ПД (пат. № 3211931), основанный на преобразовании крутильных колебаний пьезоэлектрического цилиндра во вращение ротора. Известен также ПД в виде вибродвигателя [Л. 8], хотя термин этот и не совсем удачен, поскольку вибрации, возникающие при работе ПД, являются паразитными и полезного участия в работе двигателя не принимают.

Работу ПД рассмотрим на простейшей и наиболее распространенной конструкции двигателя (рис. 1). В пьезоэле-

менте 1, шарнирно закрепленном с помощью эластичной (например, резиновой) прокладки 2, за счет пьезоэффекта возбуждаются продольные по длине механические колебания (показано стрелками). Конец пьезоэлемента прижат пружиной 3 к ротору 4 через износостойкую прокладку 5, выполненную из стали, пластмассы, минералокерамики или другого износостойкого материала. Колеблясь, пьезоэлемент удлиняется и укорачивается, перемещаясь по наклонной поверхности ротора. При этом появляется составляющая поперечных колебаний пьезоэлемента с вынуждающей частотой его продольных колебаний [Л. 9].

От рабочего конца пьезоэлемента распространяется бегущая волна колебаний изгиба, которая после отражения образует стоячую волну колебаний изгиба, причем ее фаза на рабочем конце зависит от частоты возбуждения и от соотношения резонансных частот рабочей моды продольных колебаний и одной из высших мод колебаний изгиба [Л. 10]. При фазе, отличной от нуля, рабочий конец пьезоэлемента движется по эллиптической траектории, создавая различное давление на ротор в прямом обратном направлениях и осуществляя за счет сил трения вращательное движение ротора, частота вращения которого пропорциональна амплитуде и частоте колебаний.

Различное нормальное давление при движении конца пьезоэлемента вперед и назад может также возникать и за счет эффекта заклинивания [Л. 1], поэтому надо полагать, что механизм, основанный на эффекте заклинивания, может существовать наряду с механизмом двух типов колебаний, а вклад каждого из механизмов изменяется в зависимости от конструкции двигателя, его накладки, угла контакта. В [Л. 8] дано объяснение принципа работы двигателя, основанное на виброударе, а также на анизотропии трictionных свойств материала ротора и накладки. По мнению авторов, эти механизмы маловероятны.

Эффект возникновения изгибных колебаний в ультразвуковом концентраторе (вероятно, за счет его неоднородности) наблюдался М. Е. Архангельским [Л. 7]. Эллиптические траектории в пьезоэлектрическом двигателе при его работе впервые визуально наблюдались авторами. Эффект заклинивания легко выявляется при принудительном вращении ротора в прямом и обратном направлениях. Обычно момент сопротивления в прямом направлении вращения (по ходу вращения ротора) меньше, чем в обратном.

Используя ряд допущений и эквивалентные схемы ПД [Л. 9 и 11], авторы получили расчетное выражение для механической характеристики двигателя в следующем виде:

$$n = \frac{2v_E Q_e}{\pi^2 \tau R \cos \alpha} \left(d_{31} U - \frac{M_H}{\omega Y_1 R \cos \alpha} \right), \quad (1)$$

где n — частота вращения; v_E — скорость звука; τ — толщина пьезоэлемента; ω — ширина пьезоэлемента; R — радиус ротора; α — угол контакта; Q_e — добротность пьезоэлемента в двигателе; d_{31} — пьезомодуль; U — напряжение возбуждения; M_H — момент нагрузки; Y_1 — модуль Юнга.

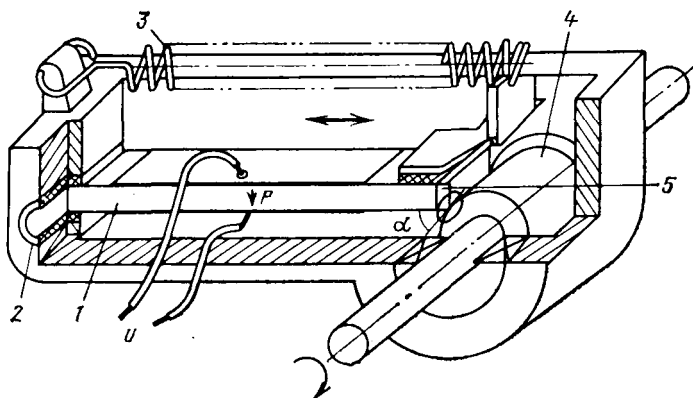


Рис. 1.

Выражение (1) хорошо согласуется с экспериментальными данными до моментов нагрузки, не превышающих значений

$$M_n = \frac{F_{np} Rk}{\cos \alpha - k \sin \alpha}, \quad (2)$$

где F_{np} — нормальная составляющая силы прижатия пьезоэлемента к ротору; k — коэффициент трения.

На рис. 2 приведены нагрузочные характеристики, а на рис. 3 — характеристики управления одной из разработанных конструкций ПД.

Какими же преимуществами по отношению к обычным электромагнитным двигателям обладает пьезоэлектрический двигатель? Прежде всего это конструктивная простота, высокая технологичность, определяемая отсутствием обмоток, и, как следствие всего этого, высокая надежность. При работе двигателя не возникают магнитные поля, он не возгораем. Его металлоемкость может быть равна нулю. Но, пожалуй, этих свойств было бы явно недостаточно, если бы ПД не имел и других высоких электрических и механических параметров. Удельные характеристики ПД, как правило, в несколько раз выше, чем у лучших электромагнитных аналогов. Сравнительные данные некоторых конструкций ПД и их электромагнитных аналогов приведены в таблице. Вращающие моменты, развиваемые на валу низкоскоростных ПД, достигают 10 Н·м и практически не зависят от мощности на валу двигателя. В то же время разработаны ПД с частотой вращения до 10 000 мин⁻¹. Созданы пьезоэлектрические двигатели, имеющие мощность на валу 50 Вт. Однако в настоящее время наиболее широкое распространение находят ПД с мощностью на валу до 3 Вт. Нижняя граница мощности на валу может составлять микроватты.

Пьезоэлектрический двигатель	Напряжение питания, В (рабочая частота)	Частота вращения, мин ⁻¹	Момент вращения, ×10 ⁻⁴ Н·м	Габариты, ×10 ⁻³ м	Масса, ×10 ⁻³ кг
Электромагнитный аналог					
ДПЭ—0,1 ВЛ/001—01	20 (65 кГц)	300	30	34×13×6	5
Гном-15Ф	7,5	4500	15	∅32×18,3	—
ДПЭ—0,4 ВЛ/001—01	35 (50 кГц)	600	70	52×24×20	35
МУН-6Т (Япония)	9	2500	70	∅40×30	130
ДПЭ—0,4 ВЛ/001—02	35 (50 кГц)	2000	25	52×24×20	35
423С-23У (Япония)	117 (60 Гц)	1500	60	∅48×52	400
ДПЭ—1,5 ВЛ/001—01	120 (27 кГц)	600	500	88×40×30	80
КД-6-4	220 (50 Гц)	1400	400	∅90×55	1000
ДПЭ—0,75 НЛ/301—01	30 (60 кГц)	60	2000	∅44×10	80
Аналог отсутствует	—	—	—	—	—
ДПЭ—0,4 НЛ/302—01	5 (70 кГц)	60	1500	70×70×10	150
Аналог отсутствует	—	—	—	—	—

К. п. д. пьезоэлектрических двигателей зависит от их конструкции. Так, для двигателей с пластмассовым ротором и выступающей износостойкой накладкой к. п. д. равен 10—15%, для двигателей со стеклянным, керамическим или металлическим ротором с такой же накладкой к. п. д. равен 20—50%, для двигателей с твердым ротором и с невыступающей износостойкой накладкой к. п. д. может достигать 90%.

Долгое время сложной задачей являлось повышение ресурса. Однако сейчас с использованием пластмассовых роторов и пластмассовых износостойких накладок ресурс ПД повышен до 10 000 ч. Применение твердых роторов обеспечивает ресурс свыше 1000 ч. Для высокоэкономичных силовых приводов, работающих в импульсном и кратковременном режимах, ресурс равен 100 ч.

Для получения высоких удельных характеристик рабочие частоты ПД выбирают за звуковым диапазоном частот, т. е. в пределах 20—200 кГц, однако возбуждение ПД возможно и на частоте 50 Гц. Питание пьезоэлектрических двигателей постоянным напряжением осуществляется через схемы инверторов, так и преобразователи в виде автогенераторов с электромеханической обратной связью, автоматически отслеживающие изменение резонансной частоты ПД при действии любых дестабилизирующих факторов [Л. 12]. Транзисторы схем работают в ключевом режиме, что обеспечивает инверторам к. п. д., равный 80—90%, а высокая частота пре-

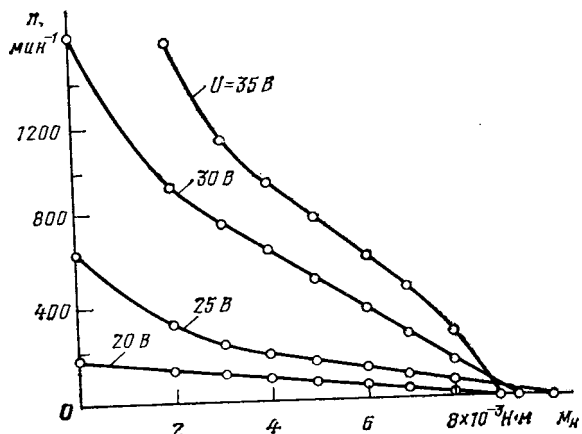


Рис. 2.

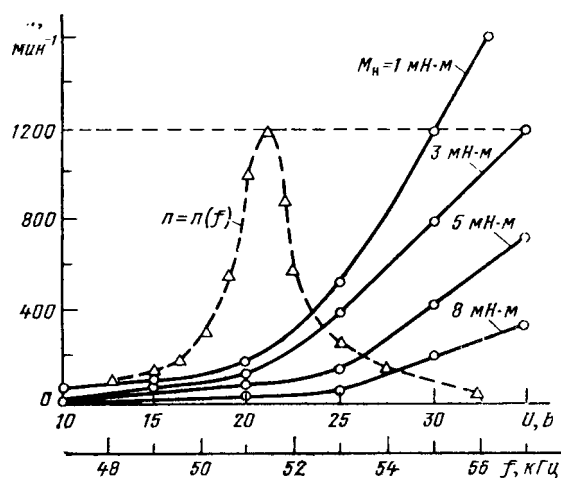


Рис. 3.

образования позволяет выполнять электронные схемы минимальных размеров.

Пьезоэлектрические двигатели хорошо управляемы путем изменения амплитуды, частоты или скважности следования импульсов питающего напряжения (рис. 3). В двух последних случаях управление происходит практически без потерь энергии, что выгодно отличает ПД от его электромагнитных аналогов. Значительный диапазон и линейность характеристик управления позволяет создавать простые системы автоматического регулирования частоты вращения с точностью не хуже $\pm 0,5\%$. Отход от традиционных решений схем питания и авторегулирования позволил снизить стоимость последних и успешно конкурировать ПД с их электромагнитными аналогами постоянного и переменного тока также и по стоимости.

Кроме перечисленных выше особенностей, ПД обладает еще и рядом уникальных свойств. При незначительной массе ротора нестабильность мгновенной частоты вращения составляет единицы процентов и зависит от величины биений ротора, усилия прижатия пьезоэлемента к ротору [Л. 13] и рассчитывается по формуле, полученной Ю. А. Шейко:

$$k_c = \frac{2M_n e}{M_1 D} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{F_{np} D}{2M_1}\right)^2}{1 + \left(\frac{M_1 J}{R_b}\right)^2}},$$

где k_c — коэффициент нестабильности частоты вращения; $M_1 = M_n - M_n$; M_n — пусковой момент двигателя; e — эксцентриситет ротора; D — диаметр ротора; J — момент инерции ротора, приведенный к оси вращения; R_b — внутреннее сопротивление двигателя, определяемое как $M_n / 2\pi n$.

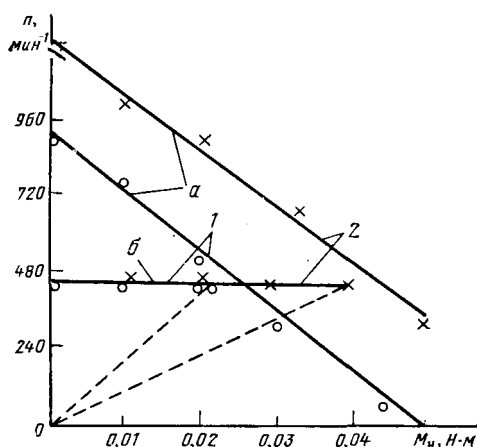


Рис. 4.

Применение небольших инерционных масс позволяет снизить коэффициент нестабильности частоты вращения ПД до 0,05%. Эти свойства создают новые возможности к переходу многих аппаратов магнитной и видеозаписи на прямой привод, исключаящий дорогостоящие, неэкономичные и ненадежные передачи. Большие моменты на валу, малый момент инерции, практически отсутствие пусковых токов обуславливают уникальные старт-стопные характеристики двигателя. По имеющимся данным ПД может обеспечить шаговый режим с шагом менее 0,1 мкм. Высокое быстродействие позволяет создавать узлы прямого привода с электронной стабилизацией мгновенной частоты вращения.

Созданный авторами прямой пьезоэлектрический привод без применения инерционных масс обеспечивает коэффициент нестабильности мгновенной частоты вращения не хуже 0,008% в диапазоне изменения нагрузки на валу $0-4 \times 10^{-2}$ Н·м и частоте вращения 480 мин⁻¹. Нестабильность средней частоты вращения при этом составляет $\pm 0,25\%$ при изменении питающего напряжения в пределах $\pm 40\%$ и температуры от -20°C до $+60^\circ\text{C}$ без применения стабилизатора напряжения питания. На рис. 4 приведены нагрузочные характеристики такого привода (кривые 1б, 2б соответственно для напряжения питания привода 40 и 50 В). На том же рисунке приведены механические характеристики нестабилизированного пьезоэлектрического двигателя (кривые 1а, 2а соответственно для тех же значений напряжения питания).

Универсальность конструкций ПД позволяет перейти к новому принципу конструирования механизмов, условно названному авторами интегральным. Согласно этому принципу весь механизм проектируется как единое целое, в котором выделяются места для роторов и пьезоэлементов. В интегральном исполнении уже построены первые макеты лентопротяжных механизмов трехмоторных кассетных аппаратов магнитной записи.

Применение линейных пьезоэлектрических двигателей также открывает широкие возможности для уменьшения разме-

ров линейных приводов. В настоящее время созданы модели транспортных средств на основе линейных ПД. В отличие от электромагнитных пьезоэлектрические двигатели могут обеспечивать практически любой закон изменения усилий от расстояния, что позволяет создавать функциональные узлы со скоростью и моментом, зависящими от угла поворота и координаты.

Работы по изучению ПД подошли к промышленному внедрению. Передан в серийное производство видеоманитфон «Электроника-552» с пьезоэлектрическим приводом узла ведущего вала [Л. 15], завершена разработка проигрывателя с пьезоэлектрическим приводом [Л. 14], готовятся к выпуску пьезоэлектрические боковые узлы кассетного магнитофона.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пат. № 4019079 (США). Авт.: Вишневский В. С., Лавриненко В. В. и др.
2. Пат. № 1480864 (Великобритания). Авт.: Вишневский В. С., Лавриненко В. В. и др.
3. Пат. № 2277458 (Франция). Авт.: Вишневский В. С., Лавриненко В. В. и др.
4. Пат. № 1034179 (Канада). Авт.: Вишневский В. С., Лавриненко В. В. и др.
5. А. с. 575686 (СССР). Лентопротяжный механизм/ Бойченко О. Л., Карташов И. А., Лавриненко В. В., Вишневский В. С. Оpubл. в Б. И., 1977, № 37.
6. А. с. 575688 (СССР). Ведущий узел лентопротяжного механизма/ Вишневский В. С., Карташев И. А., Кириченко В. А., Слуцкий И. А., Оpubл. в Б. И., 1977, № 37.
7. Архангельский М. Е. О превращении ультразвуковых колебаний поверхности во вращательное и поступательное движение тела. — Акустический журнал, 1963, № 9.
8. Бансевичус Р. Ю., Рагульскис К. М. О новом виде исполнительного элемента систем привода — вибродвигателях. — Изв. вузов Лит. ССР. Вибротехника, 1972, 3 (16).
9. Вишневский В. С., Карташев И. А., Лавриненко В. В. Эквивалентные схемы пьезоэлектрических двигателей. — Вестник Киев. политех. ин-та. Радиоэлектроника, 1976, вып. 13.
10. Вишневский В. С. О согласовании статора пьезоэлектрического двигателя с пассивным ротором. — Диэлектрики и полупроводники, 1977, № 11.
11. Вишневский В. С., Карташев И. А., Шейко Ю. А. Коэффициент полезного действия пьезоэлектрических двигателей. — Диэлектрики и полупроводники, 1977, № 12.
12. Вишневский В. С., Карташев И. А., Лавриненко В. В. Принципы построения преобразователей электрического напряжения с пьезоэлектрической нагрузкой. — Вестник. Киев. политех. ин-та Радиоэлектроника, 1977, вып. 14.
13. Шуляренко А. П. Анализ нестабильности параметров вращения пьезоэлектрических двигателей. — Диэлектрики и полупроводники, 1979, № 15.
14. Шнюкас Д. Вибротехника у нас дома. — Правда, 1979, № 21.
15. Громаковский В. А., Серединская Н. У., Слуцкий И. А. О возможности применения пьезоэлектрического двигателя в качестве прямого привода ведущего вала видеоманитфона. — Техника кино и телевидения, 1978, № 5.

[04.03.80]

УДК 621.372.6:621.317.33

Измерение проводимостей ветвей в сложной электрической схеме

БАГРИНОВСКИЙ А. Д., доктор техн. наук

Москва

Во многих случаях при поисках неисправностей в сложных электрических схемах возникает необходимость в определении полного сопротивления какой-либо ветви. Для этого обычно приходится отключать измеряемую ветвь от схемы, что связано с затратами времени и, в общем случае, не всегда возможно.

Способы измерения сопротивлений резисторов без отключения их от схемы, описанные в [Л. 1—2], можно проиллюстрировать принципиальной схемой, представленной на рис. 1. Для измерения, например, сопротивления резистора Z_k узла

жизмам 1 и 2 подключается измерительное устройство. К узлу 3, соединенному с узлом 2 через резистор Z_1 , присоединяется источник э. д. с. $E_{\text{всп}}$ (обычно специальный усилитель), который обеспечивает потенциал узла 3 равным потенциалу узла 2. При этом ток через резистор Z_1 не протекает и, таким образом, выходной ток измерительного устройства равен току через Z_k . Методы [Л. 1—2] требуют для своей реализации специальной довольно сложной аппаратуры, которая серийно не выпускается, и поэтому они не нашли широкого применения.

Принципиально возможно определить значения сопротивлений сложной схемы путем измерения ее входных сопротивлений холостого хода, но такие сопротивления являются функцией всех сопротивлений схемы. Поэтому для определения сопротивлений ветвей схемы по известным Z_{ik} приходится решать системы уравнений высокого порядка, что в общем случае требует больших затрат времени даже при использовании ЦВМ.

Исследования электрических многополюсников, выполненные в МАДИ, позволили разработать достаточно простую методику измерения проводимостей ветвей в сложных схемах без их отключения. Рассмотрим эту методику на примере полного электрического пятиполюсника, представленного на рис. 2. Обозначим проводимости ветвей пятиполюсника номерами узлов, между которыми они включены. Можно провести серию опытов короткого замыкания для этого многополюсника, при которых замыкаются накоротко все узлы, кроме одного, например узлы 2, 3, 4 и 5. При этом все ветви, присоединенные к узлу 1, будут соединены параллельно, а все остальные — замкнуты накоротко. Входная проводимость при таком опыте будет равна сумме проводимостей ветвей, присоединенных к узлу 1, т. е. узловой проводимости:

$$Y_{11} = Y_{12} + Y_{13} + Y_{14} + Y_{15}. \quad (1)$$

Любой n -полюсник имеет всего n узловых проводимостей, которые легко измерить обычными способами, однако этих данных недостаточно для определения проводимостей ветвей схемы.

Можно проделать другую серию опытов короткого замыкания, при которых замыкается накоротко одна ветвь многополюсника (два узла) и отдельно замыкаются все остальные узлы. При таком замыкании например, узлов 1 и 2, все ветви, присоединенные к этим узлам, кроме ветви 1-2, будут соединены параллельно, а все остальные ветви схемы — замкнуты накоротко, и, следовательно, входная проводимость схемы, которую назовем совместной узловой проводимостью узлов 1 и 2,

$$Y_{12к.3} = Y_{13} + Y_{14} + Y_{15} + Y_{23} + Y_{24} + Y_{25}. \quad (2)$$

Возможное число таких опытов короткого замыкания равно количеству ветвей в схеме. Если необходимо определить проводимость, например, ветви Y_{12} , то, зная Y_{11} , Y_{22} и $Y_{12к.3}$, ее легко вычислить по формуле

$$Y_{12} = (Y_{11} + Y_{22} - Y_{12к.3})/2. \quad (3)$$

Таким образом, для определения проводимости любой ветви сложной электрической цепи достаточно измерить узловые проводимости узлов, к которым присоединена ветвь, и измерить их совместную узловую проводимость.

Если необходимо определить проводимости всех ветвей сложной цепи, то это целесообразно выполнить следующим образом. Выбирается один (основной) узел, например узел 5 на рис. 2. Измеряются узловые проводимости всех узлов, кроме основного:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= Y_{12} + Y_{13} + Y_{14} + Y_{15}; \\ &\dots \dots \dots \\ Y_{44} &= Y_{41} + Y_{42} + Y_{43} + Y_{45}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Далее измеряются совместные узловые проводимости всех пар узлов, исключая пары с основным узлом:

$$\left. \begin{aligned} Y_{12к.3} &= Y_{13} + Y_{14} + Y_{15} + Y_{23} + Y_{24} + Y_{25}; \\ &\dots \dots \dots \\ Y_{34к.3} &= Y_{31} + Y_{32} + Y_{35} + Y_{41} + Y_{42} + Y_{45}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Всего необходимо выполнить столько опытов, сколько имеется ветвей в схеме. Далее находим проводимости ветвей, не соединенных с основным узлом,

$$\left. \begin{aligned} Y_{12} &= \frac{Y_{11} + Y_{22} - Y_{12к.3}}{2}; & Y_{13} &= \frac{Y_{11} + Y_{33} - Y_{13к.3}}{2}; \\ Y_{14} &= \frac{Y_{11} + Y_{44} - Y_{14к.3}}{2}; & Y_{23} &= \frac{Y_{22} + Y_{33} - Y_{23к.3}}{2}; \\ Y_{24} &= \frac{Y_{22} + Y_{44} - Y_{24к.3}}{2}; & Y_{34} &= \frac{Y_{33} + Y_{44} - Y_{34к.3}}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

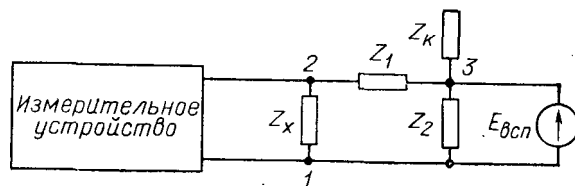


Рис. 1.

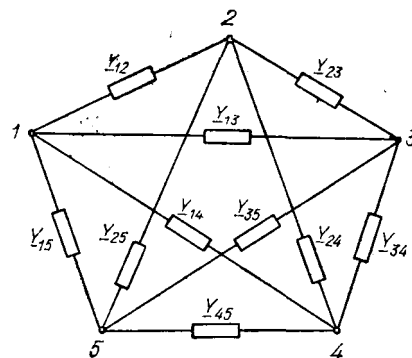


Рис. 2.

Проводимости остальных ветвей определяются по формулам

$$\left. \begin{aligned} Y_{15} &= Y_{11} - Y_{12} - Y_{13} - Y_{14}; \\ Y_{25} &= Y_{22} - Y_{21} - Y_{23} - Y_{24}; \\ Y_{35} &= Y_{33} - Y_{31} - Y_{32} - Y_{34}; \\ Y_{45} &= Y_{44} - Y_{41} - Y_{42} - Y_{43}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Описанная методика определения проводимостей ветвей на основании измерения входных проводимостей схемы при специальных опытах короткого замыкания справедлива для любого многополюсника.

Отметим еще следующее обстоятельство. Если известны проводимости всех ветвей сколь угодно сложного многополюсника, то для него всегда нетрудно вычислить или измерить все узловые проводимости. Если затем у этого многополюсника изменилась проводимость какой-либо одной ветви Y_{ij} , то, очевидно, изменятся узловые проводимости Y_{ii} и Y_{jj} . Поэтому, сравнив измеренные фактические узловые проводимости для некоторого многополюсника с расчетными, можно сразу определить ветвь, проводимость которой отличается от расчетной. Далее при необходимости можно определить фактическое значение проводимости этой ветви по изложенной методике.

Описанная методика имеет следующие преимущества по сравнению с другими способами: все измерения проводятся обычными методами без дополнительной аппаратуры; крайне мал объем необходимых вычислений, и они выполняются по простейшим формулам; возможно относительно просто реализовать автоматические устройства, определяющие проводимости всех ветвей в сложных схемах без их разборки в процессе изготовления и эксплуатации различных электронных систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. № 490361 (СССР). Устройство для измерения параметров элементов сложных электрических цепей/ С. В. Угольников, С. П. Косач, В. Д. Каплун и др. Оpubл. в Б. И., 1978, № 36.
2. А. с. № 496510 (СССР). Устройство для измерения сопротивления резисторов/ В. Ф. Болбочан, И. Ф. Драбенко, В. М. Кодица и др. Оpubл. в Б. И., 1975, № 47.

Создатель теории электромагнитного поля

(К 150-летию со дня рождения Дж. Максвелла)



Трудно назвать еще такого ученого, чей научный вклад в учение об электричестве и магнетизме имел бы столь огромное значение, как Джеймс Клерк Максвелл. Вся электротехника, электроника, радиотехника, многие важнейшие направления современной физики тесно связаны с теорией электромагнитного поля, с фундаментальными уравнениями классической макроскопической электродинамики. Можно сказать, что вся современная наука об электричестве зиждется на трудах выдающихся ученых — М. Фарадея, Дж. К. Максвелла и Г. Герца. Их деятельность представляет собой своеобразную научную эстафету: первый из них заложил основу представлений о физическом электромагнитном поле, второй разработал теорию поля, третий провел совершенно новые экспериментальные исследования, обнаружив явление излучения.

Открытие в 1831 г. М. Фарадеем (1791—1867) явления электромагнитной индукции, сделанное в результате многолетних экспериментов, цель которых заключалась «в наблюдении превращения магнетизма в электричество», легло в основу электротехники. Убеждение Фарадея в физической реальности электрического и магнитного полей оказалось исключительно плодотворным для дальнейшего развития учения об электричестве и магнетизме — электродинамики. Оно послужило основанием для математического описания Максвеллом свободных электромагнитных волн, которые в 1888 г. экспериментально обнаружил Герц.

Много лет спустя известный русский физик О. Д. Хвольсон (1852—1934) писал: «К счастью, нашелся земляк Фарадея, который исходя из основных положений фарадеевского учения об электрических и магнитных явлениях, сумел устранить почти все, что в них было неясно и туманно, найти прочный фундамент для широкого их развития и облечь то, что у Фарадея представлялось неосознательным, темным и почти метафизическим, в строгую математическую форму. Этот гениальный преемник Фарадея был Клерк Максвелл»¹.

Джеймс Клерк Максвелл родился 13 июня 1831 г. в г. Эдинбурге (Шотландия). Как уже указывалось, этот год отмечен одним из величайших событий в истории науки — открытием Фарадеем явления электромагнитной индукции, подготовившим почву для будущих обобщений Максвелла.

Дж. К. Максвелл происходил из старинного шотландского рода Клерков. Когда мальчику исполнилось десять лет, его отдали в школу (в Эдинбургскую академию). Первое время

Максвелл учился неважно и учителя считали его малоспособным; позже его увлекла геометрия. Эту науку Максвелл любил всю жизнь, она сыграла значительную роль в его научном творчестве. Первый печатный труд пятнадцатилетнего Максвелла «О черчении овалов и об овалах со многими фокусами» был опубликован в Трудах Эдинбургского королевского общества на основании доклада, прочитанного им 16 апреля 1846 г.

Увлечение Максвелла оптикой началось по окончании школы в 1847 г., когда его познакомили с известным физиком У. Николем (1768—1851), изобретателем хорошо известной призмы Николя. Опыты Максвелла со светом и цветные фигуры, полученные при помощи изготовленных им различных поляризаторов, настолько увлекли юношу, что он также захотел стать физиком.

К этому времени перед научным миром остро стоял вопрос: верна волновая или корпускулярная теория света? Волновая теория света была успешно развита О. Ж. Френелем (1788—1827) в ряде работ по дифракции и интерференции, но оставались нерешенными многие вопросы, в том числе и сам факт поляризации. Предложенная еще И. Ньютоном и другими учеными корпускулярная природа света не была способна объяснить явления интерференции и дифракции. Увлекаясь оптикой, Максвелл оборудовал дома лабораторию и изучал упругие напряжения оптическими методами. В докладе «О равновесии упругих тел», прочитанном в 1850 г. в Эдинбургском королевском обществе, Максвелл рассмотрел теоретически и экспериментально ряд задач по теории упругости.

В 1847—1850 гг. Максвелл учился в Эдинбургском университете, а позднее (1850—1854 гг.) был студентом Кембриджского университета. Если в Эдинбурге Максвелл приобрел значительные, но не систематизированные знания в различных науках, то в Кембридже он успешно совершенствовал свои познания в математике. После трехлетнего изучения математики под руководством профессора Дж. Г. Стокса (1819—1903) Максвелл блестяще сдал экзамены, решив знаменитую задачу Стокса на преобразование поверхностного интеграла в линейный. Максвелл стал бакалавром наук и остался преподавателем Тринити-колледжа Кембриджского университета.

Помимо старых увлечений геометрией и физикой цветного зрения Максвелл заинтересовался электричеством. В письме 20 февраля 1854 г. к знаменитому У. Томсону (лорду Кельвину, 1824—1907) он писал: «Дорогой Томсон! Теперь, когда я вступил в нечестивое сословие бакалавров, я начал думать о чтении. Очень приятно иногда побыть среди заслуженно признанных книг, которые еще не читал, но должен прочитать. Но мы имеем сильное стремление вернуться к физическим предметам, а некоторые из нас здесь хотят атаковать электричество»².

Переписка Максвелла с У. Томсоном продолжалась несколько лет; в письмах Максвелл советовался о своей научной работе по электричеству. Так, 13 ноября 1854 г. в письме к Томсону он изложил основные положения задуманной первой работы по электричеству — «О фарадеевых силовых линиях», над которой он затем трудился в Кембридже в 1855—1856 гг.

Максвеллу еще не исполнилось 25 лет, как ему предложили профессию и с 1856 г. он стал заведовать кафедрой физики (натуральной философии) Маршалл-колледжа университета в г. Абердине. Здесь его занимают различные текущие дела, он продолжает разрабатывать теорию цветного зрения, конструирует учебное оборудование для демонстрации опытов на лекциях, но не забывает о вопросах, связанных с электромагнитными полями.

¹ Сборник оригинальных статей и материалов. Из пред-
двосторонней истории радио. Под ред. Л. И. Мандельштама. — М.: Изд.
АН СССР, 1948, вып. 1, с. 412.

² Здесь и далее цитаты приведены из книги Кудрявце-
ва П. С. Максвелл. — М.: Просвещение, 1976.

Своим научным увлечениям Максвелл отдал много времени и труда. Он разработал численный метод смещения цветов, создал и обосновал «цветовой треугольник», которым и сейчас пользуются в колориметрии, выполнил широко известную научную работу о кольцах Сатурна, создал расширенную динамическую теорию газов и написал учебник о теплоте. 17 мая 1861 г. он первым в мире продемонстрировал цветную фотографию.

В феврале 1856 г. Максвелл закончил сочинение «О фарадеевых силовых линиях», оттиски которого разослал многим ученым, в том числе и Фарадею. Этим было положено начало длительному научному контакту между основателями учения об электромагнитном поле. Уже 25 марта 1857 г. Фарадей писал Максвеллу: «Дорогой сэр. Я получил Вашу статью и очень благодарен Вам за нее. Я не осмелюсь сказать, что благодарю Вас за сказанное Вами «О силовых линиях» потому, что знаю, Вы это сделали в интересах философской истины, но Вы должны полагать, что эта работа приятна мне и весьма стимулирует мысли об этом... Вначале я почти испугался, увидев, какую математическую мощь Вы затратили на этот предмет, а затем изумился, увидев, что предмет так хорошо выстоял. Я послал с этой почтой Вам другую статью. Мне интересно знать, что Вы скажете о ней... Всегда преданный Вам Фарадей».

Легко понять Фарадея и его чувства! Излюбленное создание его ума — силовые линии — были непоняты и не приняты современниками, им был чужд образ мыслей Фарадея; они восхищались его открытиями, называли его «царем физики», но отвергали суть его физического мышления. В результате Фарадей, окруженный славой и признанием, был одинок. Работа Максвелла была продолжением и углублением работ Фарадея. Неудивительно, что между ними установилась духовная близость.

В одном из писем к У. Томсону Максвелл писал: «Я пытался представить в удобной форме те математические приемы и формулы, которые необходимы для изучения электрических явлений. Мой метод одинаков с тем, которого придерживался Фарадей в своих исследованиях... При разработке простейших отделов я буду придерживаться не только идей, но и математических методов Фарадея».

В 1860 г. Максвелл был избран профессором натуральной философии (физики) Кингс-колледжа в Лондоне. Ко времени переезда Максвелла в Лондон Фарадей угасал. В 1861 г. он сложил с себя обязанности профессора Королевского института. Угасанием жизни Фарадея объясняется и тот факт, что он не ответил на весьма важное письмо Максвелла, в котором говорилось об определении скорости света, о диэлектрической постоянной и других вопросах, имеющих большое значение для разрабатываемой Максвеллом теории электромагнитного поля. В этом письме Максвелл коротко излагал Фарадею результаты и воззрения, развиваемые им в работе «О физических силовых линиях», которая была опубликована отдельными частями в 1861—1862 гг. Максвелл писал: «Когда я начал изучать математически электричество, я избежал всех старых традиций о силах, действующих на расстоянии, и после чтения Ваших статей в качестве первого шага в направлении к правильному мышлению я читал и другие, интерпретируя их по мере дальнейшего продвижения, но я никогда не позволял себе объяснять что-либо с помощью таких сил. Поэтому я откладывал чтение по электричеству до тех пор, пока не овладел некоторыми Вашими идеями, такими, как электротоническое состояние, действие смежных частей и т. д., и главной целью моего письма к Вам было стремление удостовериться, что я не получил те же самые идеи, какие вели Вас по пути к вещам, и спросить, не будет ли правильно, если я назову мои понятия Вашим именем».

В первой части опубликованной работы «Теория молекулярных вихрей в применении к магнитным явлениям» Максвелл рассматривал «магнитные явления с механической точки зрения» и исследовал «какие напряжения или движения среды способны вызвать наблюдаемые явления». При этом он пришел к уравнениям, названным впоследствии его именем, в том

числе и к уравнению связи между векторами плотности тока и напряженности магнитного поля.

Во второй части работы «Теория молекулярных вихрей в применении к электрическим токам» Максвелл разработал механическую модель поля. Особо важное значение имеет третья часть — «Теория молекулярных вихрей в применении к статическому электричеству», в которой введены фундаментальные представления о токе смещения. Вскоре Максвелл обобщил первое уравнение своей теории, где отразил тот факт, что магнитное поле создается не только токами проводимости, но и токами смещения. В этом уравнении введена константа, равная скорости света в вакууме. По данному поводу Максвелл писал: «Скорость поперечных волновых колебаний в нашей гипотетической среде, вычисленная из электромагнитных опытов Кольрауша и Вебера, столь точно совпадает со скоростью света, вычисленной из оптических опытов Физо, что мы едва ли можем отказаться от вывода, что свет состоит из поперечных колебаний той же среды, которая является причиной электрических и магнитных явлений».

Развивая свою теорию, Максвелл отказался от механической модели электрического поля и в 1864—1865 гг. опубликовал частями основополагающий труд «Динамическая теория электромагнитного поля», где он устанавливает математические законы электромагнитного поля и впервые дает его определение. В главе «Электромагнитная теория света» Максвелл писал: «Скорость света, определенная экспериментально, достаточно хорошо совпадает с величиной c , выведенной из единственного ряда экспериментов, которыми мы до сих пор располагаем... Совпадение результатов, по-видимому, показывает, что свет и магнетизм являются проявлениями свойств одной и той же субстанции и что свет является электромагнитным возмущением, распространяющимся через поле в соответствии с законами электромагнетизма» (курсив редакции «Электричество»).

Так был создан труд, который должен был внести ясность в теорию электромагнитных явлений, в теорию электричества и света. К сожалению, еще долго и после описанного многие ученые разных стран не поняли всего значения гениального творения Максвелла. Чувствуя такую реакцию ученых и исследователей, Максвелл продолжал работу над совершенствованием своей теории и в 1873 г. издал двухтомный «Трактат об электричестве и магнетизме», в котором заново рассмотрел всю сумму знаний по электричеству и магнетизму, начиная с основных фактов электротехники и кончая созданной им электромагнитной теорией света. В связи с изданием этого труда Максвелл писал: «Мне представляется, что изучение электромагнетизма во всех его проявлениях как средства движения науки вперед приобрело первостепенную важность». Особенно ярко проявляется необходимость знания теории электромагнитного поля в наше время, когда так широко развита техника радио, телевидения, радиолокации, электромашиностроения и энергетики.

С 1871 г. Максвелл был назначен профессором Кембриджского университета, где основал первую в Великобритании специальную лабораторию — Кавендишскую лабораторию. Впоследствии эту лабораторию возглавляли Дж. У. Релей (1842—1919), Э. Резерфорд (1871—1937) и другие выдающиеся физики; в ней работали крупнейшие ученые, среди них П. Л. Капица. Последние пять лет жизни Максвелл посвятил работе над рукописями Г. Кавендиша (1731—1810), что нашло отражение в его Трактате.

Пятого ноября 1899 г. Дж. Клерк Максвелл скончался.

Потребовались значительное время и напряженная работа многих ученых для освоения теории Максвелла. Работы Г. Герца сломали недозерие к теории Максвелла. Символична и научная эстафета, которую воспринял А. Эйнштейн, родившийся в год смерти Максвелла. Своими работами А. Эйнштейн придал теории электродинамики Максвелла свободную от противоречий форму, положив в основу принципа относительности постулат о постоянстве скорости света, еще сильнее утвердив значение основных законов физической реальности электромагнитного поля и электромагнитной теории света.

В. Ю. РОГИНСКИЙ



ОСИП БОРИСОВИЧ БРОН

(К 85-летию со дня рождения)

Заслуженному деятелю науки и техники РСФСР, доктору технических наук, профессору Осипу Борисовичу Брону, видному ученому, талантливому инженеру-конструктору, опытному педагогу и общественному деятелю, исполнилось 85 лет.

О. Б. Брон родился 9 февраля 1896 г. в г. Клинцы Брянской области. В 1920 г. он окончил физико-математический факультет Харьковского университета, а в 1924 г. электротехнический факультет Харьковского технологического института. Работая в ХТИ до 1941 г., О. Б. Брон возглавлял лабораторию высоких напряжений и вел дисциплины по специальности аппаратостроения. В 1930 г. за плодотворную научную и педагогическую деятельность ему было присвоено ученое звание профессора, а в 1940 г. после защиты диссертации на тему «Движение электрической дуги в магнитном поле» — ученая степень доктора технических наук.

Педагогическую работу в ХТИ О. Б. Брон сочетал с активной производственной и научно-исследовательской деятельностью на заводе. В 1924 г. он становится организатором первой в стране лаборатории (центральной) на заводе электропромышленности, а в 1924—1941 гг. возглавляет электроизоляционную и аппаратную лаборатории на Харьковском электротехническом заводе.

В период Великой Отечественной войны О. Б. Брон был призван в Военно-морской флот, в рядах которого находился с 1941 по 1950 г. После демобилизации он вернулся к научной и педагогической деятельности и возглавил кафедру теоретических основ электротехники в Ленинградском институте авиационного приборостроения, а с 1956 г. — в Ленинградском заочном индустриальном институте, позже преобразованном в Северо-Западный заочный политехнический институт. Этой кафедрой он успешно руководил до 1971 г., а ныне является профессором этой кафедры.

В 1946 г., еще находясь на военной службе, О. Б. Брон установил связь с заводом «Электросила», которая не прерывается вот уже 35 лет. Осуществляя научное руководство в области электроаппаратостроения, он помогал заводу в создании крупнейшей по тому



времени аппаратной лаборатории, в подготовке научных и инженерных кадров, в создании многих оригинальных конструкций.

Занимаясь многие годы изучением электрической дуги и способов ее гашения, О. Б. Брон обобщил результаты своих исследований в книгах «Электрическая дуга в аппаратах управления» (1954 г.) и «Потоки плазмы в электрической дуге выключающих аппаратов» (1975 г.). Изложению теории и путей осуществления конструкции многоамперных аппаратов посвящена его книга «Электрические аппараты с водяным охлаждением» (1967 г.).

Диапазон исследований О. Б. Брона не ограничивается только областью аппаратостроения. Им проведен ряд оригинальных исследований условий возникновения и распространения кругового огня по коллектору электрических машин постоянного тока, получивших широкое признание как у нас в стране, так и за ее пределами.

Теоретические работы О. Б. Брона, как правило, имеют практический выход, воплощаются в реальные конструкции электрических аппаратов.

О. Б. Брон является инициатором и пионером в применении жидкостного охлаждения в электрических аппаратах.

Разработанные заводом «Электросила» при участии О. Б. Брона автоматические выключатели с водяным охлаждением поставляются для крупных установок. Новейшие крупные разработки О. Б. Брона относятся к многоамперным выключателям для химической промышленности. Для тех же целей разработаны уникальные выключатели на токи 100 и 150 кА. Ни одна фирма за границей не производит такие аппараты; лицензии на них проданы в Румынию, Болгарию и Турцию. Патенты получены в ФРГ, США, Франции и Италии. На основании своих исследований О. Б. Броном была предложена компактная плазматическая решетка, которая теперь широко применяется в контактных и автоматических выключателях.

Дальнейшие работы в области электрической дуги привели к созданию принципиально нового способа гашения магнитного поля крупных электрических машин. Необходимость в нем особенно обострилась в связи со строительством Куйбышевской и Сталинградской ГЭС. Такими автоматами защищены также гидрогенераторы Братской и Саяно-Шушенской ГЭС. Ими теперь снабжаются все крупные турбо- и гидрогенераторы на электростанциях.

О. Б. Брон лично и вместе со своими учениками опубликовал 315 научных работ и сделал 70 изобретений. За годы своей педагогической и научной деятельности он воспитал большой отряд советских специалистов, инженеров и научных работников.

На протяжении всей своей трудовой жизни О. Б. Брон принимал активное участие в общественной деятельности. В 1946 г. он был принят в члены КПСС, много лет работал пропагандистом и агитатором, руководителем философского семинара, избирался в состав партбюро СЗПИ. К пропаганде идей марксизма-ленинизма должна быть отнесена и его книга «Электромагнитное поле как вид материи» (1962 г.). О. Б. Брон участвует в работе НТО со времени его основания. Является членом редколлегии журналов «Электромеханика», «ЭП. Аппараты низкого напряжения», входит в редсовет «Энергоиздата».

Правительство высоко оценило деятельность О. Б. Брона, наградив его орденами Ленина, Отечественной войны I и II степени и медалями.

Группа товарищей, редакция и редколлегия журнала «Электричество»



Основная тематика журнала „Электричество” на 1981—1985 гг.

Публикуемая ниже основная тематика журнала «Электричество» базируется на важнейших направлениях развития науки и техники в области электроэнергетики и электротехники в XI пятилетке, определенных решениями XXVI съезда КПСС.

Редакционная коллегия журнала просит авторов представляемых в редакцию рукописей статей возможно больше внимания уделять вопросам, перечисленным в тематике, однако не исключает возможности принятия к рассмотрению статей и по некоторым другим темам, если они представляют интерес для широкого круга читателей.

Здесь же помещаются правила подготовки рукописей для журнала «Электричество».

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ. ЭЛЕКТРОФИЗИКА.

1. Новое в учении об электромагнетизме.
2. Проявление квантовых свойств вещества в макроскопических электромагнитных явлениях. Проблемы сильных электромагнитных полей.
3. Теоретические вопросы сверхпроводимости.
4. Новое в методах расчета и исследования электрических, магнитных и электромагнитных полей в линейных, нелинейных и неоднородных средах.
5. Развитие методов физического и математического моделирования полей.
6. Новое в методах анализа и синтеза сложных электрических и магнитных цепей.
7. Математические модели различных элементов электрических и магнитных цепей. Вопросы адекватности физических элементов и их математических моделей.
8. Научные основы исследований электромагнитных сил и электросиловых полей в сложных электромеханических и технологических установках.
9. Методы решения электротехнических вопросов магнитной гидродинамики, плазмодинамики. Новые принципы аккумуляирования электрической энергии.
10. Теоретические основы преобразований видов энергии в электрическую. Электротехнические вопросы термоядерной энергетики.
11. Исторические вопросы развития электричества и магнетизма. История электротехники в СССР, план ГОЭЛРО и его реализация.

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

1. Основы получения материалов с заранее заданными свойствами.
2. Материалы для работы в экстремальных условиях (очень высокие и очень низкие температуры, большие давления, воздействия радиации).
3. Композиционные материалы, в частности, электрофизические свойства гетерогенных систем.
4. Высокотемпературные сверхпроводниковые материалы.
5. Материалы с сильным изменением электромагнитных свойств внешними воздействиями (управляемые материалы).
6. Магнитно-твердые материалы на основе соединения редкоземельных материалов с высокими значениями плотности энергии.
7. Методы исследования и расчета старения изоляции электротехнических устройств с учетом условий их эксплуатации.

ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

1. Принципиальные вопросы дальнейшего развития ЕЭС СССР: перспективы; особенности структуры в условиях быстрого развития атомной энергетики и дефицита органического топлива в Европейской части СССР и сооружения мощных ТЭС и ГЭС на Востоке страны, связь с зарубежными энергообъединениями на периоды до 1990 и 2000 г.
2. Опыт работы, повышение надежности и экономичности электрических сетей 110—750 кВ.
3. Исследования и разработки по созданию и освоению линий электропередач переменного тока 1150 кВ и более высокого напряжения.
4. Перспективы и область применения дальних электропередач и гибких связей постоянного тока, в частности, электропередачи Экибастуз — Центр 1500 кВ.
5. Применение в электроэнергетике новых типов источников электроэнергии: магнитогидродинамических, геотермальных, солнечных, электрохимических и др. (также новые

типов электрических машин переменного тока: с продольно-поперечными регулируемым системами возбуждения, с использованием явления сверхпроводимости и др.

6. Перспективы применения принципиально новых систем передачи электроэнергии, в частности, с использованием явления сверхпроводимости.

7. Принципиальные вопросы оптимизации баланса реактивных мощностей в энергосистемах, их объединениях и в узлах нагрузки, создания и усовершенствования необходимых для этого средств, в особенности статических управляемых тиристорных источников — потребителей реактивной мощности.

8. Пути решения проблемы покрытия пиковых нагрузок в энергообъединениях; расширение маневренности основного оборудования электростанций.

9. Усовершенствование существующих и разработка новых методов прогнозирования, планирования развития и проектирования энергообъединений энергосистем, электрических сетей, электрических станций и электроустановок.

10. Принципиальные вопросы развития иерархической автоматизированной системы диспетчерского управления (АСДУ) ЕЭС СССР в целом и входящих в нее объединений и отдельных энергосистем; основные пути совершенствования необходимых для этого технических средств.

11. Методы расчета и практические пути оптимизации режимов работы ЕЭС СССР и объединений энергосистем, отдельных энергосистем в нормальных и аварийных условиях; использование для этой цели систем автоматики, их развитие и усовершенствование.

12. Развитие методов и средств анализа устойчивости энергообъединений, отдельных энергосистем и узлов нагрузки, в них; уточнение нормативных требований устойчивости к системам противоаварийной автоматики; совершенствование методов и средств повышения устойчивости.

13. Методы анализа и нормативы надежности электроснабжения потребителей и пути ее повышения.

14. Принципиальные пути и методы экономии электроэнергии при ее выработке, передаче и потреблении.

15. Уточнение критериев оценки и нормирования качества электроэнергии; развитие систем и средств его контроля и повышения. Оценка ущерба от низкого качества электроэнергии и перерывов электроснабжения для различных видов потребителей. Взаимное влияние на качество электроэнергии характеристик и параметров электроснабжающей сети, с одной стороны, и различных видов приемников электроэнергии, с другой (в частности, мощных преобразовательных устройств, потребителей с резко изменяющейся нагрузкой, однофазных и других создающих несимметрию токов и напряжений и т. п.).

16. Развитие методов расчета токов короткого замыкания с учетом особенностей современных электроснабжающих и электропотребляющих систем.

17. Принципиальные пути совершенствования систем и средств релейной защиты и АПВ, противоаварийной автоматики ЕЭС СССР в целом, энергообъединений, электрических станций и сетей, а также электроустановок потребителей. Применение для этой цели единой современной элементной базы, микропроцессоров, мини- и микро-ЭВМ.

18. Основные особенности электроснабжения и электрификации различных видов потребителей: промышленных, городских, сельскохозяйственных и др. Специальное оборудование для различных видов электроприемников.

19. Принципиальные вопросы разработки и совершенствования систем технической диагностики состояния электрооборудования, воздушных и кабельных линий; усовершенствование существующих и создание новых необходимых для этого методов и средств; улучшение системы планирования и проведения ремонтно-профилактических мероприятий.

ТЕХНИКА ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ.

1. Новое в исследованиях перенапряжений и методов защиты от них в электрических системах высокого и сверхвысокого напряжения. Разрядники и ограничители перенапряжений. Изоляция электрооборудования и электропередач, координация изоляции.

2. Практически важные для электротехники и электроэнергетики формы электрического разряда и пробоя в воздухе, газах, жидких, твердых и комбинированных диэлектриках (физика процесса, технические применения).

3. Новое в изучении молнии. Усовершенствование систем молниезащиты энергетических и промышленных сооружений.

4. Новые электрофизические, испытательные и измерительные установки высокого напряжения. Совершенствование методов и норм испытаний электрооборудования высокого напряжения.

5. Научные проблемы электронно-ионной и магнитно-импульсной технологий.

6. Новые исследования и мероприятия по обеспечению электробезопасности (системы заземлений, статическое электричество в быту и промышленности, методы защиты от его опасных воздействий).

7. Новые пути и перспективы совершенствования коммутационной аппаратуры высокого и сверхвысокого напряжения, комплексные элегазовые распределительные устройства.

8. Теоретические и экспериментальные исследования физических процессов при горении и гашении дуги в разных средах и различных дугогасительных устройствах. Физическое и математическое моделирование процессов при горении и гашении электрической дуги.

9. Принципиальные вопросы создания аппаратов низкого напряжения (пути развития, конструкции, работающие в разных средах).

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

1. Развитие общей теории электромагнитных процессов в электрических машинах и трансформаторах (общие вопросы расчета электромагнитных полей в электрической машине и трансформаторе в целом с учетом дискретной структуры сердечников и обмоток, нелинейности магнитной цепи и индуктированных вихревых токов; расчеты электромагнитных полей в локальных областях; расчеты электромагнитных сил; интегральных характеристик элементов, потерь, активных и индуктивных параметров, потоков мощности; расчеты переходных процессов в электрических и магнитных цепях).

2. Общие вопросы создания крупных электрических машин и трансформаторов: тенденции развития, информация о новых и достигнутых конструктивных решениях, предельных показателях шкалы мощностей и частот вращения и др.

3. Проблемы, связанные с созданием новых серий электрических машин и трансформаторов; системы автоматизированного проектирования серий, вопросы оптимизации, повышения качества и улучшения технико-экономических показателей.

4. Дальнейшее развитие теории явнополюсных и неявнополюсных синхронных машин; исследование, расчет, проектирование, испытания генераторов для энергетических установок (турбогенераторов, гидрогенераторов, синхронных компенсаторов, обратимых генераторов-двигателей, генераторов с непосредственным охлаждением, беспазовых турбогенераторов высоковольтных генераторов и др.).

5. Распространение теории электромеханического преобразования энергии на описание установившихся и переходных процессов в электрических машинах особого исполнения (индукторных генераторах, редукторных двигателях, бесконтактных машинах, машинах с катящимся и гибким ротором, линейных и дуговых машинах, машинах с массивным и проводящим роторами, беспазовых машинах, емкостных машинах, совмещенных электрических машинах).

6. Вопросы автоматизации проектирования различных электрических машин: выбор оптимальных размеров и обмоточных данных, проведение уточненных электромагнитных, тепловых, аэродинамических и гидравлических расчетов, разработка конструкции, оформление рабочих чертежей и технической документации.

7. Научно-технические проблемы создания микромашин и микротрансформаторов.

8. Исследование бесконтактных синхронных машин (с постоянными магнитами, гистерезисных, реактивных, с когтеобразными полюсами и др.); создание серий синхронных двигателей малой мощности.

9. Новое в системах возбуждения и регулирования синхронных машин.

10. Новое в вопросах аэродинамических, гидравлических и тепловых расчетов систем охлаждения электрических машин и трансформаторов.

11. Исследование механической прочности и вибраций электрических машин и трансформаторов; разработка мероприятий для повышения их динамической стойкости и создание для этих целей специальных модельных устройств.

12. Принципиальные вопросы создания мощных трансформаторов и реакторов на сверхвысокие напряжения.

13. Вопросы исследования и расчета шума электрических машин и трансформаторов; создание малошумных машин и трансформаторов.

14. Проблемы создания МГД-машин, линейных электрических машин постоянного и переменного тока, электрических машин для авиационно-космических установок.

15. Вопросы проектирования и исследования криогенных и сверхпроводниковых электрических машин и трансформаторов.

16. Вентильные электрические машины — машины с управляемыми и неуправляемыми полупроводниками преобразователями (теория рабочих процессов и методы проектирования).

17. Новые методы испытания электрических машин.

18. Проблемы надежности и диагностики состояния электрических машин и трансформаторов.

19. Методология технико-экономических оценок народнохозяйственной эффективности и качества изделий в электромашиностроении.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

1. Характеристики и особенности применения силовых полупроводниковых приборов (тиристоров разных типов, силовых транзисторов) и криотронов.

2. Методы анализа, цифрового, аналогового и гибридного моделирования электромагнитных процессов в вентильных преобразователях.

3. Вопросы оптимизации вентильных преобразователей по энергетическим (коэффициент мощности, качество электроэнергии на входе и на выходе), динамическим, массо-габаритным и другим показателям.

4. Преобразователи для электропривода постоянного и переменного тока, электрической тяги, различных видов электротехнологии и электротермии, агрегатов бесперебойного питания, автономных объектов и других областей применения.

5. Преобразователи для новых видов генераторов электрической энергии (МГД-генераторов, топливных элементов, солнечных батарей и др.) и преобразователи для емкостных и индуктивных, в том числе сверхпроводящих, накопителей энергии.

6. Вентильные коммутаторы больших токов, источники импульсных напряжений.

7. Принципы создания преобразователей сверхвысокого напряжения.

8. Системы управления, защиты и диагностики преобразователей, в том числе цифровые и с использованием микропроцессорных устройств.

9. Вопросы синтеза вентильных преобразователей по заданным характеристикам.

ЭЛЕКТРОПРИВОД И АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

1. Развитие теории современного электропривода. Применение современных методов теории автоматического регулирования в задачах анализа и синтеза конкретных автоматизированных систем управления технологическими процессами.

2. Исследование надежности электроприводов: влияние на надежность внешних факторов и нагрузок электропривода, построение моделей надежности, методы и устройства для обнаружения отказов, оптимальные методы испытаний на надежность, способы повышения эксплуатационной надежности, оценки влияния человека-оператора на надежность функционирования систем электропривода.

3. Усовершенствование методики расчета экономической эффективности мероприятий, питающих техникий уровень регулируемого электропривода, а также определение рациональных объемов автоматизации промышленных установок.

4. Развитие теории и практики применения автоматизированного проектирования электромеханических систем.

5. Разработка регулируемых электроприводов с улучшенными энергетическими и технико-экономическими показателями.

6. Вопросы применения микропроцессорных наборов и микро-ЭВМ для управления электроприводами и решения задач АСУТП.

7. Результаты исследований электроприводов с минимальным числом ступеней преобразования энергии: линейного, дискретного, магнитогидродинамического, дугового и др.

8. Развитие теории и расширение областей применения электропривода для промышленных роботов.

9. Развитие теории и практики следующих электроприводов: вентильных каскадов и асинхронных электроприводов двойного питания; электроприводов по системе «преобразователь частоты — двигатель», электроприводов с вентильными двигателями; транзисторных электроприводов постоянного и переменного тока; электроприводов, питаемых от автономных источников соизмеримой мощности.

10. Система прецизионного многокоординатного привода с числовым программным управлением, функциональные элементы.

11. Создание комплексных электроприводов для уникальных установок: прокатных станов, экскаваторов, полупогружных буровых установок, станков с числовым программным управлением, животноводческих комплексов и др.

12. Результаты научно-исследовательских работ в области воспринимающих элементов систем управления, датчиков и приборов технологического контроля.

13. Общие вопросы применения в электроприводах аналоговых, цифро-аналоговых и цифровых средств управления и регулирования.

14. Исследование и разработка электромеханических силовых элементов систем управления электроприводами.

ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ТРАНСПОРТА

1. Общие вопросы развития теории рельсовой и безрельсовой электрической тяги.

2. Обобщение опыта применяемых систем тиристорно-импульсного регулирования напряжения на различных видах электрического подвижного состава.

3. Теория, исследование, создание и внедрение электро-мобильного транспорта.

4. Источники электрической энергии в электромобилях и пути их дальнейшего совершенствования.

5. Теория, методика расчета, сравнительная оценка и перспективы применения асинхронных и вентильных двигателей в электрической тяге.

6. Вопросы применения в электрической тяге линейных двигателей.

7. Развитие теории и усовершенствование систем электро-снабжения магистрального, промышленного и городского электрического транспорта.

8. Развитие теории и методик расчета рекуперативного электрического торможения подвижного состава магистрального, городского и промышленного транспорта.

9. Теория и методика расчета napольного безрельсового электрического транспорта.

10. Разработка и создание системы и средств диагностики состояния электрического оборудования подвижного состава и оборудования электроснабжения.

11. Проблемы создания новых систем управления электрическим подвижным составом и тяговыми подстанциями.

ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ, ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ И ЭЛЕКТРОСВАРКА

1. Теория и методы расчета динамических систем с электрической дугой.

2. Установившиеся и переходные процессы в контурах мощных дуговых электротермических установок и их влияние на качество электроэнергии в питающих сетях и экономию электроэнергии.

3. Проблемы и перспективы применения управляемых систем электропитания дуговых и плазменных электротермических установок.

4. Развитие теории и исследование устойчивости дуги в промышленных электрических печах и плазматронах.

5. Теория и методы расчета источников питания индукционных и высокочастотных установок.

6. Перспективы использования электроэнергии в технологических процессах (электротехнологии).

7. Теория и расчет мощных индукционных печей с криорезистивным охлаждением индукторов.

8. Исследование и расчет характеристик электропроводности электротермических и сварочных установок с электрофизическими методами нагрева.

9. Электромагнитные и электродинамические процессы в электротермических установках.

10. Разработка теории и методов расчета новых видов электротермического и электротехнологического оборудования.

Подготовка рукописей для журнала „Электричество”

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений.

Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов расчетов, исследований и т. п. необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения их простоты и затрат времени на изучение и пользование ими.

Перед заглавием статьи желательно проставлять ее индекс в соответствии с универсальной десятичной классификацией (УДК).

Для того, чтобы облегчить работу читателя с журналом, авторам необходимо придерживаться следующей структуры статей:

- а) краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановка задачи, решаемой в настоящей статье;
- б) метод решения задачи и принятые допущения;
- в) основное содержание статьи — физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации;
- г) обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее;
- д) выводы и рекомендации;
- е) приложения: доказательства использованных в статье положений, математические выкладки и преобразования;
- ж) список литературы.

2. При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, при-

водимые в статье, должны содержать лишь самый необходимый минимум формул.

Объем статьи с приложением не должен превышать 12 страниц машинописного текста.

3. Статья представляется в двух экземплярах (первый и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см.

4. Формулы вписываются темными чернилами в отдельных строках, а не в тексте.

В том случае, если прописные и строчные буквы имеют одинаковое начертание, прописные буквы рекомендуется подчеркивать двумя черточками снизу, строчные — двумя черточками сверху. Греческие буквы следует заключать в кружок красным карандашом.

При вписывании индексов следует указывать, какие из них латинские и какие русские.

5. Библиографический указатель (список литературы) составляется в порядке последовательности в тексте, при этом указываются:

а) для журнальных статей — фамилия и инициалы автора, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер;

б) для книг — фамилия и инициалы автора или всех авторов, название книги, наименование издательства и город, в котором оно находится, год издания.

Название иностранных работ и работ на языках народов СССР, а также фамилии авторов их должны быть приведены в оригинальной транскрипции и напечатаны на машинке.

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографическим и подобными ему способами.

6. Рисунки не должны содержать лишних данных, а все обозначения на рисунках обязательно должны соответство-

вать ГОСТ. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи, а не повторять его. Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснить либо только в подписи к рисунку, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать 20×30 см.

Фотоснимки должны быть отпечатаны на белой глянцевой бумаге. Изображение должно быть контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи; на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

Количество рисунков не должно превышать 7 шт. на 1 авт. лист (не более 1 рис. на 3 стр. машинописного текста), причем необходимо учитывать, что буквенные подразделения графического материала (например, рис. 1,а, рис. 1,б и т. п.) редакция ж. «Электричество» считает за отдельные рисунки.

7. В таблицах все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.

8. К статье необходимо приложить реферат.

Реферат должен дать читателю представление о характере работы, оригинальности постановки вопроса, методике проведения исследования и основных его результатах.

Средний объем реферата — 0,5 стр. машинописного текста, отпечатанного через два интервала на белой писчей бумаге обычного формата (30×20 см) в двух экземплярах, с полем 4 см с левой стороны.

Сообщение о наличии в реферируемой работе библиографических источников необходимо давать в конце реферата. Например: Библ. 9.

9. В конце статьи должны быть указаны фамилия, имя и отчество автора, домашний адрес, место работы, номера домашнего и служебного телефонов.

10. Рукописи статей должны сопровождаться письмом автора и необходимыми документами предприятия (учреждения).



НОВЫЕ СТАНДАРТЫ

ГОСТ 839—80. Провода неизолированные для воздушных линий электропередачи. Технические условия.

Стандарт разработан взамен ГОСТ 839—74, утвержден постановлением Госстандарта от 23 июня 1980 г.; срок его действия с 1 января 1981 г. до 1 января 1991 г.

Цель пересмотра — повышение технических требований к неизолированным проводам.

В отличие от действующего в новом стандарте:

расширена номенклатура сталеалюминиевых проводов за счет включения провода марки АС сечением 1000/56 мм² и 500/204 мм² и проводов сечением 300, 330 и 400 мм², предназначенных для магистральных линий электропередач;

включены провода марок АЖ и АН из термообработанного и нетермообработанного кремний-магниевого железосодержащего сплава марки АВЕ;

указано, что алюминиевая проволока диаметром от 1,5 до 2,8 мм включительно должна соответствовать марке АТп (т. е. алюминиевые провода этого диапазона диаметров должны изготавливаться из проволоки с повышенной механической прочностью);

увеличен срок службы проводов марок М, А, АС с 40 до 45 лет, марок АКП — с 20 до 25 лет.

Внедрение стандарта позволит повысить качество и надежность неизолированных проводов.

Пресс-центр Госстандарта — по материалам ВНИИКИ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., 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., Шаталов 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 Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 14.04.81
Тираж 7636

Подписано в печать 03.06.81
Заказ 1125

T-05887

Формат 60 × 90¹/₈

Печать высокая

Усл. печ. л. 10,0

Уч.-изд. л. 12,58

Энергониздат, 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

СОДЕРЖАНИЕ

Государственная премия СССР 1980 г. в области электроэнергетики	1
Богданов В. А. — Телеизмерение электрической энергии и средней мощности в энергосистемах	2
Веников В. А., Мариносьян Р. Э. — Статическая устойчивость как частный случай динамической устойчивости электрических систем	6
Насыров Т. Х., Фазылов Х. Ф. — Расчет режимов электрических систем, содержащих фазосдвигающие элементы	9
Коваль А. А., Нецевский А. Б. — Анализ спектра индукции при асимметрии магнитного поля в воздушном зазоре гидрогенератора	13
Лабунец И. А., Лохматов А. П. — Эффективность работы генераторов с продольно-поперечным возбуждением в установившихся режимах	18
Лупкин В. М. — Аналитическое решение линейных дифференциальных уравнений вентильного двигателя	22
Бертинов А. И., Мизюрин С. Р., Резников С. Б., Боcharов В. В., Алешечкин В. А. — Качество электроэнергии бортовых систем электроснабжения и способы его улучшения	32
Копылов И. П., Куликов А. А. — К моделированию электромагнитных процессов в электрических машинах	36
Исхаков А. С. — Выпрямитель в полупроводящем режиме	41
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Белоедова И. П., Иванов А. В., Колечицкий Е. С., Ларионов В. П. Измерение заряда стримерных образований положительного импульсного разряда	46
Сибаров Ю. Г., Сколотнев Н. Н., Хренов С. А. — Устройство защитного отключения с зависимым временем срабатывания	49

Цатурян А. И. — О механизме гравитационного истечения сыпучих материалов в электрическом поле	50
Калачихин А. Ф., Заргарян И. В., Филиппов А. А. — Особенности расчета вводов для кабельного подключения трансформаторов	53
Цапенко Е. Ф., Пржебелский А. В. — Вентильная схема контроля изоляции	55
Никифоров М. Г. — Влияние состава смеси элегаза с азотом на время коммутации разрядника наносекундного диапазона	56

СООБЩЕНИЯ

Аронов М. А., Тарасова Т. Н. — Разрядные напряжения некоропирующихся воздушных промежутков различной конфигурации при высокой частоте	59
Обрусник В. П., Кобзев А. В., Шадрин Г. А. — Магнитно-полупроводниковые регулирующие органы с комбинированной коммутацией для устройств преобразовательной техники и автоматики	61
Белоцерковский В. А., Левкович М. И. — Расчет дополнительной погрешности линейных индукционных преобразователей угла	64
Лавриненко В. В., Вишневикий В. С., Бойченко О. Л., Надкериный С. П., Шуляренко А. П. — Пьезоэлектрический двигатель	68
Багриновский А. Д. — Измерение проводимостей ветвей в сложной электрической схеме	70

ХРОНИКА	72
Основная тематика журнала «Электричество» на 1981—1985 гг.	75

CONTENTS

The 1980 USSR State Awards in the Field of Electrical Engineering	1
Telemetering Electric Energy and Average Power — V. A. Bogdanov	2
Steady-State Stability as a Special Case of Power System Transient Stability — V. A. Venikov, R. E. Marinossian	6
Calculating Operating Conditions in Power Systems With Phase Shifting Elements — T. H. Nasirov, H. F. Fazilov	9
Analysis of the Induction Spectrum for Asymmetry of the Magnetic Field in the Air Gap of a Hydro-Electric Generator — A. A. Koval, A. B. Netseyevski	13
The Effectiveness of a Doubly-Fed Generator Under Steady-State Conditions — I. A. Labunets, A. P. Lokhmatov	18
An Analytical Solution to the Linear Differential Equations for a Rectifier Motor — V. M. Lupkin	22
The Quality of Independent Power Supply Systems and Ways for Their Improvement — A. I. Bertinov, S. P. Miziurin, S. B. Reznikov, V. V. Bocharov, V. A. Aleshechkin	32
On Simulation of Electromagnetic Phenomena in Electric Machines — I. P. Kopylov, A. A. Kulikov	36
Semi-controlled Performance of a Rectifier — A. S. Iskhakov	41
FROM OPERATING EXPERIENCE	
Measuring the Charge on Streamer Formations for Positive Surge Discharge — I. P. Byeloyedova, A. V. Ivanov, E. S. Koletchitski, V. P. Larionov	46
A Protective Device for Tripping With a Dependent Operating Time — U. G. Sibarov, N. N. Skolotnev, S. A. Khrenov	49

On the Mechanism of a Gravitational Source of Granular Materials in an Electric Field — A. I. Tsaturian	50
Features in the Design of Bushings for Connecting Cables to Transformers — A. F. Kalachikhin, I. V. Zargarian, A. A. Philippov	53
An Electronic Circuit for Monitoring Insulation — E. F. Tsapenko, A. V. Prjebelski	55
How the Composition of an SF ₆ —Nitrogen Mixture Influences the Switching Time for an Arrester in the Nanosecond Range — M. G. Nikiforov	56

REPORTS

Discharge Voltages Across Air Gaps of Different Configuration for High Frequencies in the Absence of Corona — M. A. Aronov, T. N. Tarasova	59
Magneto-Semiconductor Control Elements With Combinational Switching for Conversion and Automation Apparatus — V. P. Obrusnik, A. V. Kobzev, G. A. Shadrin	61
Calculating the Complementary Error in Linear Induction Angle Converters — V. A. Byelotserkovski, M. I. Levkovitch	64
A Piezzo-Electric Motor — V. V. Lavrinenko, V. S. Vishnevski, O. L. Boichenko, S. P. Hadkernitchny, A. P. Shularenko	68
Measuring Branch Admittances in a Complex Electric Circuit — A. D. Bagrinovski	70

CHRONICLE	72
The Basic Subject Matter of «Electrichestvo» in 1981—1985	75

УДК 621.311.083.72

Телеизмерение электрической энергии и средней мощности. Богданов В. А. — «Электричество», 1981, № 6.
Рассматривается возможность организации автоматизированного контроля выработки и потребления электроэнергии с помощью электронных счетчиков с импульсным выходом, дополненных блоками сопряжения, и имеющихся устройств телемеханики, каналов связи и средств вычислительной техники автоматизированной системы диспетчерского управления. Библ. 3.

УДК 621.311.016.35.001.24

Статическая устойчивость как частный случай динамической устойчивости электрических систем. Веников В. А., Мариносян Р. Э. — «Электричество», 1981, № 6.
Рассмотрена возможность анализа статической устойчивости по программам, аналогичным программам для расчета динамической устойчивости. На основе математического аппарата теории оптимального управления показано, что при исследовании практической устойчивости при помощи конечного малого возмущения можно пренебречь влиянием места приложения возмущения. Библ. 8.

УДК 621.311.001.24

Расчет режимов электрических систем, содержащих фазосдвигающие элементы. Насыров Т. Х., Фазылов Х. Ф. — «Электричество», 1981, № 6.
Изложена методика расчета однократной и многократной несимметрии в сложных электрических системах, содержащих фазосдвигающие элементы, на базе симметричных составляющих и обобщенных уравнений узловых напряжений. Указаны условия и способы построения расчетных схем для трансформаторов, входящих в комплексные схемы замещения. Библ. 6.

УДК 621.313.322—82.013.001.24

Анализ спектра индукции при асимметрии магнитного поля в воздушном зазоре гидрогенератора. Коваль А. А., Нещевский А. Б. — «Электричество», 1981, № 6.
Предложен способ анализа спектра индукции в гидрогенераторе при различных видах и степени асимметрии магнитного поля, обусловленной искажением формы ротора и асимметрией намагничивающих сил полюсов. Оценена значимость гармоник в рассмотренных случаях асимметрии поля и показано, что существенными являются гармоники, близкие к основной. Описана аппаратура для выявления и регистрации сигналов с измерительного витка, пропорциональных асимметрии магнитного поля. Результаты анализа сопоставлены с данными натурного эксперимента. Библ. 6.

УДК 621.313.12.025:621.3.016.25.07

Эффективность работы генераторов с продольно-поперечным возбуждением в установившихся режимах. Лабунец И. А., Лохматов А. П. — «Электричество», 1981, № 6.
На основе анализа областей установившихся режимов работы генераторов продольно-поперечного возбуждения, ограниченных допустимыми токами статора и ротора, исследуется эффективность применения различных систем роторных обмоток с учетом величины и состава м. д. с. возбуждения. Рассмотрены генераторы с одинаковыми обмотками, пространственный угол сдвига между которыми равен 90 и 60°, а также со «слабой» поперечной обмоткой. Показана эффективность таких генераторов в предельных режимах выдачи реактивной мощности при работе как с синхронной, так и с асинхронной частотой вращения по сравнению с обычным синхронным генератором. Библ. 9.

УДК 621.313.323.077:621.314.632.001.5

Аналитическое решение линейных дифференциальных уравнений вентильного двигателя. Лупкин В. М. — «Электричество», 1981, № 6.
Приведено строгое аналитическое решение уравнений вентильного двигателя на коммутационном и межкоммутационном интервалах работы с учетом активных сопротивлений демпферных контуров. Общее решение получено методом приращивания на границах интервалов. Метод решения позволяет учитывать активные сопротивления всех обмоток ВД. Библ. 11.

УДК 621.313.001.57.001.4

К моделированию электромагнитных процессов в электрических машинах. — Копылов И. П., Куликов А. А. — «Электричество», 1981, № 6.
Приведен обзор методов расчета полей электрических машин, на базе которого даются рекомендации по выбору рационального метода расчета трехмерных электромагнитных полей с учетом нелинейностей и параметрических элементов. Библ. 11.

УДК 621.314.6.078.001.57

Выпрямитель в полупроводниковом режиме. Исхаков А. С. — «Электричество», 1981, № 6.
Получено векторное разностное уравнение, описывающее математическую модель замкнутой системы с полупроводниковым выпрямителем, нагруженным на непрерывную линейную часть произвольного порядка. Векторное уравнение состоит из двух уравнений, одно из них характеризует звено, состоящее из выпрямителя и линейной части, второе — систему управления, в качестве которой описана интегральная система. Линейная модель выпрямителя характеризуется линейным векторным уравнением, приведенная методика расчета его коэффициентов. На примере системы регулирования тока выпрямителя с активно-индуктивной нагрузкой показан процесс получения необходимых условий устойчивости и условий быстрого действия. Библ. 10.

УДК 537.523:621.317.318

Измерение заряда стримерных образований положительного импульсного разряда. Белоедова И. П., Иванов А. В., Колечников Е. С., Ларионов В. П. — «Электричество», 1981, № 6.
Изложены результаты работы, посвященной измерению величин и распределения заряда на головках стримеров, развивающихся при положительном импульсном напряжении в промежутках с резонансно-однородным полем. Показано, что заряд головки стримера равен примерно 10^{-10} Кл и мало зависит от длины промежутка, формы коронирующего электрода. Библ. 10.

УДК 621.316.57

Устройство защитного отключения с зависимым временем срабатывания. Сибаров Ю. Р., Сколотнев Н. Н., Хренов С. А. — «Электричество», 1981, № 6.
Рассмотрены принципы построения, работы и методика расчета параметров защитного отключающего устройства с зависимым от величины тока через тело человека временем срабатывания. Библ. 3.

УДК 681.123:537.27/.29

О механизме гравитационного истечения сыпучих материалов в электрическом поле. Цатурян А. И. — «Электричество», 1981, № 6.
Обсуждаются результаты экспериментальных исследований по выявлению основных факторов, определяющих механизм гравитационного истечения сыпучих диэлектрических материалов в электрическом поле. Основная роль в указанном механизме принадлежит ориентации частиц с последующим образованием цепочек при увеличении длительности воздействия или напряженности электрического поля. Предложена эквивалентная схема межэлектродного промежутка при наличии в нем гравитационно искажающего сыпучего материала. Анализируются факторы, влияющие на параметры этой схемы и на характеристики управления гравитационным истечением. В частности, установлено, что вибрация электродов существенно снижает чувствительность управления и тем самым обеспечивает уменьшение расхода вплоть до запыряния гравитационного истечения. Библ. 7.

УДК 621.315.626.001.24

Особенности расчета вводов для кабельного подключения трансформаторов. Калачихин А. Ф., Заргарян И. В., Филиппов А. А. — «Электричество», 1981, № 6.
Проведено экспериментальное исследование влияния земли на распределение напряжения по слоям остова ввода конденсаторного типа. Даны расчетные соотношения для нахождения распределения напряжения по обкладкам остова с учетом влияния земли в различных случаях. Показана возможность использования расчета электрического поля ввода для нахождения оптимального распределения напряжения в остове и определения емкостей уступов обкладок остова на землю. Библ. 3.

УДК 621.317.333

Вентильная схема контроля изоляции. Папенко Е. Ф., Пржебельский А. В. — «Электричество», 1981, № 6.
Дано описание вентильной схемы контроля изоляции. Показано, что чувствительность новой схемы существенно выше, чем у классической вентильной схемы, а входное сопротивление находится на том же уровне. Библ. 1.

УДК 621.373.2:621.315.618.3/9

Влияние состава смеси элегаза с азотом на время коммутации разрядника наносекундного диапазона. Никифоров М. Г. — «Электричество», 1981, № 6.
Исследовалось влияние состава и давления смеси элегаза с азотом на время коммутации разрядника и на параметры формируемых им импульсов. Выявлено, что время коммутации в смесях в 2-3 раза меньше, чем в азоте (при одинаковых давлениях и длинах разрядного промежутка). Расчетные характеристики импульсов, полученные на основе выражения Вайцеля — Ромпе, хорошо согласуются с экспериментальными. Из полученных результатов следует, что в разрядниках наносекундного диапазона наиболее эффективно использовать смеси с (10-40%) SF₆. Библ. 9.

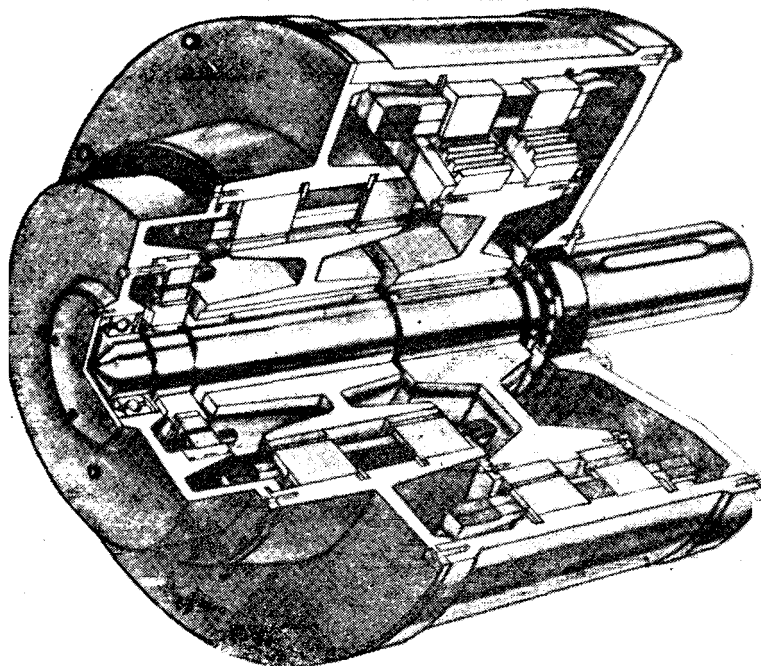
УДК 621.316.72.001.24

Магнитно-полупроводниковые регулирующие органы с комбинированной коммутацией для устройств преобразовательной техники и автоматики. Обрусник В. П., Кобзев А. В., Шадрин Г. А. — «Электричество», 1981, № 6.
Рассматриваются магнитно-полупроводниковые устройства с комбинированной коммутацией тока, использующие принудительно-естественное перематывание сердечника ферромагнитного элемента за период. Дан анализ установившихся процессов и приведены основные характеристики двухключевых магнитно-полупроводниковых регуляторов при активно-индуктивной нагрузке. Пояснены способы регулирования напряжения, обеспечивающие формирование кривой выходного напряжения синфазного с сетевым независимо от значения сопротивления нагрузки и угла коммутации. Библ. 6.

УДК 621.317.39.084.2.088.001.24

Расчет дополнительной погрешности линейных индукционных преобразователей угла. — Белоцерковский В. А., Левкович М. И. — «Электричество», 1981, № 6.
На основе решения уравнений для электрической и магнитной цепей преобразователей получены уравнения для амплитудно-фазовой погрешности, возникающей при изменении температуры окружающей среды. Показано, что на значение этой погрешности влияют добротность обмоток и изменение потерь в стали магнитопровода. Рассмотрен метод компенсации погрешности, основанный на подключении ко входу преобразователя усилителя коррекции, охваченного отрицательной обратной связью с помощью компенсационной обмотки преобразователя. Библ. 2.

ЭЛЕКТРОПРИВОД ДЛЯ ВРАЩЕНИЯ НАГРУЗКИ БЕЗ МЕХАНИЧЕСКОГО РЕДУКТОРА



Высокое быстродействие, наряду с большой точностью воспроизведения движения, широкий диапазон регулирования до $1:10000$ при возможности обеспечения минимальной частоты вращения $1,2 \cdot 10^{-5}$ об/с (один оборот в сутки), экономичность в работе отличают автоматизированные частотно-токовые электроприводы, выполненные на базе редукторных машин (электрических машин с электромагнитной редукцией частоты).

Электропривод патентоспособен, предлагается продажа лицензии содержащей НОУ — ХАУ.

630087, г. Новосибирск-87, пр. Карла Маркса, 20, НЭТИ, кафедра «Электрические машины и аппараты»