



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1984

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

3

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

УДК 621.313.322-82.013.001.6

Экспериментальное исследование электромагнитного поля гидрогенераторов

КАРПОВ Г. В., ХАРЛАНОВА Е. Ф.

ВНИИЭлектромаш

В последние годы появилось много работ по теоретическому исследованию магнитных полей синхронных машин, созданию методов их расчета, однако в подавляющем большинстве этих работ результаты аналитических исследований не сопоставляются с опытом, не подкрепляются экспериментальными данными.

В [1—3] были рассмотрены лишь общие вопросы отражения датчиками индукции сложного характера электромагнитного поля в зазоре и приведены способы определения отдельных его составляющих. В этой статье предложен метод экспериментального исследования поля гидрогенераторов на поверхности расточки статора. На основе опытных данных, полученных с применением созданного метода, дается оценка некоторых существующих методов расчета синхронного поля.

Метод включает:

- разработку системы датчиков для данной машины;
- измерение гармонических э. д. с. и одновременное осциллографирование кривой э. д. с. датчиков;

- измерение электрических величин, определяющих режим работы генератора, в котором исследуется магнитное поле;

- обработку и анализ опытных данных сопоставлением данных по разным датчикам;

- выделение синхронного поля, определение его гармонического состава и пространственного распределения, а также определение несинхронных и пульсирующих полей.

Важными вопросами проведенных исследований явились также:

- выбор приборов для измерения гармонических э. д. с. датчиков;

- организация длительного поддержания неизменным режима работы исследуемого генератора во все время

измерений на датчиках индукции, т. е. в течение нескольких часов;

- обеспечение дублирования измерений гармонических э. д. с. датчиков;

- проверка достоверности опытных данных при обработке их сопоставлением результатов измерений по разным измерительным каналам.

Гармонический состав э. д. с. датчиков определяется до гармоник порядка вторых и третьих зубцовых, однако в опыте он всегда просматривается до гармоник порядка 100, что необходимо для анализа помех на линии связи.

Гармоники индукции, отражающие сложное пространственно-временное поле в зазоре, находятся в результате обработки опытных данных по всей системе датчиков, а именно, разделением составляющих э. д. с., индуктированных синхронным полем и несинхронными и пульсирующими полями.

Система датчиков. Основным видом датчиков индукции являются измерительные проводники и измерительные витки, устанавливаемые на расточке статора. Общее число их составляет 30—40 единиц. Измерительные проводники представляют собой радиальные витки, а измерительные витки — рамки одинаковой ширины по высоте статора. Измерительные витки выполняются с диаметральным и с сокращенным шагом. При установке датчиков соблюдается их строго параллельное положение относительно оси зубцов и пазов.

Активная длина датчиков равна активной длине статора. Это позволяет получать средние по длине машины значения индукции плоско-параллельного поля с учетом краевого эффекта, соответствующие тем значениям, которые используются в проектных расчетах.

Для нахождения распределения индукции по длине

машины применяются точечные датчики в виде катушек и вибростойких датчиков Холла. В настоящей статье рассматриваются только результаты определения средних по длине машины значений индукции.

Измерительные проводники и измерительные витки ориентируются относительно магнитной и электрической оси одной из фаз обмотки статора и устанавливаются на нескольких соседних зубцах и пазах как в середине их, так и с некоторым сдвигом от середины. Они ориентируются также относительно стыков сегментов статора.

Неравномерность воздушного зазора вдоль окружности расточки статора и влияние параллельных ветвей обмотки статора учитываются установкой датчиков в трех зонах по зазору — с наибольшим, наименьшим и средним размером.

Применение датчиков простой конфигурации дает возможность надежной фиксации их и длительной сохранности, что необходимо при исследовании мощных машин, когда между установкой датчиков и самими экспериментальными исследованиями может пройти большой отрезок времени, определяемый условиями монтажа и эксплуатации. Вместе с тем простая конфигурация позволяет легче выявить и учесть разброс данных, появляющийся из-за технологических отклонений геометрии машины от проектной и неточности установки датчиков.

Обработка опытных данных заключается в получении зависимостей гармонических э. д. с. датчиков от их положения на статоре. Эти зависимости позволяют убедиться в том, что при правильной постановке опытов характер их не случаен и определяется пульсациями магнитного потока и гармоническими индукции в зазоре. На основе анализа зависимостей намечается порядок определения пространственных гармонических индукции [1, 2]. Вместе с тем они позволяют судить о качестве оснастки датчиками исследуемой машины, о соблюдении заданного датчику положения.

На основе изучения опытных зависимостей может быть разработана методика диагностики повреждений в генераторе. Они также позволяют уточнить расчет дифференциального рассеяния.

По мере накопления опытных данных для разных генераторов весь анализ их с последующим определением пространственных гармоник индукции может быть формализован и полностью поручен ЭВМ.

Положения, лежащие в основе определения гармонических индукции. Если бы рассматриваемые i -е гармонические э. д. с. в измерительных проводниках на статоре были обусловлены только соответствующими i -ми пространственными гармоническими индукции синхронного поля, то амплитуды э. д. с. e_i всех измерительных проводников независимо от того, где они установлены, были бы одинаковы, и зависимости $E_i = f(\xi)$ представляли бы собой прямые горизонтальные линии (E_i — действующее значение i -й гармонической э. д. с.; ξ — координата, отсчитываемая вдоль расточки статора). При этом синхронное поле могло бы быть определено с помощью одного измерительного проводника на статоре. Однако в реальной машине такие зависимости нелинейны, так как э. д. с. датчиков отражают сложный характер магнитного поля с несинхронными составляющими и пульсирующими потоками.

Аналитическое исследование магнитного поля в зазоре, выполненное в общем виде с использованием ме-

тода гармонических проводимости, показало, что несинхронные пространственные гармонические могут быть представлены в виде:

$$B_{\mu\mu'} = B_{\mu\mu'} \max \cos [(1 + 2n) \omega t \mp \mu' \xi + B_{\mu\mu'}]; \quad (1)$$

$$\mu' = \mu \pm (1 + 2n) p', \quad (1a)$$

где p' — число пар полюсов первоначальной обмотки [4], т. е. такой ее части, после прохождения которой картина распределения стержней по фазам повторяется¹; $1 + 2n$ — нечетные числа, определяющие частоту э. д. с., индуцируемой гармоникой μ' на статоре; ξ — координата, отсчитываемая от магнитной оси фазы в направлении вращения ротора (угол $\xi = 360^\circ$ соответствует длине первоначальной обмотки); μ — числа, кратные трем при четном знаменателе дробности обмотки и кратные шести при целом числе пазов на полюс и фазу и нечетном знаменателе дробности; они определяют частоту э. д. с., индуцируемой рассматриваемыми гармоническими индукции на роторе.

Выражением (1) учитываются все возможные гармоники в реальных случаях насыщения — при наличии демпфирования и неравномерности зазора из-за явнополосности и зубчатости.

Поскольку $1 + 2n$ — нечетные числа, составляющие э. д. с. на статоре, индуцированные гармониками индукции (1), имеют те же порядки, что и составляющие от гармонических индукции синхронного поля. Наличие тех и других в каждой гармонике э. д. с. приводит к периодичности зависимостей амплитуд (или действующих значений) результирующих гармонических э. д. с. и их фаз от положения датчика на статоре. Она определяется разностью фаз $\Delta \xi_{i\mu'}$ составляющих э. д. с., индуцированных i -й синхронной гармонической индукции $B_{i \sin \chi} \cos (i \omega t - ip' \xi + \beta_{i0})$ и несинхронной гармонической (1), соответствующей $1 + 2n = i$. Разность фаз изменяется линейно с изменением ξ :

$$\Delta \xi_{i\mu'} = \Delta \xi_{0i\mu'} \pm \xi_{i\mu}. \quad (2)$$

Поэтому период зависимостей T_i определяется числом μ . Поскольку одному значению i соответствует ряд гармоник μ' с разными μ , T_i определяется в общем случае наименьшим значением μ . При четном знаменателе дробности обмотки T_i равен 120° , а при нечетном знаменателе дробности и целом числе пазов на полюс и фазу — 60° (здесь и дальше углы — в масштабе низшей пространственной гармонической м. д. с.).

Обычно рассматриваются зависимости действующих значений гармонических э. д. с. датчиков и их фаз β_i . Фазы β_i определяются для каждого датчика с учетом положения его на расточке статора, т. е. в моменты времени $t_{\text{нач}}$, выбранные так, чтобы составляющим э. д. с. от синхронного поля всех датчиков соответствовали одинаковые значения β_i' ($\beta_i' = i \omega t_{\text{нач}} - ip' \xi + \beta_{i0}$). С этой целью для датчиков, взаимный сдвиг которых равен $\Delta \xi$, моменты времени $t_{\text{нач}}$ берутся отличными на $\Delta \xi p' / \omega$.

¹ Порядки несинхронных гармоник индукции μ' определены таким образом, что гармоническая p' [4] является основной. В то же время при обозначении рядков гармонических индукций синхронного поля для основной гармоники принято $i=1$. В генераторах, имеющих целое q или знаменатель дробности обмотки, равный двум, длина первоначальной обмотки равна двойному полюсному делению и $p'=1$, при этом оба обозначения порядков совпадают.

Выделение составляющих э. д. с. датчиков, индуцированных несинхронными гармониками (1), основано на выявленной периодичности. Оно осуществляется последовательным построением диаграмм [1, 2] или эквивалентными им вычислениями, при которых поочередно выделяются составляющие э. д. с., соответствующие гармоникам индукции с разными μ . Для этого выбираются пары датчиков, в которых фазы $\Delta\xi_{i\mu}$ для выделяемых составляющих противоположны, а для всех других — одинаковы.

Необходимо обратить внимание на следующие обстоятельства. Выражение (1) соответствует случаю отсутствия эксцентриситета и неравномерности зазора из-за неправильной формы статора и ротора и, следовательно, учитывает не все несинхронные гармоники. Несинхронные гармонические индукции, связанные с неравномерностью зазора из-за неправильной формы статора и неправильной установки ротора, имеют несколько иные по сравнению с (1а) пространственные порядки, но и они индуцируют на статоре составляющие э. д. с. тех же частот, что и гармонические (1) и гармоники синхронного поля. В [3] было показано, каким образом они отражаются на результатах измерений и как могут быть учтены и выделены по данным измерений группами датчиков в разных зонах зазора, связанных с этой неравномерностью.

Несинхронные гармоники, обусловленные неравномерностью зазора из-за неправильной формы ротора, должны вызывать на статоре составляющие э. д. с. частот, близких к тем, которые индуцируют гармонические индукции синхронного поля. Как правило, они невелики и практически не обнаруживаются в результатах измерений на исправной машине.

Кроме того, исследование многих гидрогенераторов показало, что в э. д. с. измерительных проводников обнаруживаются составляющие, одинаковые по амплитуде и одинаково изменяющиеся во времени, которыми нельзя пренебрегать при определении составляющих э. д. с. от синхронного поля. Они индуцируются дополнительным пульсирующим потоком в ярме, вызванным его магнитной несимметрией из-за стыков секторов статора [1—3].

Порядки составляющих этого потока и индуцируемых ими э. д. с. зависят от числа пар полюсов, приходящихся на сектор статора. Наличие составляющих э. д. с. от этого потока отражается на характере зависимостей $E_{i\text{изм.пр.}} = f(\xi)$ и $\beta_i = f(\xi)$ и в общем случае изменяет их период T_i . При наличии двух составляющих в $e_{i\text{изм.пр.}}$ (от дополнительного пульсирующего потока и от i -й гармонической индукции синхронного поля) период T_i равен $T_{i\text{пульс}} = \frac{360}{ip'}$. В [1—3] были даны способы разделения этих составляющих э. д. с.

Результаты исследования многих гидрогенераторов свидетельствуют о том, что опытные данные по э. д. с. датчиков индукции подчиняются установленным закономерностям.

Покажем это на примерах двух гидрогенераторов 265 и 588 МВ·А. Первый имеет двухслойную обмотку с числом пазов на полюс и фазу $q = 3\frac{1}{2}$; второй — однослойную, при $q = 3$, что соответствует числу пазов на полюс и фазу эквивалентной двухслойной обмотки, равному $1\frac{1}{2}$. В обоих случаях из-за наличия составляющих

от несинхронных гармонических индукции (1) зависимости $E_{i\text{изм.пр.}} = f(\xi)$ должны иметь период $T_i = 120^\circ$. Однако в действительности в гидрогенераторе 265 МВ·А эта периодичность для большинства гармонических i , не кратных трем, оказывается иной из-за составляющих от дополнительного пульсирующего потока в ярме. Число пар полюсов на сектор в этом гидрогенераторе — целое, и в дополнительном пульсирующем потоке в ярме могут быть составляющие всех частот if при всех нечетных i (f — частота напряжения и тока в исследуемом режиме). При этом, если дополнительный пульсирующий поток соответствующей частоты значителен, для гармонических э. д. с. порядков i , не кратных трем, период зависимостей $E_i = f(\xi)$ становится равным 360° . В гидрогенераторе 588 МВ·А число пар полюсов на сектор равно $5\frac{1}{3}$. В этом случае в дополнительном пульсирующем потоке возможны только составляющие частот if , соответствующие i , кратным трем. Наличие их не изменяет период зависимостей $T_i = 120^\circ$.

Примеры опытных зависимостей гармонических э. д. с. датчиков от их положения на статоре представлены на рис. 1—5. Точки, соответствующие датчикам по оси пазов и зубцов, обозначены буквами «п» и «з». Для удобства чтения графиков на рис. 2—4, кроме опытных зависимостей $E_i = f(\xi)$ (пунктирные линии), сплошными линиями проведены кривые по точкам, соответствующим только датчикам на пазах и только датчикам на зубцах. По оси ординат отложены действующие значения гармонических э. д. с., пересчитанные на индукцию в предположении, что поле в зазоре чисто синхронное, т. е. они равны действующим значениям гармонических э. д. с., умноженным на постоянный коэффициент $M = \sqrt{2}/(l_0 v_{\text{синхр}})$, где l_0 — расчетная длина воздушного зазора. Для гидрогенератора 588 МВ·А — $M = 100,2 \times 10^{-4}$ Тл/В; 265 МВ·А — $M = 77,2 \times 10^{-4}$. Величины на рис. 1—5 назовем гармониками э. д. с.

Остановимся сначала на режиме холостого хода. Анализ его проще, поскольку, кроме зубцовых, в нем нет иных несинхронных гармонических индукции в зазоре. Зубцовым гармоникам в (1а) соответствуют значения $\mu = kbp'$, порядки их могут быть представлены в виде $\mu' = kbqr' \pm ip'$. При рассмотрении i -й гармоники э. д. с. будем пренебрегать всеми зубцовыми гар-

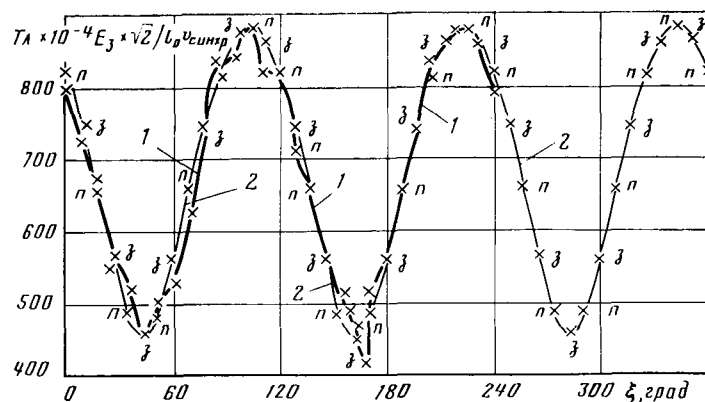


Рис. 1. Зависимость $E_3 = f(\xi)$ в режиме холостого хода ($U = 15,8$ кВ). Гидрогенератор 265 МВ·А: 1 — опыт; 2 — расчет ($E_{30} \times M = 670 \times 10^{-4}$ Тл; $E_{3\text{пульс}} \times M = 212 \times 10^{-4}$ Тл; $\beta_{30} = 0^\circ$; $\beta_{3\text{пульс}} = 51^\circ$)

мониками μ' , индуктирующими э. д. с. частоты if на статоре, кроме одной, — порядка $(6q-i)p'$, составляющая э. д. с. от которой значительно больше других [1—3]. Тогда каждая i -я гармоническая э. д. с. в измерительных проводниках может быть представлена в виде суммы трех составляющих. Одна из них e_{i0} обусловлена i -й гармонической индукции синхронного поля, вторая e_{iz} — зубцовой гармонической $(6q-i)p'$ и третья $e_{i\text{пульс}}$ — дополнительным пульсирующим потоком частоты if :

$$e_{i \text{ изм. пров}} = e_{i0} + e_{iz} + e_{i\text{пульс}} = e_{i0\text{max}} \cos(i\omega t - ip'\xi + \beta_{i0}) + e_{iz\text{max}} \cos[i\omega t + (6q-i)p'\xi + \beta_{iz}] + e_{i\text{пульсmax}} \cos(i\omega t + \beta_{i\text{пульс}}). \quad (3)$$

Выражение (3) помогает анализировать опытные зависимости по разности фаз входящих в него составляющих. В дальнейшем при рассмотрении примеров в обозначении порядков будем опускать p' , так как в них $p' = 1$.

Покажем, что именно наличием составляющих (3) определяется характер опытных зависимостей E_i . Все представленные в (3) составляющие присутствуют в

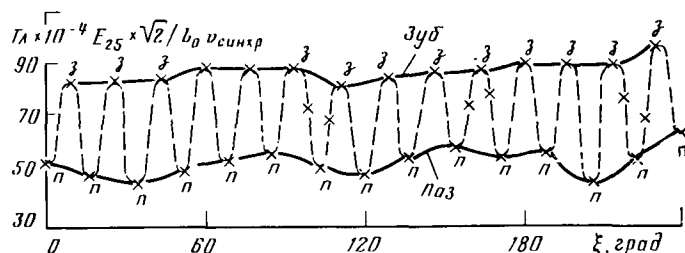


Рис. 2. Зависимость $E_{25}=f(\xi)$ в режиме холостого хода ($U=15,8$ кВ). Гидрогенератор 265 МВ·А. Опытные данные: — $E_{25}=f(\xi)$ — кривые, соответствующие данным датчиков по оси зубцов (пазов)

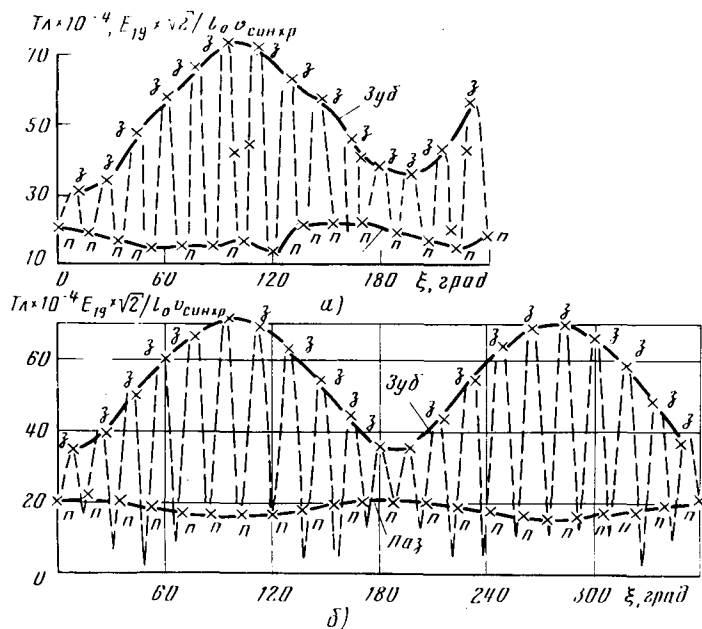


Рис. 3. Зависимость $E_{19}=f(\xi)$ в режиме холостого хода ($U=15,8$ кВ). Гидрогенератор 265 МВ·А: а — опыт; б — расчет ($E_{190} \times M = 27,6 \times 10^{-4}$ Тл; $E_{19\text{пульс}} \times M = 18,1 \times 10^{-4}$ Тл; $E_{192} \times M = 25,1 \times 10^{-4}$ Тл; $\beta_{190} = 0^\circ$; $\beta_{192} = 180^\circ$; $\beta_{19\text{пульс}} = 15^\circ$)

e_i , но для многих значений i не все они оказываются существенными. Так, периодичность зависимостей по гидрогенератору 265 МВ·А для $i = 3$ (рис. 1) с периодом $360^\circ/i$ вызвана главным образом присутствием двух составляющих в э. д. с. датчиков — e_{i0} и $e_{i\text{пульс}}$. Под-

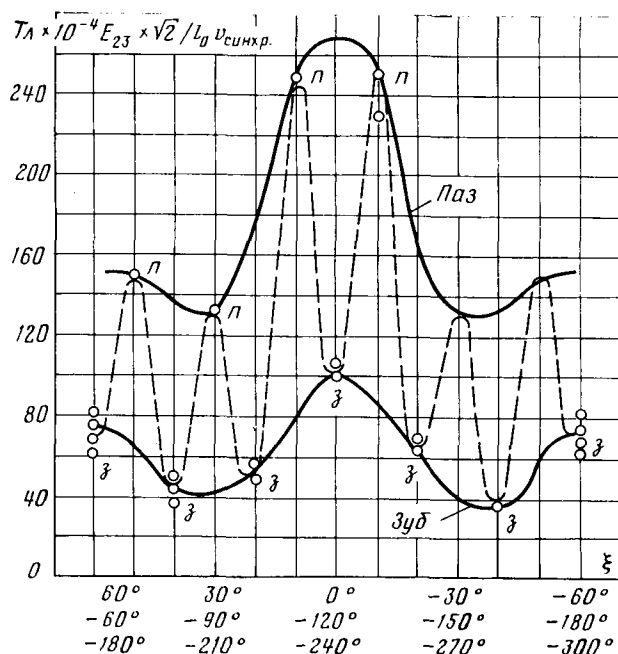


Рис. 4. Зависимость $E_{23}=f(\xi)$ в режиме трехфазного короткого замыкания ($I=I_n$). Гидрогенератор 588 МВ·А. Опытные данные

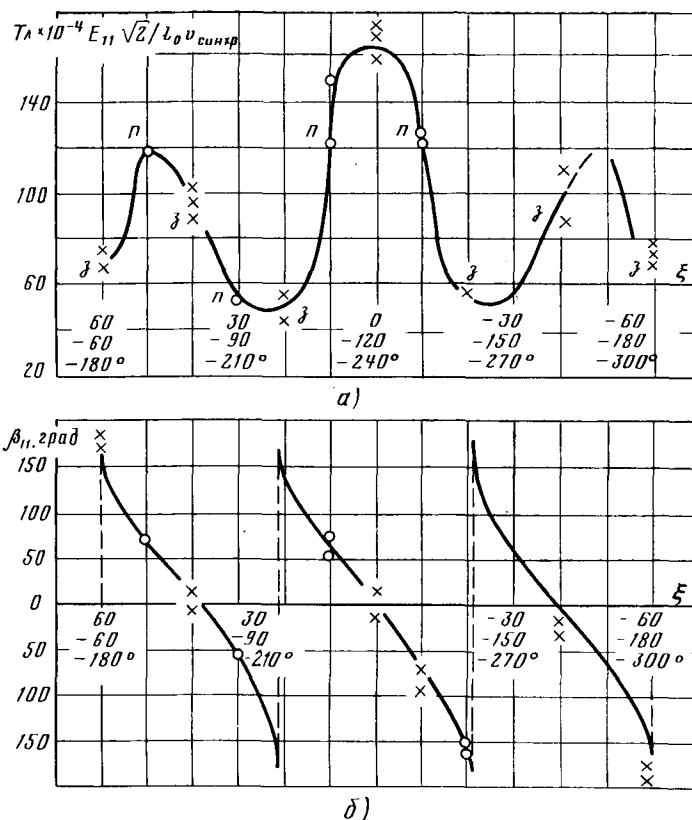


Рис. 5. Зависимости $E_{11}=f(\xi)$ и $\beta_{11}=f(\xi)$ в режиме трехфазного короткого замыкания ($I=I_n$). Гидрогенератор 588 МВ·А. Опытные данные

тверждением может служить сопоставление опытной зависимости $E_3 = f(\xi)$ с расчетной, полученной по (3) с учетом указанных двух составляющих [$E_{\text{расч}} = f(\xi)$] нанесена на график с опытной кривой.

На характер зависимостей, соответствующих $i \geq 15, 17$, значительно влияют несинхронные зубцовые гармонические индукции ($\mu = 6q$). Так, характер $E_{25} = f(\xi)$ (рис. 2) определяется главным образом составляющей от 25-й гармонической индукции синхронного поля ($i = 25$) и зубцовой гармонической $6q - i = -4$, ($6q = 21$). Об этом свидетельствует изменение E_{25} с периодом, равным одному зубцовому делению $T_i = \frac{360^\circ}{6q} = \frac{120^\circ}{7}$.

В e_{19} (рис. 3, а) имеются составляющие соизмеримых величин, индуктированные синхронным полем, зубцовой гармонической $6q - i$ и дополнительным пульсирующим потоком в ярме. Наличие всех трех составляющих e_{i0} , e_{iz} и $e_{\text{пульс}}$ в $e_{i\text{изм.пров}}$ обнаруживается в том, что значения E_i для проводников по осям разных пазов (зубцов) оказываются неодинаковыми, причем линии, проведенные через точки, соответствующие положению измерительных проводников на пазах (на графиках они обозначены «паз») и на зубцах («зуб»), имеют $6q - i$ максимумов и $6q - i$ минимумов на участке $\Delta\xi = 360^\circ$ (для рассматриваемой гармонической э. д. с. $6q - i = 6 \cdot 3\frac{1}{2} - 19 = 2$).

Сопоставление кривой на рис. 3, а с расчетной (рис. 3, б), рассчитанной с учетом трех составляющих (3), убеждает, что указанные составляющие действительно определяют характер опытной зависимости. Расчетная зависимость дана на участке статора $\Delta\xi = 360^\circ$, поскольку он соответствует полному периоду изменения E_{19} (пунктирная кривая). При сопоставлении необходимо учитывать, что опытные кривые строились в основном только по данным измерительных проводников по осям зубцов и пазов, поэтому они не всегда правильно определяют зависимости в промежутках между этими точками. Вместе с тем положение на опытных кривых точек, соответствующих нескольким измерительным проводникам, смещенным с осей пазов и зубцов, хорошо согласуется с расчетом. Это подтверждает правильность сделанных допущений относительно зубцовых гармоник.

Данные по режиму холостого хода гидрогенератора 588 МВ·А также показывают присутствие в э. д. с. датчиков составляющих от дополнительного пульсирующего потока в ярме и зубцовых гармонических индукции.

На характер опытных зависимостей $E_i = f(\xi)$ в режимах при токе статора, не равном нулю, оказывают влияние те же составляющие, что и при холостом ходе. Однако в этих режимах часто существенны составляющие э. д. с. от несинхронных гармоник индукции в зазоре (1), вызванных пространственными гармониками м. д. с. тока статора.

Например, характер кривых $E_{23} = f(\xi)$ и E_{11} , $\beta_{11} = f(\xi)$ для гидрогенератора 588 МВ·А на рис. 4 и 5 нельзя объяснить только наличием составляющих (3). Различие в данных по датчикам на зубцах и на пазах связано с зубцовой гармонической e_{23z} (рис. 4). Однако вид огибающих кривых, проведенных по точкам, соответствующим датчикам на пазах, и по точкам, соответствующим датчикам на зубцах, в значительной степени

определяется составляющей $\mu' = \mu - i = 21 - 23 = -2$ (1). Наибольшими в $e_{23\text{изм.пров}}$ являются e_{23z} и e_{23} , $\mu' = -2$.

Изменение фазы β_{11} на рис. 5, б показывает, что амплитуда составляющей e_{11} от несинхронных гармонических индукции больше амплитуды составляющей e_{110} , индуктированной 11-й гармонической индукции синхронного поля. Из характера изменения E_{11} и β_{11} от ξ ($T_i = 40^\circ$) следует, что в основном он определяется двумя составляющими э. д. с. — от несинхронной гармоники индукции $\mu' = \mu - i = 9 - 11 = -2$ ($\mu = 9$) и от 11-й синхронной гармонической.

Проведенный анализ показывает, что характер опытных зависимостей объясняется наличием тех составляющих индукции и потока, из которых исходит и которые учитывает используемый метод.

Данные по разным режимам свидетельствуют о том, что величины отдельных составляющих значительно изменяются от режима к режиму и сильно зависят от насыщения.

Определение пространственных гармоник. Для выделения составляющих э. д. с., обусловленных несинхронными гармониками (1), могут использоваться данные как измерительных проводников, так и измерительных витков. Измерительные витки при этом должны иметь одинаковый шаг. Обычно используются данные по измерительным проводникам. Покажем, как практически проводится разделение составляющих э. д. с. датчиков.

В первую очередь, исключаются составляющие э. д. с. от дополнительного пульсирующего потока в ярме, если они оказываются значительными [1—3]. Для этого используются данные пар измерительных проводников, взаимный сдвиг которых по расточке статора равен

$$\Delta\xi = kT_{i\text{несинхр}}^* \quad (4a)$$

где k — целые числа.

В этих датчиках составляющие э. д. с., индуктированные гармоническими индукции (1), имеют одинаковые амплитуды и одинаковые фазовые сдвиги по отношению к составляющей e_{i0} , индуктированной синхронным полем, в то время как фазовые сдвиги составляющих э. д. с., индуктированных дополнительным пульсирующим потоком, также определенные по отношению к e_{i0} , отличаются на углы, равные

$$\Delta\beta_{\text{пульс}} = ikp'T_{i\text{несинхр}} \quad (4б)$$

Число k выбирается так, чтобы $\Delta\beta_{\text{пульс}}$ не был равен 360° .

Все последующие операции производятся со значениями э. д. с. и фаз за вычетом исключенных составляющих.

Последовательно выделяются составляющие э. д. с., обусловленные несинхронными гармоническими индукции (1). Если в испытуемом генераторе $T_{i\text{несинхр}} = 120^\circ$ *, то сначала выделяются составляющие э. д. с. от группы несинхронных гармонических индукции, соответствующих нечетным μ ($\mu = 3, 9$ и т. д.). Используются данные пар измерительных проводников, имеющих взаимный сдвиг по расточке статора $\Delta\xi = k \cdot 60^\circ$, где k — нечетные [1, 2]. Для этих пар амплитуды ис-

* Будем обозначать $T_{i\text{несинхр}}$ период зависимостей $E_i = f(\xi)$ и $\beta_i = f(\xi)$ при наличии только составляющих э. д. с. от несинхронных гармоник (1) и гармоник синхронного поля, в отличие от действительного периода T_i опытных зависимостей, который обусловлен и $e_{i\text{пульс}}$.

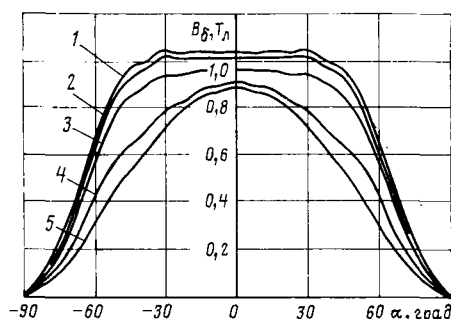


Рис. 6. Кривые синхронного поля в режимах работы на сеть при $P=0$. Гидрогенератор 588 МВ·А, $\delta=27,9$ мм: 1 — $i_f=3665$ А, $U=16,67$ кВ, $I=14,18$ кА, $\varphi=90^\circ$; 2 — $i_f=3190$ А, $U=16,45$ кВ, $I=11,63$ кА, $\varphi=90^\circ$; 3 — $i_f=2268$ А, $U=15,97$ кВ, $I=5,96$ кА, $\varphi=90^\circ$; 4 — $i_f=696$ А, $U=14,99$ кВ, $I=5,65$ кА, $\varphi=-90^\circ$; 5 — $i_f=0$; $U=14,27$ кВ, $I=11,2$ кА, $\varphi=-90^\circ$

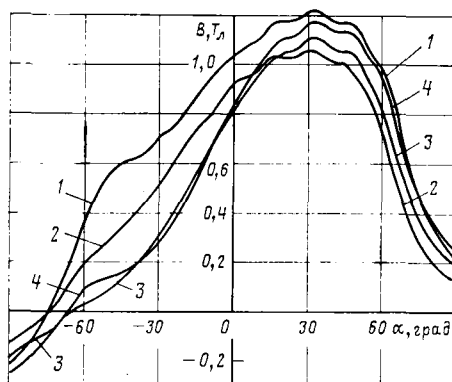


Рис. 7. Кривые синхронного поля в режимах нагрузки. Гидрогенератор 588 МВ·А, $\delta=21,2$ мм: 1 — $P=504,3$ МВт, $U=15,96$ кВ, $I=20,79$ кА, $\cos \varphi=0,877$; 2 — $P=184,8$ МВт, $U=14,65$ кВ, $I=7,66$ кА, $\cos \varphi=0,950$; 3 — $P=280,1$ МВт, $U=14,13$ кВ, $I=12,06$ кА, $\cos \varphi=0,949$; 4 — $P=501,3$ МВт, $U=14,69$ кВ, $I=19,70$ кА, $\cos \varphi=1$

ключаемых составляющих э. д. с. равны, а фазы по отношению к составляющей, индуцированной рассматриваемой i -й гармонической синхронного поля, различаются на 180° .

Если полученные новые зависимости $E_i = f(\xi)$ и $\beta_i = f(\xi)$ в результате выполненного исключения для ряда пар датчиков имеют небольшие переменные составляющие, то амплитуда и фаза соответствующей гармонической индукции синхронного поля могут быть определены как средние значения E_i и β_i из графика. Иначе же требуется дальнейшее исключение по данным пар измерительных проводников, сдвинутых по расточке статора на $\Delta \xi = 30^\circ k$, где $k = 1, 3, 5 \dots$ При этом исключаются составляющие э. д. с., индуцированные гармоническими (1), соответствующими $\mu = 6m$ ($m = 1, 3, 5, \dots$). Исключение можно продолжить, однако практически достаточны одно — два исключения.

При нечетном знаменателе дробности обмотки статора или при целом q ($T_{\text{несинхр}} = 60^\circ$) первое исключение соответствует второму для случая $T_{\text{несинхр}} = 120^\circ$.

Всегда для надежного определения составляющей э. д. с. от i -й гармонической индукции синхронного поля она должна быть найдена по данным ряда пар датчиков.

Рассмотренное выделение составляющих э. д. с. должно быть выполнено в каждой из групп датчиков, на-

ходящихся в разных зонах зазора. Полученные по этим группам данные необходимо усреднить.

Таким образом, в результате разделения составляющих определяются гармонические индукции синхронного поля. Одновременно определяются составляющие дополнительного пульсирующего потока в ярме, а также несинхронные гармонические индукции, составляющие э. д. с. от которых наиболее сильно отражаются на характере зависимостей $E_i = f(\xi)$ и $\beta_i = f(\xi)$, а именно, несинхронные зубцовые гармонические порядков $(6q - i)p'$ и некоторые другие (например, гармоники $\mu = -2, i = 11$ и 23 в случаях, приведенных на рис. 4 и 5). Могут быть оценены также гармоники, обусловленные эксцентриситетом и неправильной формой статора.

Следует отметить, что составляющие э. д. с. от дополнительного пульсирующего потока не всегда могут быть выделены из э. д. с. датчиков непосредственно по приведенной схеме. Так, в случае $T_{\text{несинхр}} = 120^\circ$ и $p' = 1$, что имеет место в гидрогенераторе 265 МВ·А, составляющие э. д. с. от дополнительного пульсирующего потока, соответствующие i , кратным трем, выделяются вместе с составляющими, обусловленными несинхронными гармониками индукции в зазоре. Разделение этих составляющих возможно с привлечением данных по измерительным виткам, в которых дополнительный пульсирующий поток не индуцирует э. д. с. [3], или рассмотрением выделенной составляющей по разным парам измерительных проводников на участке $\Delta \xi = 60^\circ$. Для надежного определения составляющих э. д. с. от дополнительного пульсирующего потока они должны быть найдены по данным ряда пар измерительных проводников.

При выборе пар измерительных проводников для выделения составляющих э. д. с., обусловленных дополнительным пульсирующим потоком в ярме, в режиме холостого хода можно пользоваться выражениями (4а, б), принимая в них $T_{\text{несинхр}}$ равным зубцовому делению, так как в этом режиме наименьшее μ для несинхронных гармоник равно $6qp'$. Для получения надежного результата значение угла $\Delta \beta_{\text{пульс}}$ не должно быть близко к 360° .

Синхронное поле. После того как определен состав пространственных гармоник по амплитуде и фазе, суммированием всех гармоник могут быть найдены кривые распределения индукции в зазоре на полюсном делении. На рис. 6 и 7 для примера приведены найденные таким образом кривые распределения индукции в зазоре двух гидрогенераторов 588 МВ·А в разных режимах работы на сеть.

Состав высших пространственных гармонических индукции синхронного поля существенно различен у разных генераторов. В режиме холостого хода при номинальном напряжении для всех испытанных генераторов он изменяется в следующих диапазонах: 3-я гармоника — от 14,1 до 0,2 % первой; 5-я — от 6,1 до 0,8; 7-я от 5,3 до 2,6 %; 9-я от 5,9 до 1,1; 17, 19, 21, 23-я гармоники — от 1,4 до 0,05 %.

Для каждого генератора состав гармоник индукции при нагрузке сильно зависит от режима. Об этом свидетельствуют графики рис. 6, 7 и данные табл. 1. Они наглядно показывают, что проблема выбора оптимальной геометрии и создания методов расчета высших пространственных гармонических индукции в условиях насыщения актуальна. Она связана с задачами повышения

Таблица 1

Гармонические индукции гидрогенераторов в режимах нагрузки (в процентах к первой)

| Порядки гармонических индукций | Гидрогенератор 588 МВ·А, $\delta=21,2$ мм | | Гидрогенератор 588 МВ·А, $\delta=27,9$ мм | | Гидрогенератор 265 МВ·А $\delta=24$ мм | | Гидрогенератор 44 МВ·А $\delta=10,46$ мм | |
|--------------------------------|--|-------------------|--|-------------------|---|-------------------|---|-------------------|
| | Все опытные режимы | Номинальный режим | Все опытные режимы | Номинальный режим | Все опытные режимы | Номинальный режим | Все опытные режимы | Номинальный режим |
| 3 | от 24,6 до 6,8 | 10,0 | от 19,7 до 3,4 | 8,8 | от 13,3 до 8,3 | 10,2 | от 26,4 до 3,0 | 20,9 |
| 5 | от 7,3 до 1,8 | 3,6 | от 6,8 до 1,6 | 3,8 | от 3,9 до 2,0 | 2,0 | от 12,1 до 2,7 | 5,4 |
| 7 | от 4,6 до 1,9 | 4,5 | от 4,0 до 1,6 | 4,0 | от 2,1 до 1,8 | 1,9 | от 5,2 до 3,5 | 3,9 |
| 9 | от 2,2 до 0,9 | 1,3 | от 1,6 до 0,6 | 1,4 | от 2,0 до 0,8 | 1,8 | от 5,7 до 1,9 | 5,0 |
| 11,13 | — | — | — | — | — | — | от 4,0 до 0,6 | 3,5 |
| 19,21 | — | — | — | — | от 0,6 до 0,07 | 0,6 | — | — |
| 23,25 | от 0,9 до 0,2 | 0,95 | от 0,6 до 0,02 | 0,6 | — | — | — | — |

Таблица 2

Состав пространственных гармоник в кривой поля при холостом ходе

| Порядок гармоник | Гидрогенератор 265 МВ·А, $\delta=24$ мм; $\gamma=1,52$; $\varepsilon=0,0507$; $\alpha=0,736$ | | | | Гидрогенератор 588 МВ·А $\delta=27,9$ мм; $\gamma=1,466$; $\varepsilon=0,0518$; $\alpha=0,69$ | | | | Гидрогенератор 588 МВ·А, $\delta=21,2$ мм; $\gamma=1,613$; $\varepsilon=0,0433$; $\alpha=0,69$ | | | | Гидрогенератор 44 МВ·А $\delta=10,5$ мм; $\gamma=1,459$; $\varepsilon=0,0264$; $\alpha=0,735$ | | | |
|------------------|--|--------|--------|--------|---|--------|--------|--------|--|---------|--------|---------|---|--------|--------|--------|
| | Ненасыщенное состояние | | U_H | | Ненасыщенное состояние | | U_H | | Ненасыщенное состояние | | U_H | | Ненасыщенное состояние | | U_H | |
| | 1,14 U_H | | расчет | | расчет | | расчет | | расчет | | расчет | | расчет | | расчет | |
| | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт | опыт |
| 1 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 |
| 3 | -0,077 | -0,080 | -0,063 | -0,069 | -0,041 | -0,037 | -0,012 | 0,027 | -0,020 | -0,011 | 0,007 | 0,032 | -0,077 | -0,089 | -0,123 | -0,178 |
| | -0,136 | | | | -0,0081 | | | | -0,042 | | | | -0,128 | | | |
| 5 | -0,0049 | 0 | -0,028 | -0,033 | -0,034 | -0,030 | -0,054 | -0,065 | -0,037 | 0,035 | -0,060 | -0,072 | -0,025 | -0,012 | -0,008 | 0,005 |
| 7 | 0,033 | 0,032 | 0,026 | 0,022 | 0,052 | 0,046 | 0,038 | 0,037 | -0,054 | 0,050 | 0,039 | 0,042 | 0,060 | 0,053 | 0,053 | 0,051 |
| 9 | -0,030 | -0,029 | -0,017 | -0,016 | -0,024 | -0,023 | -0,011 | -0,008 | -0,025 | -0,024 | -0,011 | -0,009 | -0,051 | -0,049 | -0,052 | -0,055 |
| 11 | 0,017 | 0,015 | 0,010 | 0,011 | 0,0013 | 0,0008 | -0,003 | -0,003 | 0,00026 | 0 | -0,004 | -0,0035 | 0,026 | 0,024 | 0,028 | 0,033 |
| 13 | -0,003 | 0,001 | -0,001 | 0,002 | 0,013 | 0,010 | 0,004 | 0,004 | 0,014 | 0,012 | 0,006 | 0,005 | 0,0008 | 0 | -0,008 | -0,006 |
| 15 | -0,005 | -0,005 | -0,002 | -0,002 | -0,0076 | -0,008 | -0,003 | -0,002 | -0,0094 | -0,0088 | -0,004 | -0,003 | -0,020 | -0,012 | -0,018 | -0,014 |
| 17 | 0,006 | 0,005 | 0,003 | 0,0005 | 0,0005 | 0,0012 | 0,002 | 0,001 | 0,0015 | 0,0013 | 0,002 | 0,002 | 0,018 | 0,014 | 0,014 | 0,013 |

Примечание: расчет для третьей гармоники: в числителе по методике [5], в знаменателе по методике [7].

к. п. д. генераторов и уменьшения влияния их на линии связи.

Сопоставление опытных данных с расчетными для гидрогенераторов с разной геометрией зазора в режимах, когда отсутствует насыщение магнитной цепи, показывает, что точность расчета даже третьей гармонической индукции по применяемой при проектировании расчетной методике [7] невысока. Об этом свидетельствуют данные табл. 2 (в ней приняты следующие обозначения параметров, характеризующих геометрию зазора: $\gamma = \delta_{\max}/\delta$; $\varepsilon = \delta_{\max}/\tau$; $\alpha = b_p/\tau$, где b_p — ширина полюсной дуги; τ — полюсное деление; δ_{\max} , δ — максимальный и минимальный зазоры).

Опытные данные позволили проверить ряд предложенных в последнее время методик расчета гармонического состава поля ненасыщенной машины. Оказалось, что хорошие результаты дают расчетные кривые для коэффициентов поля, полученные в [5, 6]. Найденные по ним значения гармонических с 1-й по 17-ю в режимах холостого хода и трехфазного короткого замыкания находятся в хорошем соответствии с опытными для ненасыщенной машины (табл. 2 и 3). Значительные расхождения имеют место в основном только для гармоник малой величины. Ни одна из предложенных ранее методик не давала такого хорошего результата.

Однако нужно иметь в виду, что рассматриваемая методика не решает задачу расчета гармонического состава поля возбуждения в условиях насыщения. Чтобы наглядно показать это, в табл. 2 включены данные по гармоническому составу синхронного поля при нескольких значениях напряжения на статоре. Необходимо про-

Таблица 3
Трехфазное короткое замыкание (B_i/B_1)

| Генератор 265 МВ·А, $\delta=24$ мм; $\gamma=1,52$; $\varepsilon=0,0507$; $\alpha=0,736$ | | Генератор 588 МВ·А, $\delta=27,9$ мм; $\gamma=1,466$; $\varepsilon=0,0518$; $\alpha=0,69$ | | Генератор 588 МВ·А, $\delta=27,9$ мм; $\gamma=1,613$; $\varepsilon=0,0433$; $\alpha=0,69$ | |
|---|--------|---|--------|---|--------|
| расчет | опыт | расчет | опыт | расчет | опыт |
| 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,0 |
| -1,522 | -1,551 | -1,69 | -1,62 | -1,721 | -1,613 |
| 0,123 | 0,162 | -0,053 | -0,065 | -0,099 | -0,125 |
| 0,145 | 0,141 | 0,336 | 0,325 | 0,35 | 0,33 |
| -0,200 | -0,17 | -0,199 | -0,21 | -0,20 | -0,22 |
| 0,127 | 0,10 | 0,0268 | 0,039 | 0,03 | 0,036 |
| -0,032 | -0,017 | 0,088 | 0,058 | 0,093 | 0,068 |
| -0,019 | -0,021 | -0,055 | -0,065 | -0,068 | -0,080 |
| 0,013 | 0,028 | 0,020 | 0,020 | 0,032 | 0,023 |

должить работу по оценке методик расчета на основе полученных опытных данных, выполнить ее для ряда режимов насыщенной машины.

Дополнительный пульсирующий поток в ярме. Наиболее существенным дополнительным пульсирующий поток оказался в гидрогенераторах, в которых на сектор статора приходится целое число пар полюсов. В этом случае он имеет составляющую основной частоты 50 Гц; наибольшие его значения соответствуют ненасыщенному состоянию магнитной цепи. При этом м. д. с. на стыки секторов существенна по сравнению с м. д. с., приходящейся на участки пути магнитного потока в ярме по железу.

Данные по составляющей основной частоты дополнительного пульсирующего потока в ярме гидрогенератора 265 МВ · А при холостом ходе в сопоставлении с потоком в ярме, соответствующим первой гармонической индукции синхронного поля в зазоре $\Phi_{\text{синхр.я}}$, дают представление о возможном значении $\Phi_{\text{пульс.}}$. При напряжении 7,9 кВ он составляет 30 % $\Phi_{\text{синхр.я}}$, при номинальном напряжении 15,75 кВ — 6 %, а при 17,9 кВ — 2 %. В гидрогенераторах, в которых дополнительный пульсирующий поток в ярме имеет порядки, кратные трем, обычно наибольшую амплитуду имеет его третья гармоника $\Phi_{\text{пульс.}}$. Часто $\Phi_{\text{пульс.}}$ оказывается больше $\Phi_{\text{синхр.я}}$. В гидрогенераторе, в котором на сектор приходится $2\frac{1}{2}$ пар полюсов, дополнительного пульсирующего потока в ярме практически не оказало.

Определение дополнительного пульсирующего потока в ярме представляет практический интерес, поскольку он вызывает механические усилия в статоре, сжимающие его с частотой $2f_{\text{доп.пульс.}}$ и, кроме того, влияет на распределение индукции в ярме и, следовательно, на потери в стали статора.

Зубцовые гармонические индукции порядков $(6q - i)r'$ определяются по данным пар датчиков индукции с активными сторонами, расположенными по осям пазов и зубцов [1]. Эти гармонические индукции необходимо определять, так как они, несмотря на небольшие амплитуды, индуцируют значительные э. д. с. на статоре

и могут влиять на форму кривой генератора и особенно на коэффициент телефонных гармоник, определяющий помехи на линии связи. Подробное определение этих гармоник целесообразно рассмотреть отдельно.

Накопление и изучение опытных данных в отношении магнитного поля уже изготовленных гидрогенераторов позволит отработать практические методы расчета и подойти к определению нормативных материалов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Glebov I. A., Karpov G. V., Kharlamova E. F. The method of experimental study of large hydro-generator magnetic fields. — *Electra*, 1974, № 31.
2. Карпов Г. В., Харламова Е. Ф. Метод экспериментального исследования магнитного поля мощных гидрогенераторов. Деп. в ОВНИИЭМ, 1974, № 596 Д.
3. Харламова Е. Ф. Экспериментальное исследование магнитного поля в воздушном зазоре гидрогенератора. — В кн.: Высокоиспользованные турбо- и гидрогенераторы с непосредственным охлаждением. — Л.: Наука, 1971.
4. Вольдек А. И. Намагничивающие силы трехфазных дробных обмоток. — Труды ЛПИ. Электромашиностроение, № 209.
5. Талалов И. И., Страдомский Ю. И. Поле обмотки возбуждения в воздушном зазоре явнополюсных синхронных машин. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1969, № 3.
6. Талалов И. И., Страдомский Ю. И. Поле реакции якоря в воздушном зазоре явнополюсных синхронных машин. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 1.
7. Костенко М. П., Коник Б. Е. Определение основной и третьей гармоник поля якоря и поля полюсов явнополюсной синхронной машины. — *Электричество*, 1951, № 3.

[22.09.82]

УДК 621.311.018.782.3.001.57.001.24

Демпферные коэффициенты синхронных генераторов в многомашинных электрических системах

ЛИТКЕНС И. В., ПУГО В. И., АБДУЛ-ЗАДЕ В. М.

В современных объединенных электроэнергетических системах (ОЭС) как в СССР, так и за рубежом, уровень демпферных свойств сложных электрических систем уменьшается, в связи с чем в ряде систем отмечены случаи слабозатухающих электромеханических колебаний. Это связано с рядом причин: объединением энергосистем слабыми межсистемными связями, возникновением новых структур энергообъединений, взаимонесогласованными настройками АРВ, установленными на генераторах разных станций системы и т. д. Возникновение таких колебаний может приводить к ограничению рабочих режимов, нарушению параллельной работы энергосистем (особенно в послеаварийном режиме), потерям генерирующей мощности и отключениям нагрузки.

Затухание электромеханических переходных процессов в электрических системах обусловлено целым рядом факторов, учет которых требует достаточно подробной математической модели генераторов системы и их регуляторов. Необходимость проведения большого числа расчетов переходных процессов для целей проектирования и управления сложными энергосистемами делает актуальной задачу упрощенного учета демпфирующих факторов в виде демпферных коэффициентов, что

позволяет сократить размерность математической модели и уменьшить время расчета.

К демпфирующим факторам, вызывающим затухание взаимных колебаний роторов синхронных машин, относятся все так называемые асинхронные составляющие моментов вращения агрегатов, определяемые скоростями взаимных перемещений их роторов или же отклонением скоростей последних от синхронных значений. В их числе — асинхронные составляющие электромагнитного момента генератора, обусловленные электромагнитными процессами в обмотках возбуждения (ОВ) и демпферных контурах роторов и действием автоматического регулирования возбуждения (АРВ), а также асинхронные составляющие моментов, обусловленные саморегулированием турбин и действием автоматических регуляторов скорости.

Исследования [1—4], проведенные для генераторов, работающих в простейшей системе, показали, что наиболее значительным демпфирующим действием из всех перечисленных факторов обычно обладают асинхронные составляющие электромагнитных моментов генераторов, особенно если последние снабжены АРВ сильного действия при правильно выбранном законе регулирования и настройке. Асинхронный электромагнитный мо-

мент генератора в простейшей системе упрощенно принимают пропорциональным скорости (скольжению) его ротора:

$$M_{ac} = Pd p \Delta \delta,$$

где Pd — демпферный коэффициент, являющийся сложной функцией режима, параметров генератора и АРВ [3].

В многомашинной системе рассматривается демпфирование взаимных колебаний роторов. Электромагнитные асинхронные моменты, демпфирующие взаимные колебания роторов, принимаются пропорциональными взаимным скоростям (скольжения) роторов:

$$M_{ac\,ij} = Pd_{ij} p \Delta \delta_{ij},$$

где $M_{ac\,ij}$ — составляющая асинхронного момента i -го генератора, обусловленная качаниями его ротора относительно j -го генератора; Pd_{ij} — взаимный демпферный коэффициент.

Очевидно, что в n -машинной системе каждый генератор имеет $n - 1$ составляющих асинхронного электромагнитного момента.

Увеличение демпфирования электромеханических колебаний достигается использованием в АРВ стабилизирующих сигналов, среди которых в настоящее время широко применяется сигнал, пропорциональный частоте напряжения генератора и ее производной. Анализ структуры такого сигнала в [5] показал, что в его состав входит составляющая, пропорциональная абсолютной скорости ротора. Это обстоятельство, а также то, что в промышленных программах динамической устойчивости асинхронный электромагнитный момент генератора определяется пропорционально абсолютной скорости его ротора, и необходимость учета изменения момента турбины под действием АРС, которое также можно считать пропорциональным абсолютной скорости ротора, обусловило выбор в качестве независимых координат абсолютных углов и скоростей роторов. В этом случае асинхронный электромагнитный момент генератора имеет собственную составляющую

$$M_{ac\,ii} = Pd_{ii} p \Delta \delta_i$$

и $n - 1$ взаимных составляющих

$$M_{ac\,ij} = Pd_{ij} p (\Delta \delta_i - \Delta \delta_j).$$

Целью настоящей статьи является получение обобщенной оценки демпферных свойств регулируемого генератора в многомашинной системе в виде расчетного демпферного коэффициента, в который должны входить собственный Pd_{ii} и взаимные Pd_{ij} демпферные коэффициенты генератора, что позволяет вычислять асинхронный электромагнитный момент генератора пропорционально абсолютной скорости его ротора.

Математическое описание задачи. В качестве исходной математической модели системы принимаются линеаризованные дифференциальные уравнения малых колебаний.

Уравнения малых свободных колебаний в сложной автоматически регулируемой электрической системе в матричной форме:

$$(T_J p^2 + W_T(p) + S_\delta) \Delta \delta + S_q \Delta E_q = 0; \quad (1)$$

$$-(L + M_\delta + N_\delta) \Delta \delta + (A - M_q - N_q) \Delta E_q = 0. \quad (2)$$

Здесь уравнение (1) отражает электромеханическое движение роторов синхронных генераторов (СГ) системы, а уравнение (2) — электромагнитные переходные процессы в обмотках возбуждения СГ с учетом действия

АРВ. В уравнениях (1) и (2) матрицы имеют следующий вид: i — номер СГ; k — номер независимой переменной — приращения абсолютного угла $\Delta \delta_k$ или э. д. с. ΔE_{qk} ;

$$T_J p^2 = \text{diag} \| T_{Ji} p^2 \|; W_T(p) = \text{diag} \| W_{Ti}(p) \|;$$

$$S_\delta = \left\| \frac{\partial M_{\delta i}}{\partial \delta_k} \right\|; S_q = \left\| \frac{\partial M_{q i}}{\partial E_{qk}} \right\|; L = \left\| p z_i \frac{\partial I_{di}}{\partial \delta_k} \right\|;$$

$$A = \left\| \Delta_{ik} (p + \lambda_i) - p z_i \frac{\partial I_{di}}{\partial E_{qk}} \right\|;$$

$$M_\delta = \left\| \lambda_i W_{ui}(p) \frac{\partial U_{ri}}{\partial \delta_k} \right\|; N_\delta = \left\| \lambda_i W_{fi}(p) \frac{\partial \delta_{ui}}{\partial \delta_k} \right\|;$$

$$M_q = \left\| \lambda_i W_{ui}(p) \frac{\partial U_{ri}}{\partial E_{qk}} \right\|; N_q = \left\| \lambda_i W_{fi}(p) \frac{\partial \delta_{uri}}{\partial E_{qk}} + \right. \\ \left. + \Delta_{ik} \lambda_i W_{ifi}(p) \right\|;$$

$\Delta \delta$, ΔE_q — векторы-столбцы независимых переменных — приращений абсолютных углов $\Delta \delta_k$ и э. д. с. ΔE_{qk} ; p — оператор дифференцирования; $z_i = x_{di} - x'_{di}$; Δ_{ik} — символ Кронекера; $\lambda_i = 1/T_{doi}$; $W_{ui}(p)$, $W_{fi}(p)$, $W_{ifi}(p)$ — передаточные функции АРВ i -го СГ по каналам напряжения генератора U_{ri} , частоты напряжения f_i и тока ротора I_{fi} ; $W_{Ti}(p)$ — передаточная функция, отражающая саморегулирование турбины и действие автоматического регулятора скорости i -го СГ.

Обозначая

$$B(p) = (A - M_q - N_q)^{-1} (L + M_\delta + N_\delta), \quad (3)$$

получаем из уравнения (2):

$$\Delta E_q = B(p) \Delta \delta. \quad (4)$$

Подставляя (4) и (1), получаем в матричном виде операторное уравнение, отражающее электромеханическое движение роторов генераторов в системе с учетом электромагнитных переходных процессов в ОВ и АРВ каждого СГ:

$$(T_J p^2 + W_T(p) + S_\delta + P) \Delta \delta = 0, \quad (5)$$

где

$$P = S_q \cdot B(p). \quad (6)$$

Элементы матрицы

$$\Delta P = P \Delta \delta \quad (7)$$

представляют собой дополнительные моменты на валу СГ, обусловленные наведением токов в обмотках возбуждения (с учетом действия АРВ) при изменении всех углов $\Delta \delta_k$.

Вводя

$$M(p) = W_T(p) + S_\delta + P \quad (8)$$

из уравнения (5) получаем

$$(T_J p^2 + M(p)) \Delta \delta = 0. \quad (9)$$

Здесь $M(p)$ — матрица, элементы которой являются дробно-рациональными функциями оператора p .

Определение демпферных коэффициентов. Для исследования слабозатухающих свободных электромеханических колебаний решение уравнения (5) ищем в периодической форме

$$\Delta \delta = \left\| \Delta \delta_i e^{i\omega t} \right\|, \quad (10)$$

где $\Delta\delta_i$ — комплексная амплитуда колебаний абсолютного угла ротора i -го генератора,

$$\Delta\dot{\delta}_i = |\Delta\delta_i| e^{j\varphi_{i1}}, \quad (11)$$

ω — собственная частота колебаний.

Подставляя (10) в (9), получаем:

$$(-T_J\omega^2 + \dot{M}(j\omega)) \Delta\dot{\delta} = 0, \quad (12)$$

где $\dot{M}(j\omega) = \|M_{ik}(j\omega)\|$ — матрица, элементы которой являются функциями собственной частоты колебаний ω .

Для i -го генератора сложной системы приращение электромагнитного момента при взаимных колебаниях роторов записывается в соответствии с уравнением (12) как элемент вектор-столбца

$$\Delta\dot{M} = \dot{M}(j\omega) \Delta\dot{\delta} \quad (13)$$

в виде суммы

$$\Delta\dot{M}_i = \dot{M}_{i1}(j\omega) \Delta\dot{\delta}_1 + \dot{M}_{i2}(j\omega) \Delta\dot{\delta}_2 + \dots + \dot{M}_{in}(j\omega) \Delta\dot{\delta}_n. \quad (14)$$

Выделяя коэффициент при $\Delta\dot{\delta}_i$ имеем:

$$\Delta\dot{M}_i = \left[\dot{M}_{i1}(j\omega) \frac{\Delta\dot{\delta}_1}{\Delta\dot{\delta}_i} + \dot{M}_{i2}(j\omega) \frac{\Delta\dot{\delta}_2}{\Delta\dot{\delta}_i} + \dots + \dot{M}_{ii}(j\omega) + \dots + \dot{M}_{in}(j\omega) \frac{\Delta\dot{\delta}_n}{\Delta\dot{\delta}_i} \right] \Delta\dot{\delta}_i. \quad (15)$$

Вводя обозначение

$$\dot{M}_i(j\omega) = \dot{M}_{i1}(j\omega) \frac{\Delta\dot{\delta}_1}{\Delta\dot{\delta}_i} + \dot{M}_{i2}(j\omega) \frac{\Delta\dot{\delta}_2}{\Delta\dot{\delta}_i} + \dots + \dot{M}_{ii}(j\omega) + \dots + \dot{M}_{in}(j\omega) \frac{\Delta\dot{\delta}_n}{\Delta\dot{\delta}_i}, \quad (16)$$

получаем приращение электромагнитного момента i -го генератора

$$\Delta\dot{M}_i = [\operatorname{Re} \dot{M}_i(j\omega) + j \operatorname{Im} \dot{M}_i(j\omega)] \Delta\dot{\delta}_i. \quad (17)$$

Тогда для i -го генератора уравнение движения в соответствии с матричным уравнением (12) будет иметь вид:

$$[-T_J\omega^2 + \operatorname{Re} \dot{M}_i(j\omega) + j \operatorname{Im} \dot{M}_i(j\omega)] \Delta\dot{\delta}_i = 0. \quad (18)$$

Из уравнения (18) видно, что приращение электромагнитного момента i -го генератора, работающего в многомашинной системе, имеет составляющую, обусловленную синхронными качаниями роторов и синфазную с приращением угла ротора i -го генератора, которая по аналогии с простейшей системой может быть названа синхронизирующим моментом

$$\Delta\dot{M}_{ci} = \operatorname{Re} \dot{M}_i(j\omega) \Delta\dot{\delta}_i. \quad (19)$$

Кроме синхронизирующих моментов, на ротор каждого генератора действуют составляющие момента, смещенные по фазе на $1/4$ периода колебаний относительно приращений углов (т. е. совпадающие со скоростью приращений углов), которые называются асинхронными моментами

$$\Delta\dot{M}_{ac i} = \frac{\operatorname{Im} \dot{M}_i(j\omega)}{\omega} p \Delta\dot{\delta}_i. \quad (20)$$

Здесь учтено, что скорость приращения угла ротора

$$p \Delta\dot{\delta}_i = j\omega \Delta\dot{\delta}_i. \quad (21)$$

Наличие асинхронных моментов означает, что наряду с упругими силами, определяемыми синхронизирующими моментами ΔM_c в системе действуют моменты, пропорциональные скорости отклонения координат от положения равновесия, которые обуславливают рассеивание энергии и затухание колебаний.

Удельный, на единицу скорости ротора, асинхронный момент представляет собой демпферный коэффициент i -го генератора

$$P_{di} = \frac{\operatorname{Im} \dot{M}_i(j\omega)}{\omega}, \quad (22)$$

где ω — собственная частота электромеханических колебаний в системе.

Выражение демпферного коэффициента (22) отражает демпферные свойства i -го генератора, обусловленные появлением дополнительных э. д. с. ΔE_{qk} в обмотках возбуждения всех $k = 1, 2, \dots, i, \dots, n$ генераторов системы.

Если же демпферный коэффициент i -го генератора должен отразить демпферные свойства этого генератора, обусловленные появлением дополнительной э. д. с. ΔE_{qi} в обмотке возбуждения только этого генератора, то вместо выражения (22) будем иметь

$$P_{di} = \frac{1}{\omega} \frac{\partial M_{qi}}{\partial E_{qi}} \operatorname{Im} \left[\sum_{k=1}^n \dot{B}_{ik}(j\omega) \frac{\Delta\dot{\delta}_k}{\Delta\dot{\delta}_i} \right]. \quad (22a)$$

Чтобы рассчитать демпферный коэффициент P_{di} в соответствии с (22) или (22a), необходимо знать собственную частоту колебаний ω и коэффициенты распределения амплитуд колебаний роторов на этой частоте $\Delta\delta_k/\Delta\delta_i$.

Параметры электромеханических колебаний в сложной системе. Электромеханические колебания в сложной многомашинной системе качественно отличаются от колебаний в простой системе тем, что они происходят с несколькими различными собственными частотами. На каждой собственной частоте амплитуды и фазы колебаний роторов находятся в определенном соотношении, характеризуемом коэффициентами распределения амплитуд, которые не зависят от вида и места приложения начальных возмущений. Электромеханические колебания в многомашинной системе в целом можно характеризовать обобщенным понятием формы колебаний, т. е. собственной частотой и коэффициентами распределения амплитуд электромеханических колебаний на этой частоте.

Собственные частоты и коэффициенты распределения могут быть найдены из системы линеаризованных уравнений малых колебаний путем вычисления собственных чисел и собственных векторов матрицы коэффициентов этих уравнений, приведенных к нормальной форме. Однако этот подход, особенно для многомашинных систем, связан с значительными затруднениями вычислительного характера из-за ограничений на размерность системы и больших затрат машинного времени на вычисление собственных чисел.

Для определения демпферных коэффициентов более целесообразно определять собственные частоты и коэффициенты распределения амплитуд только по уравнениям движения роторов, в которых электромагнитные переходные процессы в роторе и действие АРВ учитываются введением коэффициентов синхронизирующих и асинхронных моментов, зависящих от частоты колебаний роторов.

Полагая, что колебания роторов имеют гармонический характер (10), комплексную матрицу удельных моментов можно разбить на две матрицы — действительную и мнимую:

$$\dot{\mathbf{M}}(j\omega) = \operatorname{Re} \dot{\mathbf{M}}(j\omega) + j \operatorname{Im} \dot{\mathbf{M}}(j\omega).$$

Элементы i -й строки матрицы $\operatorname{Re} \dot{\mathbf{M}}(j\omega)$ определяют составляющие приращения момента i -го генератора, синфазные с колебаниями углов роторов каждого генератора. Поэтому элементы матрицы $\operatorname{Re} \dot{\mathbf{M}}(j\omega)$ можно рассматривать как матрицу коэффициентов синхронизирующих моментов:

$$S_{ij}(j\omega) = \operatorname{Re} \dot{\mathbf{M}}_{ij}(j\omega). \quad (23)$$

Элементы i -й строки матрицы $\operatorname{Im} \dot{\mathbf{M}}(j\omega)$ определяют составляющие момента i -го генератора, сдвинутые относительно колебаний углов на $1/4$ периода колебаний, которые можно рассматривать как составляющие асинхронного момента генератора. Учитывая (21), элементы матрицы $\operatorname{Im} \dot{\mathbf{M}}(j\omega)$, отнесенные к частоте колебаний, представляют собой демпферные коэффициенты

$$Pd_{ij}(j\omega) = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im} \dot{\mathbf{M}}_{ij}(j\omega). \quad (24)$$

Вычисленные при частоте колебаний ω , равной собственной частоте колебаний роторов, коэффициенты $Pd_{ij}(j\omega)$ и $S_{ij}(j\omega)$ эквивалентно отражают действие роторных контуров и систем регулирования генераторов на характер колебаний роторов. Уравнения движения роторов, записанные с эквивалентными демпферными и синхронизирующими коэффициентами будем называть эквивалентными уравнениями движения роторов:

$$\mathbf{T}_J p^2 + \mathbf{P}d(j\omega) p + \mathbf{S}(j\omega) \cdot \Delta\delta = 0. \quad (25)$$

Однако собственные частоты колебаний ω неизвестны, их приближенные «эквивалентные» значения могут быть найдены из эквивалентных уравнений движения роторов только итеративным методом, так как коэффициенты, входящие в (25), сами являются функциями собственной частоты.

Для определения эквивалентных собственных частот берется начальное приближение частоты ω , для которой вычисляются элементы матрицы $\mathbf{P}d(j\omega)$ и $\mathbf{S}(j\omega)$. Эквивалентные уравнения движения записываются в нормальной форме:

$$p\mathbf{V} + \mathbf{T}_J^{-1} \mathbf{P}d(j\omega) + \mathbf{T}_J^{-1} \mathbf{S}(j\omega) \Delta\delta = 0, \quad (26)$$

$$p\Delta\delta - \mathbf{V} = 0.$$

Вводя обозначения

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{V} \\ \Delta\delta \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_J^{-1} \mathbf{P}d(j\omega) & \mathbf{T}_J^{-1} \mathbf{S}(j\omega) \\ -\mathbf{E} & 0 \end{bmatrix}$$

где \mathbf{E} — единичная матрица; 0 — нулевая матрица.

Уравнение (26) можно записать в виде одного матричного уравнения:

$$p\mathbf{U} + \mathbf{R}\mathbf{U} = 0. \quad (27)$$

Матрицы коэффициентов \mathbf{R} порядка $2n$ в n -машинной системе соответствуют $n-1$ пара комплексно-сопряженных собственных чисел $\lambda_i = \beta_i \pm j\omega_i$, мнимые части которых определяют собственные частоты электромагнитных колебаний. Частное решение системы (27)

может быть записано в виде:

$$\mathbf{U} = \mathbf{K}_{\lambda_i} \mathbf{A} e^{\lambda_i t}, \quad (28)$$

где \mathbf{K}_{λ_i} — комплексный вектор распределения амплитуд колебаний роторов; \mathbf{A} — комплексная амплитуда колебаний, определенная из начальных условий.

Для решения (28) из уравнения (27) имеем:

$$(\lambda_i \mathbf{E} + \mathbf{R}) \mathbf{K}_{\lambda_i} = 0. \quad (29)$$

Вычисленное для начального приближения эквивалентных коэффициентов (23) и (24) значение первой по порядку наименьшей собственной частоты взаимных колебаний роторов ω сравнивается с начальным приближением частоты. Если их разность больше погрешности определения эквивалентной частоты колебаний, то вычисленная собственная частота ω подставляется в выражения для эквивалентных коэффициентов (23) и (24), по которым находится второе приближение эквивалентной собственной частоты. Итерации продолжаются, пока последующая и предыдущая итерации частоты не будут отличаться достаточно мало. Также определяются и все последующие собственные частоты. Итеративный процесс обычно сходится за одну — две итерации ввиду плавного характера зависимости мнимых частей собственных чисел матрицы \mathbf{R} от заданной частоты периодического решения.

Собственные числа λ_i , соответствующие эквивалентным собственным частотам электромагнитных колебаний, подставляются в однородные алгебраические уравнения (29), из которых определяются собственные векторы \mathbf{K}_{λ_i} , характеризующие распределение амплитуд колебаний роторов с каждой из собственных частот. Так как система уравнений (29) однородная, то ей соответствует бесконечное число собственных векторов \mathbf{K}_{λ_i} , отличающихся постоянным множителем. Поэтому один из элементов вектора обычно наибольший, задается равным единице, однозначно определяя все оставшиеся элементы. Обозначив генератор, которому соответствует наибольший коэффициент распределения, индексом 1, амплитуды колебаний роторов всех других генераторов системы с собственной частотой ω_p запишем следующим образом:

$$\Delta\delta_{jp} = k_{jp} \Delta\delta_{1p}, \quad (30)$$

$$j = 2, 3, \dots, n.$$

Из (30) следует, что отношение комплексных амплитуд колебаний в выражении (22) при условии, что в системе происходят одночастотные колебания с частотой ω_p , могут быть найдены по коэффициентам распределения амплитуд:

$$\frac{\Delta\delta_{jp}}{\Delta\delta_{1p}} = \frac{k_{jp}}{k_{1p}}. \quad (31)$$

В многомашинной системе движение ротора каждого генератора представляет собой сумму всех форм электромагнитных колебаний:

$$\Delta\delta_i = \sum_{p=1}^{n-1} |A_{1p}| k_{ip} e^{\beta_p t} \cos(\omega_p t + \varphi_{1p}), \quad (32)$$

где $A_{1p} = |A_{1p}| e^{j\varphi_{1p}}$ — коэффициент, определяемый из начальных условий для p -й формы колебаний.

При расчетных возмущениях на межсистемных связях начальные условия обычно таковы, что модули ко-

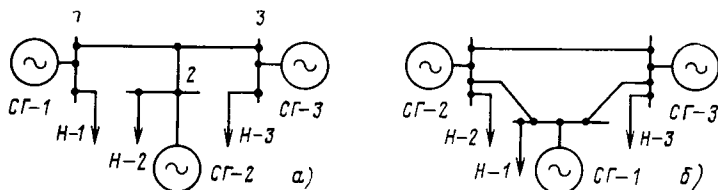
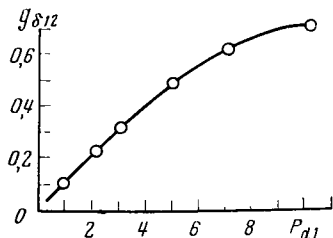


Рис. 1. Схема исследуемых систем

Рис. 2. Декремент затухания электромагнитных колебаний в зависимости от значения демпферного коэффициента P_{d1} (для схемы рис. 1, а)

эффективных, соответствующих наиболее низкочастотной форме колебаний ($p = 1$), превосходят по величине коэффициенты, соответствующие другим формам, что обуславливает одночастотный характер изменений углов роторов. В этом случае можно говорить, что низкочастотная форма колебаний является «определяющей», т. е. ее составляющие значительно превосходят по амплитуде составляющие других форм. Выбором начальных условий и, следовательно, возмущений можно добиться того, что в колебаниях углов будут преобладать составляющие других форм, которым соответствует другое распределение амплитуд колебаний. Таким образом, демпферные коэффициенты должны вычисляться по выражению (22) для собственной частоты и коэффициентов распределения той формы колебаний, которая при данном расчетном возмущении является «определяющей» или демпфирование которой необходимо определить.

Результаты исследований. Введение расчетных демпферных коэффициентов в уравнения движения генераторов позволяет получить близкое совпадение кривых переходного процесса с кривыми, рассчитанными по подробным уравнениям генераторов. Это утверждение было проверено по результатам расчетов. С этой целью проводились для конкретных схем сравнительные расчеты переходных процессов, с одной стороны по урав-

нениям, в которых демпферные свойства генераторов моделировались демпферными коэффициентами, вычисленными в соответствии с полученными выражениями для низкочастотной формы колебаний (такой расчет назывался упрощенным), и, с другой стороны, по уравнениям, в которых демпферные свойства генераторов моделировались дифференциальными уравнениями, описывающими электромагнитные переходные процессы в обмотках возбуждения и АРВ (такой расчет называется эталонным). Расчеты свободных переходных процессов осуществлялись по программе МУСТАНГ, созданной в ОДУ Северо-Запада. Исследования проводились для двух эквивалентных трехмашинных систем (рис. 1, а и б), имеющих слабые связи. Основные параметры схемы и режима исследуемых систем приведены в таблице.

Величина и точка приложения возмущения (изменение момента на валу генератора) в системе выбирались таким образом, чтобы колебания были близки к линейным и переходный процесс имел одночастотный характер, с тем чтобы достаточно просто и однозначно оценить демпфирование электромагнитных колебаний. Такая оценка осуществлялась по декременту затухания [3].

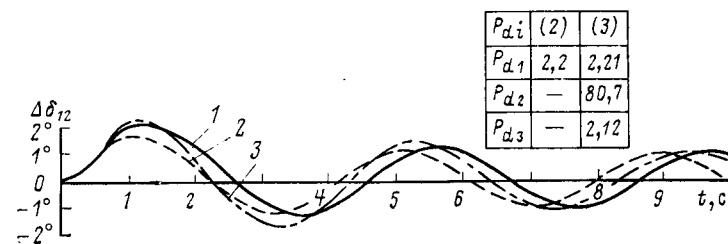
$$\rho = \ln \frac{A_0}{A_2},$$

где A_0 , A_2 — следующие друг за другом (через период T) амплитуды колебаний. На рис. 2 приведена зависимость декремента затухания колебаний угла δ_{12} от значения демпферного коэффициента P_{d1} , рассчитанного в соответствии с выражением (22а). Коэффициент P_{d1} вводился в уравнение движения СГ-1 как упрощенная модель демпферных свойств СГ-1; при этом дифференциальные уравнения для описания переходных процессов в обмотке возбуждения и АРВ СГ-1 в расчет не вводятся. Для других генераторов математическое описание соответствует подробным уравнениям: уравнению движения и уравнениям электромагнитных переходных процессов в обмотках возбуждения и АРВ. Из рис. 2 следует, что значение демпферного коэффициента P_{d1} оказывает существенное влияние на затухание электромагнитных колебаний в системе. Значение $P_{d1} = 2,2$ дает свободный переходный процесс, близкий по затуханию к эталонному расчету (см. рис. 3, кривые 1 и 2). При моделировании демпферных свойств всех генераторов в виде демпферных коэффициентов P_{d1} , P_{d2} , P_{d3} упрощенный расчет дает свободный переходный процесс, представленный кривой 3 на рис. 3. Значения демпферных коэффициентов P_{di} , данные на рис. 3 и 4 в относительных единицах, приведены к номинальной

| Схема | x_d , Ом | | | $\frac{B}{U_{ном}}$, кВ | $x_{ВЛ}$, Ом | | | δ_U | | |
|-----------|------------|------|------|--------------------------|---------------|------|-----|----------------|----------------|----------------|
| | СГ-1 | СГ-2 | СГ-3 | | 1-2 | 2-3 | 1-3 | δ_{U_1} | δ_{U_2} | δ_{U_3} |
| рис. 1, а | 9,68 | 16,1 | 19,4 | 220 | 145 | 145 | — | -90° | -34° | 0° |
| рис. 1, б | 39 | 68 | 86 | 500 | 98,8 | 52,5 | 122 | 37° | 20° | 0° |

Примечание. 1. В схеме рис. 1, а для АРВ СГ-1 и АРВ СГ-3 $k_0 U = -50 \frac{\text{ед. в.}}{\text{ед. н.}}$; $k_1 U = -5,77 \frac{\text{ед. в.}}{\text{ед. н.с.}}$; для АРВ СГ-2 $k_0 U = -50 \frac{\text{ед. в.}}{\text{ед. н.}}$; $k_1 U = -5,77 \frac{\text{ед. в.}}{\text{ед. н.с.}}$; $k_0 f = 15 \frac{\text{ед. в.}}{\text{Гц}}$.

2. В схеме рис. 1, б для АРВ СГ- i ($i = 1, 2, 3$): $k_0 U = -50 \frac{\text{ед. в.}}{\text{ед. н.}}$; $k_1 U = -5,77 \frac{\text{ед. в.}}{\text{ед. н.с.}}$, $k_0 f = 10 \frac{\text{ед. в.}}{\text{Гц}}$; $k_1 f = 2 \frac{\text{ед. в.}}{\text{Гц/с}}$.

Рис. 3. Изменение взаимного угла δ_{12} в свободном переходном процессе (для схемы рис. 1, а):

1 — эталонный расчет; 2 — расчет при введении для СГ-1 значения демпферного коэффициента $P_{d1}=2,2$, рассчитанного в соответствии с выражением (22а); 3 — упрощенный расчет при введении для всех СГ значений демпферных коэффициентов $P_{di}(i=1, 2, 3)$, рассчитанных в соответствии с выражением (22)

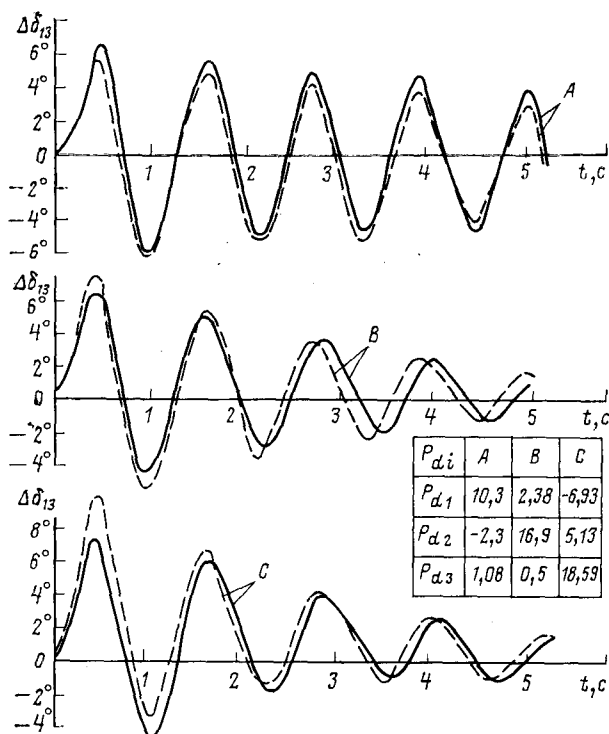


Рис. 4. Изменение взаимного угла $\Delta\delta_{13}$ в свободном переходном процессе (для схемы рис. 1, б):

A — нерегулируемая система; B — АРВ сильного действия установлен на СГ-2; C — АРВ сильного действия установлен на СГ-3;

Сплошные линии — эталонный расчет; пунктир — упрощенный расчет при введении для всех СГ значений демпферных коэффициентов P_{di} ($i=1, 2, 3$), рассчитанных в соответствии с выражением (22)

мощности генераторов. На рис. 4 приведены кривые свободных переходных процессов в эталонном и упрощенном расчете для трех вариантов: A — нерегулируемая система; B и C — установка АРВ сильного действия соответственно на СГ-2 или СГ-3. Очевидно, что качественно влияние на демпфирование колебаний наличия и места установки АРВ в эталонных и упрощенных расчетах совпадает.

Сравнительные расчеты показали правомерность разработанных методов определения демпферных коэффициентов генераторов в сложной системе и целесообразность использования таких упрощенных моделей демп-

ферных свойств генераторов в расчетах переходных процессов в сложной системе. Представленные расчетные примеры показывают также, что возможные значения демпферных коэффициентов лежат в достаточно широком диапазоне, и их необходимо предварительно рассчитывать по параметрам схемы, режима системы и формы колебаний. Так, для схемы рис. 1, а в упрощенном расчете (кривая 3, рис. 3) в соответствии с выражением (22) вводилось $P_{d2} = 80,7$. Такое высокое значение демпферного коэффициента СГ-2 объясняется не только эффективным с точки зрения демпфирования колебаний законом регулирования и нагрузкой АРВ сильного действия генератора СГ-2, но и структурой системы рис. 1, а, где генератор СГ-2 находится как бы в центре масс системы и слабо откликается на любое возмущение. Для схемы рис. 1, б в упрощенных расчетах в соответствии с выражением (22) вводились демпферные коэффициенты, имеющие отрицательные значения (см. таблицу на рис. 4). При этом, как следует из рис. 4, система оставалась статически устойчивой. Это означает, что для сложной системы взаимное влияние колебаний углов и скоростей генераторов может приводить в процессе качаний к возникновению отрицательного асинхронного момента для одного или нескольких генераторов.

Выводы. 1. Демпферный коэффициент, являющийся функцией формы электрохимических колебаний, зависит от параметров и режима системы и должен вычисляться для «определяющей» формы колебаний.

2. Демпферные коэффициенты генераторов изменяются в широком диапазоне в зависимости от типа АРВ и параметров генератора и системы и могут значительно отличаться от значений, обычно принимаемых в расчетах электрохимических переходных процессов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мамиконянц Л. Г. О переходных процессах в синхронных машинах с успокоительными контурами на роторе. — Электричество, 1954, № 7.
2. Урусов И. Д. Линейная теория колебаний синхронной машины. — Л.: Изд. АН СССР, 1960.
3. Веников В. А., Литкенс И. В., Пуго В. И. Демпферные коэффициенты. — М.: Изд. МЭИ, 1979.
4. Литкенс И. В., Пуго В. И. Влияние демпферных контуров мощных синхронных машин на эффективность АРВ сильного действия. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 3.
5. Михневич Г. В. Синтез структуры системы автоматического регулирования возбуждения синхронных машин. — М.: Наука, 1964.

[10.02.83]

УДК 621.311.019.34

Противоаварийная автоматика и сложные аварийные процессы в электроэнергетических системах

ИОФЬЕВ Б. И.

Москва

Целью данной статьи является выяснение роли противоаварийной автоматики (ПА) в обеспечении должной надежности электроснабжения и живучести большой электроэнергетической системы (ЭЭС) при сложных ава-

рийных процессах в ней. Для этого ПА должна быть сопоставлена с рядом других мероприятий, прежде всего конструктивного характера. Статья касается только конструктивного, т. е. технического и технологиче-

ского, обеспечения надежности и живучести. Вне ее рамок остаются два других аспекта дела: организационно-техническое обеспечение и борьба персонала за надежность и живучесть во время переходного процесса и в восстановительный период. Единству анализа препятствует слабая изученность этих двух аспектов, обусловленная, думается, не только их сложностью, но и недооценкой их важности.

Конструктивное обеспечение надежности и живучести, как и качества электроэнергии, отпускаемой потребителям, заключается в создании резервов энергетических ресурсов, резервов мощности генераторов и пропускной способности сети (со всем тем, что для них требуется, — от шахт до реактивной мощности), а также системами автоматического и оперативного (диспетчерского) управления. Оптимальное распределение затрат на все перечисленное есть сложнейшая задача, которая, не будучи решенной в общем виде, осмысливается и решается по частям, причем опыт постоянно подсказывает корректировку распределения. Чем больше экономится на надежности снабжения электростанций топливом, на надежности оборудования электростанций, на равномерности распределения источников электроэнергии по отношению к узлам нагрузки, на величине суммарной установленной мощности генераторов и особенно на мобильной, автоматически управляемой мощности, тем больше требуемая пропускная способность сети. И теория и опыт ясно говорят о том, что в известных пределах целесообразна передача и энергии и мощности по электрической сети. Подобно этому подтверждена правильность некоторого уменьшения запаса пропускной способности за счет развития систем управления с целью экономии суммарных затрат при сохранении надежности, живучести и качества на приемлемом уровне.

Последнее утверждение не стало общепризнанным. В этом сказываются понятное недоверие к эффективности систем управления применительно к современным сложным ЭЭС и опасение, что из-за больших аварий оптимальное, казалось бы, решение на деле окажется неудовлетворительным. Ведь известно, что авария может создавать очень существенные экономические потери даже в том случае, если удалось ограничиться только создательным управлением потребителями. Неуправляемое же их отключение делает еще вероятней то, что надежность электроснабжения может оказаться неприемлемо низкой ввиду экономических по характеру потерь (обычно недооцениваются потери от срыва поставок предприятиями-потребителями электроэнергии) или ввиду потерь — внеэкономических — ситуации последнего рода должны быть принципиально исключены или, в крайнем случае, выравнены во всех анализируемых вариантах управляемой энергосистемы.

С другой стороны, недооценка последствий низкого качества электроэнергии и возможных аварий, недоучет интересов потребителей электроэнергии связан с верой в столь широкие возможности систем управления (и среди них прежде всего противоаварийной автоматики), которые не зависят ни от уровня управляемости энергосистемы, ни от характеристик самих систем управления.

Обе точки зрения ведут к излишним затратам. Кибернетический скепсис — это излишние вложения сегодня, а кибернетические иллюзии — излишние издержки завтра.

Еще опаснее, если при недостаточном запасе пропуск-

ной способности не вкладывать ресурсы ни в ее повышение, ни в создание должной системы управления.

Функции противоаварийной автоматики обычно нормируются на основе компромисса между двумя указанными точками зрения¹. Принимается, например, что энергосистема должна располагать такой электрической сетью и такими устройствами автоматики отдельных своих элементов (регуляторы скорости турбин, регуляторы возбуждения генераторов, релейная защита и т. п.), чтобы при обычных, наиболее частых повреждениях этих элементов, если они возникают в наиболее вероятных режимах, не требовалось применения ПА для сохранения устойчивости параллельной работы. Для этой цели областью применения ПА оказываются, прежде всего, сочетание обычного повреждения с режимом, более напряженным, чем наиболее вероятные режимы, и сочетание повреждения, более тяжелого, чем обычные повреждения, с наиболее вероятными режимами, а также, в меньшей мере, сочетание тяжелого повреждения с тяжелым же режимом, при котором эффективность ПА обычно невелика (рис. 1).

По эксплуатационной оценке существующая ПА повышает передачу мощности по связям энергосистем СССР в сумме на несколько тысяч мегаватт. Это достигнуто вложениями в ПА, приблизительно в 10 раз меньшими, чем потребовалось бы для строительства сетей эквивалентной пропускной способности. Расчеты показывают, что отказ от применения автоматики, претворяющей нарушение устойчивости основных связей единой ЭЭС СССР, довел бы максимальный расчетный ущерб для потребителей от одной аварии до 100 млн. руб. и увеличил бы ущерб для потребителей в среднем на 10—15 млн. руб. в год (рассчитаны последствия только управляемого отключения потребителей и управляемого понижения частоты).

Аварийный процесс всегда является результатом сочетания случайных событий. В зависимости от типа рассматриваемых противоаварийных мероприятий допустимо в той или иной степени абстрагироваться от конкретного содержания этих событий. Так, под аварийным возмущением, в соответствии с которым вырабатывается управляющее воздействие, можно понимать² в зависимости от типа ПА как единичное событие (например, ошибочное отключение элемента ЭЭС персоналом), так и часто встречающееся сочетание последовательно совершающихся событий, начинающихся с повреждения элемента энергосистемы или ошибки персонала и объединяемых в укрупненное явление.

Например, для системы ПА, предназначенной для сохранения устойчивости, одним из аварийных возмущений является отключение линии, причем понятно, что оно есть результат нескольких событий (рис. 2). Аварийный дефицит мощности часто возникает как результат значительно более сложного развития событий. Для системы автоматической ликвидации асинхронного режима аварийным возмущением является факт наступления этого режима (превышение критического угла между э. д. с. генераторов) вне зависимости от того, ка-

¹ Наряду с нормированием начато и численное исследование эффективности противоаварийной автоматики (см. Труды ин-та «Энергосетьпроект», 1980, вып. 20).

² Применяется и иной подход: требованием функционирования той или иной системы ПА является или первоначальное событие — собственно аварийное возмущение, или аварийная ситуация, возникающая по мере развития процесса.

кой именно процесс, включая, может быть, и отключение линии, привел к этому.

Опасность аварийного возмущения зависит от той схемы и того режима энергосистемы, которые сложились к моменту его возникновения. Схема и режим формируются во многом случайным образом. В свою очередь возникновение возмущения в некоторый момент времени и следовательно, его попадание на то или иное сочетание схемы и режима тоже случайно.

Очевидно, что разработка противоаварийного управления требует моделирования вероятностных взаимодействий схемы, режима и возмущения. Сегодня оно делается очень упрощенно, может быть, излишне упрощенно. В частности, поток возмущений принимается стационарным, не учитывается механизм взаимозависимости мощностей, передаваемых в разных сечениях сети и т. п. Изучение и учет этих явлений дали бы дополнительную эффективность моделированию.

Действующая ПА имеет дело в каждом конкретном случае функционирования со схемой, режимом и возмущением, вполне определенными, если отвлечься от недостаточности и неточности информации. Эта определенность делает задачу нахождения управляющих воздействий и их оптимизации значительно более простой во время функционирования ПА, чем та же задача на стадии разработки ПА. Кстати, это не противоречит возможности решения упомянутых задач.

Величина потерь потребителей может совпадать с той, которая в рамках некоторой неточности управления предопределена сочетанием схемы, режима и возмущения, но лишь в частном случае. Трудно представить себе, что реально величина потерь окажется меньше предопределенной; из-за неправильного функционирования элементов энергосистемы (в том числе и ПА) она в заметном числе случаев оказывается больше. В отличие от предопределенных назовем эти потери хаотическими. Примеры неправильного функционирования уже показаны на рис. 2. Применительно к аварийному процессу в целом, проявления неправильного функционирования, конечно, более разнообразны, чем применительно к сравнительно простому явлению — аварийному возмущению.

Здесь уместно заметить, что предопределенный процесс не означает благополучный. Так, он может вызываться не только расчетным, но и более тяжелым аварийным возмущением, сочетанием аварийного возмущения с расчетным или более тяжелым, чем расчетный, режимом работы (рис. 1).

Пример предопределенного процесса: нерасчетное ослабление (после повреждения) связи между мощной станцией и приемной системой, из-за недостаточного объема мероприятий противоаварийной автоматики нарушение устойчивости этой станции, ее быстрое отключение устройствами автоматической ликвидации асинхронного режима (АЛАР) и создание за счет этого большого дефицита мощности в энергосистеме, который приводит к отключению части нагрузки устройствами автоматической частотной разгрузки (АЧР). Пример хаотического процесса: в том же процессе неправильное несрабатывание быстродействующих устройств АЛАР и отключение станции медленными устройствами, из-за задержки прекращения асинхронного режима глубокие понижения напряжения в районе электрического центра качаний с неуправляемым отключением потребителей, затем действие устройств АЧР на управляемое отключение части нагрузки, как в предыдущем примере.

Рис. 1. Диаграмма применимости ПА; V_B — интенсивность возмущения; V_P — тяжесть исходного режима; 1 — область устойчивости без ПА; 2 — область эффективного применения ПА; 3 — область пониженной эффективности ПА; 4 — область редких ситуаций, в которых ПА не применяется

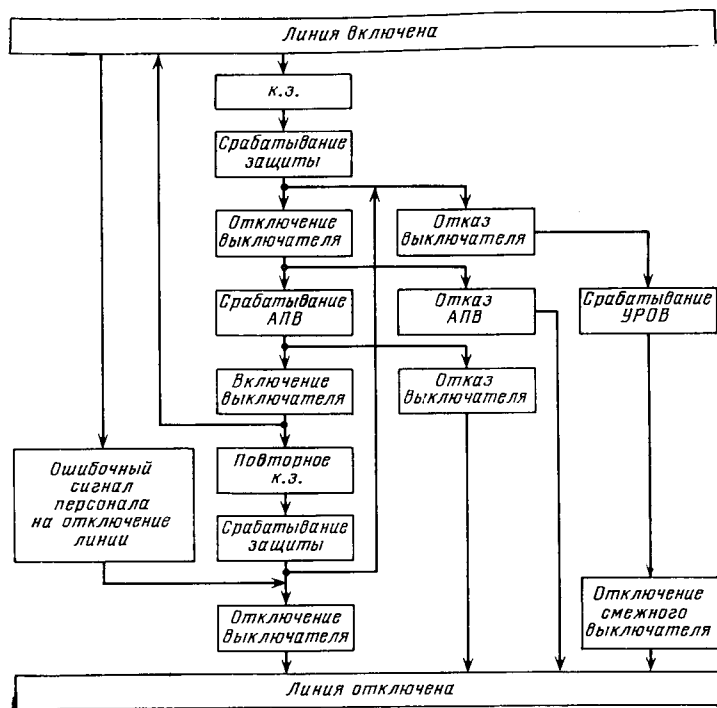
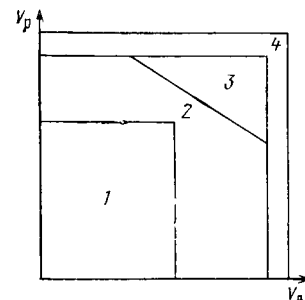


Рис. 2. Упрощенная структура событий, приводящих к аварийному возмущению в виде отключения линии

Наряду с изложенным интересны различия в аварийных процессах и потерях потребителей с иной точки зрения. Во-первых, выделяется группа случаев, в которых все существенные стороны процесса и основная доля потерь объяснимы в рамках двухмашинной модели энергосистемы (концентрированные системы в данной статье не рассматриваются, так как им мало свойственны сложные аварийные процессы), и, во-вторых, те процессы и потери, в которых существенную роль играет фактор многомашинности.

Противоаварийное управление наиболее изучено, разработано, эффективно и применимо в схеме, которая приемлемо моделируется (применительно к каждому из сечений — отдельно) двумя эквивалентными генераторами со своими нагрузками и связью между ними. Чтобы предупредить часто возникающее недоразумение, отметим, что для снижения погрешностей основные предельные передаваемые мощности, используемые в системе управления для этой модели, определяются не в ней самой, а рассчитываются вне ее, в не столь эквивалентированной схеме ЭЭС.

Целесообразный объем функций ПА существенно зависит от пропускной способности связей ЭЭС, и это наиболее ясно, если в ЭЭС имеются две концентрированные части, соединенные одной связью.

Увеличение запаса пропускной способности при прочих равных условиях повышает устойчивость параллельной работы по связи к аварийным возмущениям (как на ней самой, так и в соединяемых ею частях ЭЭС), в то время как последствия потери связи изменяются мало. Отсюда ясна возможность с увеличением запаса сузить функции ПА.

Иначе и неоднозначно влияет увеличение пропускной способности, если оно идет не в запас, а связано, как обычно, с увеличением загрузки связи передаваемой мощностью. Чтобы выявить это, сравним три связи с одинаковым относительным запасом, например, с нормируемым минимальным запасом, составляющим 20 % передаваемой мощности.

Первая связь — слабая, с малым по абсолютной величине запасом. Для устойчивости параллельной работы по ней опасны многие, часто возникающие возмущения, но следующие за перегрузкой связи асинхронный режим и ее отключение не опасны, так как не вызывают значительного понижения и аварийного небаланса мощности в соединяемых частях ЭЭС. Поэтому сложные устройства ПА, предотвращающие потерю данной связи, вряд ли целесообразны, необходимы же устройства АЛАР.

Вторая связь — со средней пропускной способностью. Так как у нее запас по абсолютной величине больше, чем у первой связи, угроза перегрузки возникает реже. Однако она столь существенна, что ПА требуется не только для АЛАР, но и для сохранения устойчивости. Такие связи — главная область применения ПА.

Третья связь — сильная. У нее угроза нарушения устойчивости редка, но оно очень опасно, так как создает большое понижение напряжения и большой аварийный небаланс мощности. Как известно из мировой практики, наиболее тяжелые аварии, связанные с нарушением живучести ЭЭС, возникают именно на сильных связях, обладающих большой, но не во всех случаях достаточной пропускной способностью. Сохранению устойчивости таких связей с помощью ПА препятствует ряд обстоятельств. Главное из них то, что при столь интенсивном возмущении, которое опасно для сильной связи, требуются интенсивные управляющие воздействия (например, электрическое торможение генераторов, централизованная система быстрого отключения большого числа потребителей электроэнергии и т. п.), а их выполнение дорого, ввод этих воздействий без надобности опасен и дорог, а надобность возникает редко. Последнее делает неубедительными попытки обычного экономического обоснования ПА сильных связей, учитывающего только управляемое отключение потребителей. Хотя известны примеры применения ПА на довольно сильных связях, в целом проблема борьбы с авариями на них далека от решения.

Однако есть много схем, и с усложнением слабых сетей их становится все больше, управление которыми с позиций двухмашинной модели неудовлетворительно. В многомашинной схеме область устойчивой работы многомерна, и управляющее воздействие есть функция от мощностей этих машин или, что то же самое, от мощностей, передаваемых в сечениях схемы. Неучет реальных характеристик многомашинности приводит или к необходимости расчета управляющих воздействий на худшие схему и режим (например, к избыточному отключению нагрузки, возникающему при балансирующем управлении, имеющем цель не допустить небаланса

мощности), или к таким управляющим воздействиям, которые, будучи введенными в интересах одного сечения сети, вызывают перегрузку другого.

Чтобы учесть упомянутое явление перегрузки, введено оказавшееся очень продуктивным понятие допустимого небаланса мощности, т. е. небаланса, вводимого в одном районе и допустимого для всех районов, работающих с ним параллельно. Управление в данном районе требуется выполнять так, чтобы небаланс, создаваемый возмущением и управлением, не выходил за пределы значения, допустимого для других районов. Отличие осуществляемого в настоящее время локального управления (децентрализованного или централизованного — не имеет значения) от возможного координированного состоит прежде всего в том, что допустимый небаланс принимает по абсолютному значению равным минимальному из возможных во всей рассматриваемой области схем и режимов. В большинстве схем и режимов такое управление ведет к излишним потерям нагрузки. Иерархическая координация, для которой 10 лет назад и предложено упомянутое понятие, в принципе может снять этот недостаток. Необходимость учитывать возможность в дальнейшем координации управления во многом предопределила выполнение сегодняшних локальных систем централизованными на основе программируемых устройств (управляющих ЭВМ).

В многомашинной схеме ответственность каждой связи и требования к ПА повышаются также за счет того, что потеря одной связи создает опасность последовательной перегрузки других связей и их отключения, причем даже в том случае, если эта связь столь слаба, что, будь она единственной, можно было бы не заботиться о ней.

Строгое соотношение потерь потребителей в двух- и многомашинных схемах, насколько известно, не выполнялось, но на основании обстоятельств, подобных изложенным, можно предположить, что многомашинной схемой свойственны большие потери.

Таким образом, процессы и потери охарактеризованы как предопределенные и хаотические, двухмашинные и многомашинные; всего — четыре вида.

Выше даны примеры двухмашинных процессов, предопределенного и хаотического; обозначим их для краткости $2П$ и $2Х$. Теперь пример многомашинного предопределенного процесса ($НП$): отключение линии после ее повреждения и затем разгрузка ослабленного сечения противоаварийной автоматикой за счет действия на разгрузку турбин ТЭС в отправной части системы и на отключение нагрузки в приемной части, причем последнее выполняется не из-за неблагоприятного соотношения мощностей отправной и приемной частей, что характерно для двухмашинной схемы, а чтобы уменьшить аварийный дефицит мощности, вызванный разгрузкой турбин, до значения, допустимого для всех сечений отправной и приемной частей. Пример многомашинного хаотического процесса ($НХ$): в только что описанном примере неправильное несрабатывание канала телепередачи команды части отключаемой нагрузки, аварийный дефицит мощности превысил допустимое значение, перегрузка одного из сечений в отправной или приемной части и возникновение в нем асинхронного режима, отключение линий в этом сечении устройствами АЛАР, возникновение первоначально не предусмотренных небалансов мощности за счет разделения системы, перегрузка других сечений до полного разделения системы

с действием устройств АЛАР, АЧР, автоматического ограничения частоты и т. п.

Далее в табличной форме представлена попытка³ соотнести мероприятия, направленные в целом на обеспечение надежности и живучести больших энергосистем, с теми конкретными целями, которые непосредственно преследуются этими мероприятиями (отмечены в таблице двумя крестами) или достижению которых эти мероприятия способствуют попутно (отмечены одним крестом). Здесь необходима оговорка, что ни перечень мероприятий, ни перечень целей не претендуют на полноту, — эти перечни лишь удобны в рамках данного изложения. В качестве непосредственных целей указаны, насколько это возможно, только те, которые именно в настоящее время ставятся при применении мероприятия, и наличие в некоторых клетках не двух крестов, а только одного вовсе не означает, что такое ограничение признается правильным решением. Представляется, наоборот, что данная таблица может стимулировать лучшее понимание взаимосвязанности мероприятий и оптимизацию целей. Некоторые аспекты заполнения таблицы требуют пояснения.

Мероприятие № 6 предотвращает перегрузку сечения сети, возникшую без аварийного возмущения, и асинхронный режим в этом сечении — аварийное возмущение для устройств АЛАР (мероприятие № 11). Ограничение перетоков возможно только при обеспечении мобильного резерва мощности, и именно поэтому к соответствующему мероприятию № 3 отнесено предотвращение аварийного возмущения. В остальном же мобильный резерв, как и немобильный создается для покрытия нагрузки с учетом ее реального изменения и ремонта генераторов.

Быстродействие релейной защиты (мероприятие № 7), хотя и не устраняет полностью возмущение, но существенно снижает его интенсивность.

Предотвращение аварийного возмущения отмечено как попутная цель для мероприятий № 8, 11, 12 и 13: для них нельзя назвать эту цель основной, но совсем не отразить ее тоже неверно, так как любое из них выполняется с учетом того, что срабатывание без надобности само создает аварийное возмущение.

Улучшение структуры и схемы ЭЭС (мероприятие № 4) может заключаться в упрощении сети за счет отказа от создания многосвязанных кольцевых структур, в превращении ряда шунтирующих друг друга связей в управляемые связи, в создании управляемых сечений, позволяющих в отдельных секциях ЭЭС независимо регулировать частоту, и т. п. Все указанное представляется исключительно эффективным для борьбы со сложными аварийными процессами, но пока было бы преждевременным назвать для данного мероприятия какую-либо иную непосредственную цель, кроме локализации.

Как видно из таблицы, к большинству мероприятий (№ 1—9), применяющихся в энергосистемах, не предъявляются прямых требований в связи со сложными аварийными процессами. Однако эти мероприятия, будучи предназначенными для предотвращения и локализации аварийного возмущения, а также для снижения потерь вида 2П, одновременно способствуют уменьшению потерь и других видов.

³ Первая такая попытка была предпринята в 1975 г. в сотрудничестве с Э. П. Смирновым и З. Г. Хвошинской (Энергосетьпроект), за которое автор выражает им признательность.

| № п/п | Мероприятие | Цель мероприятия | | | | | | |
|-------|--|--------------------------------------|-----------------------------------|--|----|----|----|----------------------------------|
| | | Предотвращение аварийного возмущения | Локализация аварийного возмущения | Снижение потерь потребителей при аварийном процессе вида | | | | Восстановление электро-снабжения |
| | | | | 2П | 2Х | НП | НХ | |
| 1. | Повышение надежности энергетического и высоковольтного электро-технического оборудования | + | + | + | + | + | + | + |
| 2. | Увеличение резерва генерируемой мощности за счет немобильных источников | | | | | | | + |
| 3. | Обеспечение мобильного резерва генерируемой мощности | + | + | + | + | + | + | + |
| 4. | Улучшение структуры и схемы энергосистемы | | + | + | + | + | + | + |
| 5. | Повышение запаса пропускной способности сети | + | + | + | + | + | + | |
| 6. | Автоматическое ограничение перетоков мощности в сечениях сети | + | + | | | | | |
| 7. | Быстродействующая релейная защита | + | + | + | | + | | |
| 8. | Резервирование отказа релейной защиты и выключателя | + | + | | + | | + | |
| 9. | Автоматическое повторное включение после действия релейной защиты | + | + | + | + | + | + | + |
| 10. | Автоматическое управление мощностью с целью сохранения устойчивости | + | + | + | + | + | + | |
| 11. | Автоматическая ликвидация асинхронного режима | + | + | + | + | + | + | |
| 12. | Автоматическое ограничение аварийного изменения частоты | + | | + | + | + | + | |
| 13. | Отделение станции на выделенную нагрузку и генератора на нагрузку собственных нужд | + | | + | + | + | + | + |

По сути дела, только ПА (№ 10—12) активно противодействует развитию сложных аварийных процессов. Поскольку это противодействие не охватывает всех сторон явления, можно взамен этой формулы предложить более слабую, но зато более защитимую: при разработке только ПА учитываются сложные аварийные процессы.

Заключение. Надежность и живучесть большой ЭЭС в принципе может быть обеспечена на приемлемом уровне с помощью столь разнородных мероприятий, что органичное распределение задач между ними является сложнейшей проблемой. Среди мероприятий конструктивного характера существенна роль противоаварий

ной автоматики. Недооценка ее возможностей ведет к неоправданным затратам на большой запас пропускной способности и структурное усовершенствование электрических связей ЭЭС, а переоценка — к снижению надежности и живучести.

Ввиду громадного разнообразия сложных аварийных процессов противоаварийная автоматика развилась в эшелонированную систему, состоящую из подсистем с такими функциями, как сохранение устойчивости параллельной работы, ликвидация асинхронного режима, предотвращение недопустимых отклонений частоты и напряжения от номинальных значений и т. п. Аварийное возмущение, в расчете на которое созданы эти подсистемы и многие из их устройств, часто является результатом ряда случайных событий, сложного аварийного процесса, следующего за первоначальным возмущением. Благодаря этому различные подсистемы и устройства влияют на аварийный процесс, призваны

остановить его на разных стадиях и путях его развития, резервируя другие мероприятия и друг друга.

Характеризуя аварийный процесс как предопределенный условиями работы ЭЭС или хаотический и как двухмашинный или многомашинный, можно констатировать, что противоаварийная автоматика эффективна при любом виде процесса. При многомашинном процессе это достигнуто ценой излишних потерь нагрузки; уменьшение этих потерь в принципе возможно путем создания иерархической координации. Усиление роли противоаварийной автоматики при хаотическом процессе достижимо за счет увеличения ее эшелонированности.

Развитие противоаварийной автоматики должно вестись с учетом сложной задачи обеспечения живучести ЭЭС с сильными загруженными электрическими связями.

[31.08.83]

УДК 621.311.001.57

Моделирование электроэнергетических агрегатов и их систем управления

ГЛЕБОВ И. А., КАШТЕЛЯН В. Е., КИЧАЕВ В. В., СМОЛИН Г. М.

Ленинград

Большое влияние на решение комплекса вопросов проблемы генерирования, передачи и распределения электроэнергии имел и имеет метод физического моделирования, реализованный в виде электродинамических моделей. С развитием вычислительной техники возможности электродинамических моделей еще более расширились. В современных комплексных моделях электроэнергетических систем одновременно используются как физические, так и математические методы моделирования, а также реальная аппаратура управления.

Одной из крупнейших является модель электроэнергетической системы, созданная во ВНИИЭлектромаше, которая служит экспериментальной базой для проведения исследований систем возбуждения и регулирования, новых электрических аппаратов, схем и приборов в условиях их реальной работы. На модели проводится отработка алгоритмов управления сложными электроэнергетическими объектами. Она позволяет воспроизводить практически любые аварийные режимы энергосистемы при проведении исследований, наладки, настройки, проверки работы различных устройств.

Комплексная модель ВНИИЭлектромаша имеет в своем составе 24 моделирующих генератора, 44 группы модельных трансформаторов, 6 моделей линий электропередачи переменного тока, моделирующих линии сверхвысокого напряжения, модели нагрузки, преобразовательных мостов и линии передачи постоянного тока. Ряд генераторов с мощностями 3; 5; 15; 30 кВт позволяет моделировать все машины, выпускаемые и проектируемые в настоящее время.

Электродинамическая модель имеет два высоковольтных коммутационных щита, что дает возможность вести эксплуатационные и настраиваемые работы на высоком напряжении без остановки экспериментальных исследу-

ований. Электромашинные питающие агрегаты постоянного тока заменены преобразователями. Введены низковольтные коммутаторы, с помощью которых можно переключать модельные агрегаты по питанию со стороны переменного и постоянного тока, а также и их цепи возбуждения. Специальные коммутаторы предусмотрены для подключения моделей нагрузки.

Разработан специализированный тиристорный преобразователь, который можно использовать в качестве компенсатора активных сопротивлений или в качестве модели тиристорной системы возбуждения модельного генератора. В первом случае на его вход подается сигнал положительной обратной связи по току ротора, а во втором — сигнал от АРВ. Обычно в цепи ротора модели синхронного генератора работают два преобразователя: один в режиме возбудителя, другой в режиме компенсатора.

Для управления моделью, кроме обычных аналоговых машин, введена мини-ЭВМ М-6000, имеющая в своем составе мощную систему устройств связи с объектом (УСО). Задачи, возложенные на нее, можно разбить на три категории: сбор и обработка экспериментальных данных при испытании и исследовании систем управления и регулирования электроэнергетических объектов; выполнение экспериментальных исследований аппаратуры управления и регулирования; исследование и отработка алгоритмов управления путем реализации их на управляющий ЭВМ и включения последней в контур управления.

Эти задачи, характеризующие функциональные возможности управляющей ЭВМ, следует разбить на две группы во временной области — получение информации в установившихся и переходных процессах. Такой подход — разделение функциональных и временных ха-

характеристик задач — и определил структуру вычислительного цифроаналогового комплекса модели.

В соответствии с общепринятым делением, цифроаналоговый комплекс содержит следующие подсистемы: аналогового входа, аналогового выхода и цифрового входа и выхода, а также собственно вычислитель. Все эти подсистемы строятся из стандартных модулей АСВТ М-6000. Подсистема аналогового входа подразделена на каналы для потоков информации о медленно и быстро протекающих процессах. Основные трудности встретились при реализации подсистемы аналогового входа и были связаны с необходимостью создания специальных датчиков информации. Такие датчики были созданы. Характеристики линейных датчиков: трехфазного напряжения (тока): быстродействие (время установления) 25 мс; погрешность (уровень пульсаций по отношению к выходному сигналу) $\gamma = 0,3\%$; мощности (активной, реактивной): $T_y = 50$ мс; $\gamma = 0,5\%$; угла $T_y = 40$ мс; $\gamma = 0,5\%$; скорости $T_y = 100$ мкс; $\gamma = 0,3\%$. При принятом способе измерения параметров (принципе действия датчиков) эти величины являются предельными. Улучшение характеристик было достигнуто при переходе на нелинейные преобразователи, использующие запоминающие устройства: $T_y = 10$ мкс; $\gamma = 3\%$.

Для автоматизированной системы сбора информации разработаны служебные программы обработки данных; для обработки информации об установившихся режимах — программы получения статистических характеристик, генерирования случайных чисел, проверки нормальности распределения экспериментальных данных, вычисления корреляционных функций, критерий проверки «белого шума».

Основным источником информации о работоспособности систем управления и регулирования являются частотные и временные характеристики. На модели для измерения амплитудно-частотных характеристик используется метод, основанный на быстром преобразовании Фурье. В программное обеспечение входят программы построения цифровых фильтров с заданием либо временных, либо частотных характеристик. При синтезе цифровых фильтров во временной области используется алгоритм эквивалентности временных (импульсных и переходных) характеристик некоторого аналогового фильтра. При синтезе цифровых характеристик по заданным частотным характеристикам используются два метода: рядов Фурье и минимума квадратичного отклонения.

Получение временных характеристик сводится к подаче на вход объекта определенных искусственных воздействий, а затем — к замеру реакции объекта на входное возмущение. При нежелательности или невозможности подачи такого искусственного воздействия используются статистические методы, в основе которых лежит получение корреляционных функций случайных экспериментальных процессов. При произвольном законе статистических возмущений импульсная переходная функция объекта определяется путем решения интегрального уравнения. Способ ее получения заметно упрощается, если входное возмущение имеет характеристики «белого шума». В этом случае нахождение временной характеристики сводится к отысканию взаимокорреляционной функции между входом и выходом. В качестве источника «белого шума» используются алгоритмические генераторы случайных чисел. Работы

на модели показали достаточную точность метода. Эти методы измерения и обработки информации с помощью ЭВМ М-6000 позволяют разрабатывать и проводить экспериментальную проверку алгоритмов всех разрабатываемых цифровых систем управления.

Для проведения исследований на модели разработана информационно-управляющая система. Она состоит из комплекта измерительных преобразователей режимных параметров модельных генераторов, модели регулятора скорости и натурального регулятора сильного действия. Комплект измерительных датчиков, выполненных на интегральных микросхемах, позволяет вести исследование и разрабатывать аппаратуру управления, включающую в себя микропроцессоры и микро-ЭВМ.

С помощью модели разрабатываются системы возбуждения, регулирования, защиты, исследуются вопросы устойчивости. Конкретно эти работы направлены на разработку и внедрение новых систем статического возбуждения на основе тиристорных преобразователей, бесщеточных возбудителей с устройствами бесконтактного контроля, автоматических регуляторов возбуждения сильного действия; на создание новых способов регулирования частоты и активной мощности гидрогенераторов; на комплексное исследование мощных генераторов совместно с системами возбуждения, АРВ и устройствами регулирования паровых и гидротурбин.

На модели исследуются также самонастраивающиеся адаптивные регуляторы для электроэнергетических агрегатов. Понятие адаптивного управления предусматривает использование специального аппарата (или алгоритма) адаптации, изменяющего параметры или даже структуру системы автоматического управления с тем, чтобы при изменении условий работы обеспечить сохранение заданных показателей качества процессов управления.

Разработка адаптивной системы регулирования связана с целым рядом экспериментальных работ на модели: выбором критерия качества переходных процессов; идентификацией объекта регулирования (для электроэнергетических объектов этот этап работы является одним из наиболее важных и трудных, так как параметры и свойства объекта в значительной мере зависят от конфигурации внешней сети и схемно-режимных ситуаций); экспресс-анализом качества системы регулирования в случае заданной структуры регулятора и определением оптимальной для данного режима настройки; изменением структуры регулятора или его настройки по сигналам высших уровней АСУ ЭНЕРГИЯ, располагающих информацией о состоянии энергосистемы и плановых измерениях режима ее работы.

Следует особо подчеркнуть роль модели при создании иерархических, распределенных цифровых систем управления. Дело в том, что в электроэнергетике в последнее время идет качественное изменение требований, предъявляемых к системам управления как на нижнем агрегатном уровне, так и на более высоких уровнях управления. Усложняются законы регулирования, предпринимаются практические шаги по созданию регуляторов с изменяющейся структурной самонастройкой и адаптацией. Новые системы управления наделяются функциями самоконтроля и диагностики. Верхний уровень управления при этом строится, как правило, на основе вычислительной техники.

В настоящее время на электродинамической модели развернуты работы по созданию цифровых систем уп-

равления агрегатного уровня, создаваемых на основе микропроцессоров и микро-ЭВМ. Причем изменился подход к способам переработки информации в управляющих устройствах и системах. Появилась возможность реализации алгоритма управления не только с помощью аппаратных, но и программных средств. Это в свою очередь привело к изменению методов и средств создания систем управления и регулирования. Внедрение микропроцессоров и микро-ЭВМ связано с качественно иной техникой отображения информации, введением иных пультов управления, новых методов и средств проверки и настройки аппаратуры (в том числе и программных), возможностью создания потоков обмена информацией между различными уровнями управления.

Новая аппаратная база позволяет не только скопировать известные технические решения, определяющиеся характеристиками аналоговых элементов и устройств, а перейти к новым структурам регулирования. В частности, на основе экспериментальных исследований при создании цифрового АРВ можно перейти от регулирования напряжения к регулированию тока возбуждения с глубокой отрицательной обратной связью по току ротора.

На модели ВНИИЭлектромаш в качестве средства исследований и разработки алгоритмов цифровых систем управления используется мини-ЭВМ, работающая в замкнутом контуре управления. Исследуется помехозащищенность алгоритмов, вопросы согласования их точности и быстродействия, ведется сравнение и выбор реализации алгоритмов и т. п.

Мини-ЭВМ используется и как средство проектирования систем управления на базе микро-ЭВМ, в частности типа ЭЛЕКТРОНИКА-60. С этой целью микро-ЭВМ соединена с ЭВМ М-6000. Микро-ЭВМ имеет возможность обращаться через процессор М-6000 к любому из ее внешних устройств посредством программного обмена либо в режиме прерывания. Для этого разработаны специальные программы обмена информацией между процессорами, причем любая из машин может быть ведущей или работать независимо.

В состав комплексной модели введены и специальные отладочные комплексы для разработки систем управления на базе микро-ЭВМ. В состав комплекса входят микро-ЭВМ, стандартные устройства ввода-вывода программного обеспечения, специальные устройства ввода и вывода аналоговой и цифровой информации, измерительные преобразователи и устройства управления.

Разрабатывается комплексная система регулирования возбуждения, частоты и активной мощности гидроагрегата. Существующие регуляторы строго разделены по выполняемым функциям. С развитием техники наметилась тенденция объединения многих подсистем. Так, автоматика пуска вошла в регулятор частоты, мощности, и по применяемым техническим средствам этот регулятор ничем не отличается от АРВ. Появилась необходимость координированного взаимодействия регуляторов, например в режимах пуска, начального возбуждения, синхронизации и набора нагрузки. Именно системы комплексного управления, в рамках которых возможна полная автоматизация всех вспомогательных операций, создают предпосылки для минимизации потоков информации между верхними и нижними уровнями управления.

Для иллюстрации новых возможностей модели ука-

жем на разработку подсистемы автоматического регулирования возбуждения. Был создан и прошел экспериментальную проверку на модели собственно управляющий комплекс. Основу его составляют две микро-ЭВМ ЭЛЕКТРОНИКА-60, каналы которых связаны через параллельные интерфейсы с магистралью устройства связи с объектом. В состав этого устройства входят модули ввода и вывода дискретной информации, АЦП, ЦАП и информационные преобразователи (датчики). Управляющий комплекс программно настраивается на выполнение тех или иных функций.

Разработано и отлажено программное обеспечение цифрового АРВ, включающее регулирование напряжения по ПИД-закону, стабилизацию режима генератора, формирование статической характеристики, ограничение перегрузки ротора и статора, ограничение минимального возбуждения и т. д. Регулятор наделяется функциями самодиагностики.

Цифро-аналого-физический комплекс может сыграть определенную роль при создании новых типов источников электроэнергии. Создание термоядерных реакторов, ряда промежуточных электрофизических установок, МГД-генераторов требует решения сложных электротехнических задач и разработки нового электрофизического оборудования. Например, выбор схемы течения электрофизической установки и ее системы регулирования является сложной задачей, зачастую не имеющей однозначного решения. Кроме требований, определяемых характером нагрузки, здесь должны учитываться возможности получения энергии из энергосистемы, наличие других потребителей и их требования к качеству электроэнергии и т. п.

В качестве примера укажем на систему питания термоядерного реактора типа ТОКОМАК. Анализ различных вариантов систем питания реактора показал, что наиболее приемлемым является комбинированная схема с питанием от ударных генераторов и от сети. Все вопросы создания систем регулирования возбуждения ударных генераторов, систем управления и регулирования статических преобразователей, вопросы взаимосвязки этих систем управления целесообразно решать с помощью комплексной модели электроэнергетических систем.

Опыты на модели помогают разработать и уточнить математическое описание объекта исследования. Примером такого использования физической модели является разработка математической модели электропередачи постоянного тока и апробация математической модели турбогенератора со сверхпроводящей обмоткой возбуждения.

Криотурбогенератор (КТГ) существенно отличается по конструкции от машин традиционного исполнения. При разработке методов его расчета, и особенно электромеханических переходных процессов, необходимо показать путь использования уравнений Парка — Горева. Особый интерес для выбора конструкции ротора КТГ представляют вопросы экранирования сверхпроводящей обмотки от переменных магнитных полей и демпфирования качаний. Путем теоретического анализа найдена связь между постоянной времени экрана и периодом качаний ротора, обеспечивающая при надлежащем выборе максимальный демпферный момент. Однако те же исследования показали, что демпферный момент криотурбогенератора быстро падает с увеличением длины линии.

Для проверки математической модели криотурбогенератора и экспериментального исследования переходных режимов работы такой машины в энергосистеме была создана электродинамическая модель КТГ мощностью 20 МВт. При создании модели КТГ за основу принят обычный модельный генератор типа МТ-5. Ротор модели КТГ по конструкции подобен ротору оригинала и выполнен из немагнитной стали. Необходимая магнитодвижущая сила обеспечивается обмоткой возбуждения, изготовленной из меди и охлаждаемой жидким азотом. Медный электромагнитный экран посажен на стальную оболочку, разделяющую вакуум (изоляционное пространство) и объем с жидким азотом, охлаждающим обмотку.

Сопоставление экспериментальных и расчетных параметров модели КТГ показало их совпадение в пределах 3 %, а эксперименты на электродинамической модели подтвердили правильность теоретических исследований.

Установлено, в частности, что качество переходного

процесса КТГ существенно зависит от условий его работы в энергосистеме и падает с увеличением длины линии электропередачи.

Существенно, что экспериментальные результаты оценки работы криотурбогенератора в электроэнергетической системе были получены еще на стадии проектирования машины мощностью 20 МВт, и в ее проект были внесены существенные изменения.

Таким образом, методы физического и математического моделирования, на основе которых созданы комплексные модели электроэнергетических систем, позволяют решить многие проблемы, связанные с созданием высокоиспользуемых электроэнергетических агрегатов и их систем управления и регулирования, и будут иметь большое значение при разработке иерархических систем управления энергообъединений, станций, децентрализованных систем управления агрегатного уровня, при создании новых типов источников электроэнергии.

[22.09.82.]



УДК 621.311.1.001.57

Электронно-физические модели электроэнергетических систем

РОЩИН Г. В., ИВАНОВ Н. А., АРСАМАНОВ И. И., кандидаты техн. наук, КРЮЧКОВ Б. И., РЕВЯКИН В. В., ШИМАРОВА Т. П., инженеры

Электронно-энергетические системы (ЭЭС) относятся к тем сложным объектам, исследование и анализ которых не может быть выполнен с помощью лабораторных или натурных экспериментов. Ответы на многие вопросы, возникающие на этапах проектирования энергосистемы, ее создания и эксплуатации, можно получить, используя метод моделирования.

Моделирование ЭЭС представляет собой научное направление, в котором можно выделить работы по созданию средств моделирования и по проведению эксперимента. Методы моделирования ЭЭС можно разделить на физические [1 и 2] и математические [3 и 4], на базе которых создаются комбинированные модели: цифроаналоговые физические комплексы [1 и 2], аналого-цифровые комплексы [4 и 7], специализированные гибридные вычислительные системы [4 и 5], а также специализированные аналоговые вычислительные комплексы [6, 8 и 9].

Современные цифроаналоговые физические комплексы (электродинамические модели), основным компонентом которых являются вращающиеся синхронные машины; используются для изучения новых явлений, формирования и развития единой энергетической системы, отладки реальной аппаратуры, разработки и апробации математического описания объектов исследования. Роль цифровой машины, сводится к моделированию систем управления, регулирования, противоаварийной автоматики, а также автоматизации эксперимента, сбору и обработке данных.

В настоящее время метод физического моделирования играет главенствующую роль в исследованиях ЭЭС. Достоинство метода физического моделирования заключается в адекватности физических процессов мо-

дели и оригинала в пространстве и во времени. Соблюдение подобия параметров модели и оригинала с необходимой точностью часто достигается за счет увеличения геометрических размеров моделей. Например, габариты физической модели задаются вращающимися моделями синхронных генераторов, шкала мощностей которых не может быть ниже пределов 3—30 кВт. Современный цифроаналоговый физический комплекс размещается в многоэтажном здании.

Элементы физической модели можно охарактеризовать их информационной производительностью, т. е. производительностью, которой должна обладать эквивалентная математическая машина [10], для решения той же задачи. Информационная производительность цифровой вычислительной машины (ЦВМ)

$$P = qn,$$

где q — разрядность; n — быстродействие (измеряется в двоичных единицах в секунду).

Для аналоговой вычислительной машины (АВМ) информационная производительность

$$P = \frac{\alpha_{\text{расч}}}{Y_{\text{max}}} \dot{Y}_{\text{max}} \log_2 \left| \frac{\Delta Y}{Y_{\text{max}}} \right|,$$

где Y_{max} , \dot{Y}_{max} — максимально допустимые значения напряжения (тока) и скорость его измерения; ΔY — уровень квантования непрерывного сигнала (или его ошибка); $\alpha_{\text{расч}}$ — расчетное число операционных усилителей в АВМ (с учетом параллельных входных каналов).

Составные части вычислительного комплекса не могут быть выбраны только на основании показателя информационной производительности. Нельзя не учитывать такие факторы, как физическая осуществимость,

устойчивость решения, стоимость. Тем не менее, информационная производительность дает достаточно правильную картину долевого участия составных частей комплекса физических и математических моделей. Так, информационная производительность физической модели, содержащей 10 линий электропередачи переменного тока, представленных цепочечными схемами, составляет по аналоговому эквиваленту $P_{\Phi} = 5 \cdot 10^7$ дв.ед./с.

Для сравнения укажем, что информационная производительность АВМ типа МН-18 $P_A = 5,3 \cdot 10^5$ дв.ед./с. Сравнение P_{Φ} и P_A свидетельствует о больших информационных возможностях, заложенных в физических моделях электрических сетей. Появляется перспектива сочетать электронные модели генераторов с физическими моделями сетей переменного тока. Это направление в однофазном варианте отмечено еще в тридцатых годах [11] и дальнейшее развитие получило в работах [12, 9 и 8].

Одна из поставленных задач в настоящей работе — создание трехфазных малогабаритных и недорогих моделей, достаточно полно отображающих процессы в ЭЭС. Область применения электронно-физических моделей (ЭФМ) охватывает как создание многомашинных моделей для решения проблем управления и развития объединенных энергосистем, так и создание малогабаритных автономных ЭЭС, устанавливаемых в лабораториях, для проверки и отработки аппаратуры регулирования и противоаварийной автоматики. Большую пользу ЭФМ могут принести при разработке быстродействующих устройств релейной защиты и системной автоматики протяженных линий. Модели позволяют проводить испытания и настройку аппаратуры при динамических несимметричных режимах в сложных сетях, содержащих сосредоточенные и распределенные параметры.

Модели генераторов (двигателей) могут использоваться для решения задач в области электропривода (режимы пуска и реверса). На базе модели генераторов могут быть созданы станционные и системные тренажеры и учебные пособия.

Разработанная электронно-физическая модель содержит специализированные электронные модели синхронных (асинхронных) машин «Истра-III» аналоговые модели передачи постоянного тока, физические модели ЛЭП и статических компенсаторов, управляющую ЦВМ, систему централизованного контроля, аппаратуру регистрации и отображения информации.

Электронная модель электрической станции «Истра-III» имеет унифицированное исполнение, позволяющее моделировать машины различного вида: синхронные турбо- и гидрогенераторы, асинхронный двигатель, синхронный компенсатор с продольной и поперечной обмотками возбуждения, асинхронизированную машину. Параметры электрических машин могут варьироваться в широких пределах. Модель снабжена автоматическим регулятором возбуждения сильного действия и системой автоматического регулирования скорости. Имеется возможность подключения аналоговых и цифровых моделей систем управления и регулирования, а также реальных устройств.

Модель позволяет одновременно регистрировать следующие параметры: $u_a, u_b, u_c, i_a, i_b, i_c$ — фазные напряжения и токи; $u_d, u_q, \psi_d, \psi_q, i_d, i_q$ — составляющие напряжения, потоков и токов по осям; u_0, ψ_0, i_0 — напряжение, поток и ток нулевой последовательности;

$M_{эл}$ — электромагнитный момент; s — скольжение; θ_{ik} — угол между роторами i -го и k -го генераторов. Кроме указанных параметров на модели можно фиксировать напряжение и токи по быстровращающейся оси x : u_x и i_x . Эти параметры позволяют контролировать правильность установки симметричного режима, при отсутствии которого в сигналах появляется составляющая двойной частоты. Сигналы u_x и i_x позволяют также выделить модульные значения вращающихся векторов напряжения и тока, которые могут быть использованы в системах регулирования и управления.

Краткие технические характеристики модели «Истра-III» (выполнена на базе микросхем серии 155)

| | |
|----------------------|----------|
| Фазное напряжение, В | до 7,5 |
| Ток нагрузки, мА | до 700 |
| Количество фаз | 3 |
| Масштаб времени | реальный |
| Частота, Гц | 0—55 |

Уравнения синхронных генераторов (асинхронных двигателей) записываются относительно осей своих роторов [13]. Уравнения контуров ротора имеют вид

$$\begin{cases} \psi_d = x_d(p) i_d - G_d(p) U_{bd}; \\ \psi_q = x_q(p) i_q - G_q(p) u_{bq}, \end{cases} \quad (1)$$

где $i_d, i_q, \psi_d, \psi_q, U_{bd}, u_{bq}$ — соответственно составляющие токов, потоков и напряжения возбуждения по осям d и q ; $x_d(p), x_q(p), G_d(p), G_q(p)$ — операторные проводимости, содержащие полиномы n -го порядка.

На АВМ уравнения (1) решаются с достаточной точностью в реальном времени (рис. 1).

Уравнения контуров статора записываются так:

$$\begin{cases} v_d = i_d r + p \psi_d - \psi_q \omega; \\ u_q = i_q r + p \psi_q + \psi_d \omega, \end{cases} \quad (2)$$

где r — активное сопротивление статорной цепи; ω — частота вращения ротора.

Уравнения (2), содержащие производные $p \psi_d$ и $p \psi_q$, решаются аналоговыми схемами с неявным дифференцированием (рис. 2). Уравнение движения ротора представим в виде:

$$H_j p \omega = M_T - M_{эл}, \quad (3)$$

где H_j — инерционная постоянная агрегата; M_T — механический момент первичного двигателя; $M_{эл}$ — электромагнитный момент генератора.

Аналоговая модель уравнения (3) представлена на рис. 1. Особое место занимает группа трансцендентных уравнений, описывающих преобразование координат напряжений и токов:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= u_d \cos \omega t - u_q \sin \omega t; \\ u_b &= u_d \cos \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) - u_q \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right); \\ u_c &= u_d \cos \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) - u_q \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right); \\ i_d &= \frac{2}{3} \left[i_a \cos \omega t + i_b \cos \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) + i_c \cos \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \right]; \\ i_q &= -\frac{2}{3} \left[i_a \sin \omega t + i_b \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) + i_c \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

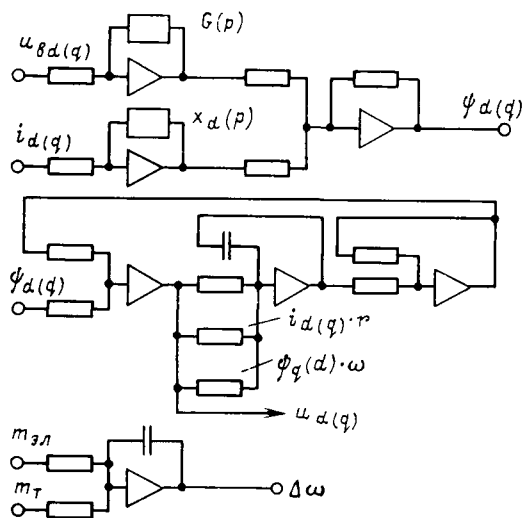


Рис. 1. Схема моделирования синхронной машины

Уравнения преобразования координат напряжений и токов средствами аналоговой и цифровой техники решаются с определенными трудностями: АВМ дают большую погрешность из-за необходимости использования грубых нелинейных блоков; ЦВМ не обеспечивают нужного быстродействия при решении задачи в реальном времени.

В основу решения задачи преобразования координат может быть положен принцип двойного преобразования переменных [8]. Согласно этому принципу преобразование из осей a, b, c к осям d, q и обратно происходит через быстровращающуюся ось x . Преобразование из осей d, q к оси x осуществляется с помощью функционального преобразователя I, содержащего ключи и фильтры. При этом напряжение на его выходе

$$u_x = u_d \cos n\omega_0 t - u_q \sin n\omega_0 t, \quad (5)$$

где ω_0 — синхронная скорость вращения; $n \approx 100$.

Преобразование из оси x к a, b, c происходит с помощью ступенчатого преобразователя II, содержащего аналоговые запоминающие устройства. При этом на его выходе образуется ступенчатое напряжение вида

$$u_a = \sum_{n=1}^{\infty} u_d \cos n\omega_0 T \delta(t - nT) - \sum_{n=1}^{\infty} u_q \sin n\omega_0 T \delta(t - nT). \quad (6)$$

Аналогичные выражения можно получить для напряжений u_b и u_c . При достаточно большом числе ступенек эти сигналы практически можно считать непрерывными или квазинепрерывными. Преобразование координат токов выполняется аналогичным образом.

Аналоговая модель преобразователя координат представлена на рис. 2.

Моделирование ЛЭП переменного тока осуществляется цепочечными Т-и Т-образными схемами [11]. При этом обычно подчеркивается, что такое моделирование называется приближенным физическим моделированием. Несмотря на то, что физическая природа явлений в такой линии соответствует оригиналу, приближение к нему зависит от числа звеньев. Геометрические размеры модели ЛЭП определяются соображениями добротности.

В таблице приведены параметры модели ЛЭП для различных напряжений.

На рис. 3, а представлен участок линии, воспроизводящий симметричные режимы. Участок линии, на котором воссоздаются неполнофазные режимы короткого замыкания или обрыв фазы, представляется схемой, учитывающей также и взаимные индуктивные и емкостные связи между фазами (рис. 3, б).

Выбор базисного напряжения и тока модели ЛЭП связан со стремлением уменьшить удельное влияние соединительных проводов и коммутационных устройств на добротность электропередачи. Фазное напряжение принято 10 В, а ток 25 мА.

В модели использованы автотрансформаторы и трансформаторы, входящие в состав универсальной расчетной модели электрических систем УРМЭС-2 [6]. Усло-

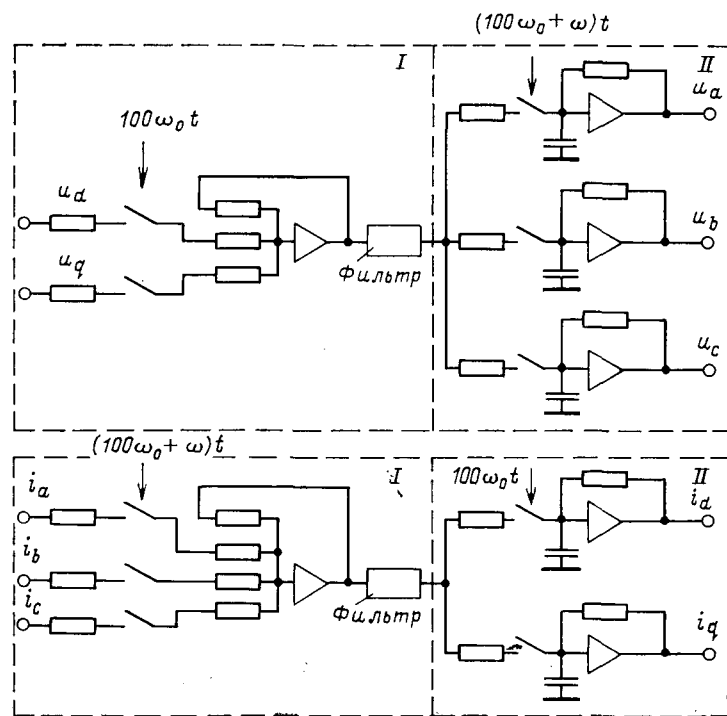


Рис. 2. Схема решения уравнений преобразования координат

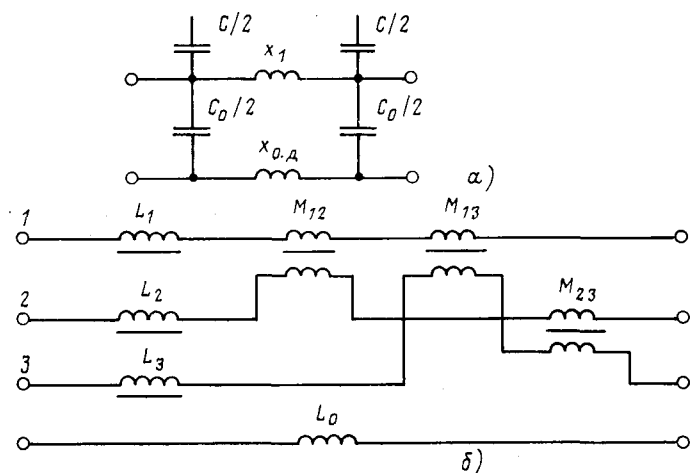


Рис. 3. Участки модели симметричной (а) и несимметричной (б) линии электропередачи

| Напряжение моделируемой ВЛ, кВ | x/r | Материал провода | Размер катушки |
|--------------------------------|-------|------------------|----------------|
| 330 | 7 | Э-42 | Ш-15 |
| 400—750 | 12—15 | Э-330 | Ш-20 |
| 1150 | 25—28 | Пермаллой | Ш-25 |

вия подобия трансформаторов модели и оригинала достигаются за счет компенсации избыточного активного сопротивления. Ниже приведены осциллограммы некоторых сравнительных процессов, полученных на модели и оригинале.

На осциллограммах (рис. 4) показаны процессы включения турбогенератора в сеть методом самосинхронизации, снятые на реальном генераторе и на модели. На рис. 5, а приведена осциллограмма пуска модели асинхронного двигателя Р-51-4 ($P_n=8$ кВт, $n_{ном}=1460$ об/мин, $s_{ном}=0,027$, $r_r=0,026$, $x_{r\sigma}=0,09$, $x_{\mu}=3,0$, $x_{\sigma}=0,09$, $r=0,06$ на холостом ходу, а на рис. 5, б — осциллограмма реального асинхронного двигателя [14] для того же режима. Как видно из обоих рисунков, в начальной стадии пуска в кривой момента вращения появляются знакопеременные составляющие, которые

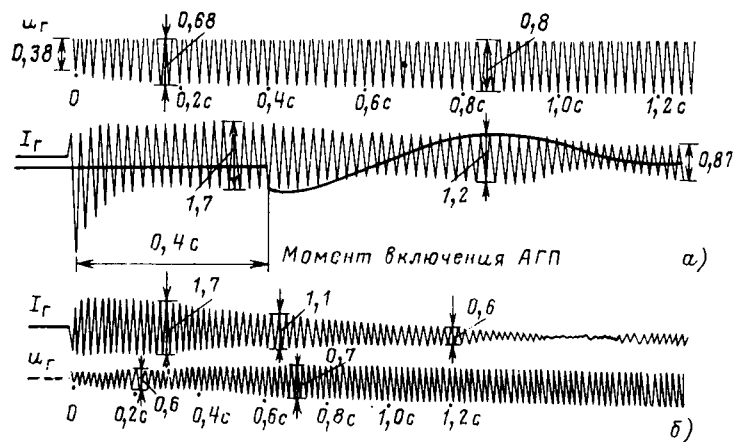


Рис. 4. Процессы самосинхронизации реального турбогенератора и модели

изменяются с частотой сети. Знакопеременная составляющая обусловлена главным образом взаимодействием вращающегося и неподвижного потоков в пространстве. Последний вызван апериодическими составляющими токов ротора и статора, а результате чего после затухания этих токов исчезает и знакопеременная составляющая момента. Амплитуда момента в начальной стадии пуска режима примерно $2,1 M_{ном}$, причем ее значение практически не зависит от нагрузки на валу и одно и то же как для реального асинхронного двигателя, так и модели. Переходные процессы в реальном электродвигателе и модели практически полностью затухают до частоты, соответствующей критическому скольжению $s_{кр} \approx 0,18$. Апериодическая составляющая фазного тока вызывает периодическую составляющую тока ротора по продольной оси i_d (рис. 5).

Продолжительность пуска для модели несколько больше (примерно 1 с), чем для реального асинхронного двигателя (0,6 с), разница обусловлена тем, что модель

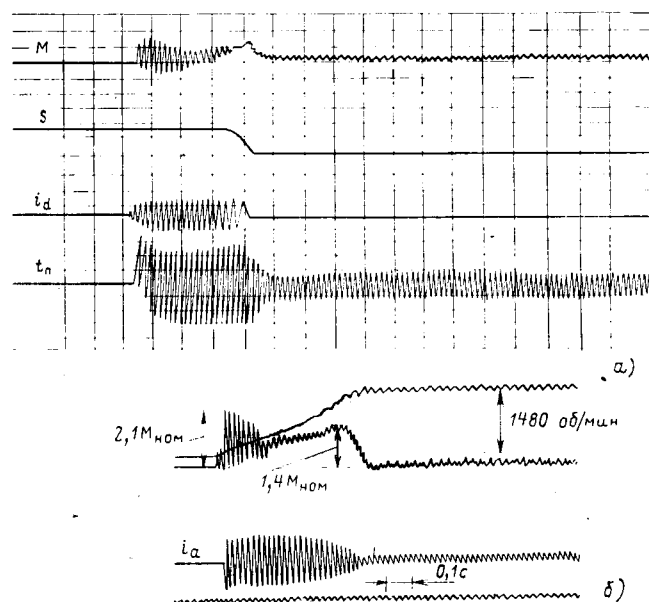


Рис. 5. Процессы пуска модели и реального асинхронного двигателя

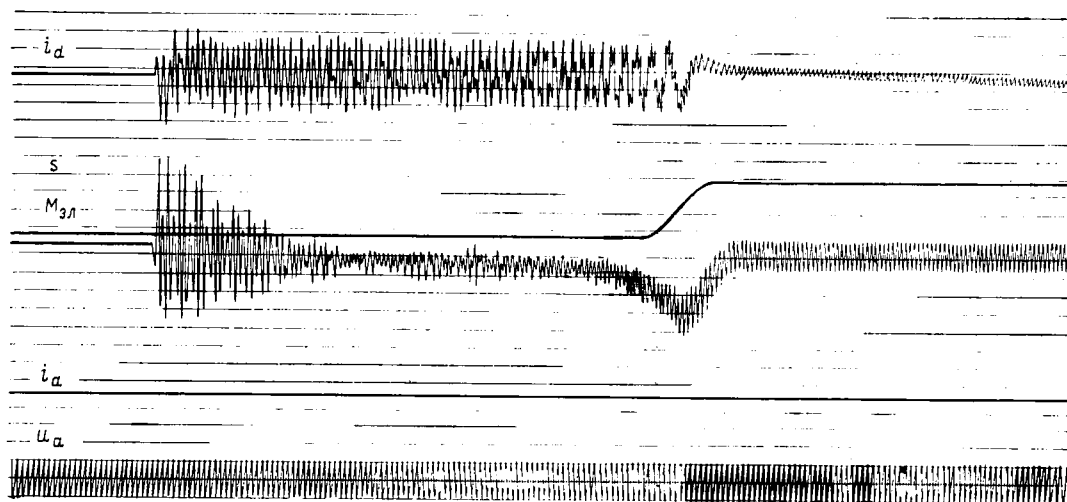


Рис. 6. Процесс пуска модели асинхронного двигателя при обрыве одной фазы

подключена к источнику питания через линию электропередачи.

На осциллограмме рис. 6 показан режим работы асинхронного двигателя при обрыве одной фазы статора ($i_a=0$), т. е. однофазный режим работы двигателя. Из этой осциллограммы видно, что продолжительность пуска асинхронного двигателя больше, чем при нормальном режиме работы ($t_n=2,4$ с вместо 1 с). Кривая электромагнитного момента двигателя для установившегося режима изменяется периодически во времени с удвоенной частотой около среднего значения. При этом по кривой скольжения видно, что двигатель работает вполне устойчиво, так как большая частота колебания электромагнитного момента не может вызывать заметных колебаний скорости вращения.

В кривой электромагнитного момента и составляющей тока по продольной оси ротора (i_d) в первый момент пуска наблюдаются биения. Биения объясняются тем, что общее сопротивление двигателя при несимметричном статоре и симметричном роторе зависит от углового положения ротора относительно статора. Максимум тока по продольной оси ротора достигает при совпадении осей обмоток статора и ротора. При этом сопротивление двигателя будет наименьшим. Наименьшее значение ток достигает при расположении осей обмоток статора и ротора под углом 90° . Частота биений определяется частотой изменения взаимного расположения обмоток статора и ротора.

Выводы. Предложена электронно-физическая модель, которая благодаря учету нелинейностей, трехфазному исполнению, простоте изменений параметров, возможности измерения переменных величин может быть использована для задач проектирования и исследования сложных и автономных ЭЭС, электрических машин, синхронных и асинхронных электроприводов.

2. Электронно-физическая модель позволяет исследовать многомашинные электрические системы для ре-

шения проблем управления регулирования и защиты в ЭЭС.

3. Электронно-физическая модель позволяет непосредственно подключать реальную аппаратуру регулирования, управления и защиты и проводить его наладку.

4. На базе электронно-физической модели могут быть созданы тренажеры для обучения диспетчерского персонала, а также учебные пособия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электродинамическое моделирование энергетических систем/ Под ред. М. П. Костенко. — М. — Л.: Изд. АН СССР, 1959.
2. Веников В. А., Иванов-Смоленский А. В. Физическое моделирование электрических систем. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1956.
3. Применение аналоговых вычислительных машин в энергосистемах/ Под ред. Н. И. Соколова. — М.: Энергия, 1970.
4. Пухов Г. Е., Кулик М. Н. Гибридное моделирование в энергетике. — Киев: Наукова думка, 1977.
5. Адонц Г. Т., Гамборян К. А., Муродян С. Г. Автоматизированная модель энергосистем. — Электрические станции, 1970, № 9.
6. Азарьев Д. И. Математическое моделирование электрических систем. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1962.
7. Бушуев В. В. Аналого-цифровое моделирование электро-энергетических систем. — М.: Энергия, 1980.
8. Рощин Г. В. Аналоговые модели электроэнергетической системы. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. № 4, 1970.
9. Лугинский Я. И. Специализированные АВМ для расчета электромеханических переходных процессов в электро-энергетических системах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1970, № 4.
10. Аналоговая и аналого-цифровая вычислительная техника. Сб. статей. — М.: Машиностроение, 1956.
11. Kimbark E. W. Discussion of a new a. c. analyzer (by H. P. Kuehni, P. G. Zorraine). — Trans. AIEE, 1938, № 57.
12. Van Ness I. E. Synchronous machine analogue for use with network analyzer. — Trans. AIEE, 1954, № 73, pt. 38.
13. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. — М.: Госэнергоиздат, 1950.
14. Трещев И. И. Методы исследования машин переменного тока. — М.: Энергия, 1969.

[18.04.83]

УДК 621.316.95.3.025

Математическая модель заземляющего устройства переменного тока

ПУЧКОВ Г. Г.

Постановка задачи. Изучение электромагнитного поля (ЭМП), создаваемого заземляющим устройством (ЗУ), необходимо как для решения вопросов техники безопасности, так и для определения воздействия ЭМП на автоматизированные системы управления, устанавливаемые на подстанциях высших классов напряжения. При этом во втором случае необходимо знание характеристик электромагнитного поля ЗУ в самом широком спектре частот.

Применяемая в настоящее время расчетная модель ЭМП сложного заземлителя [1 и 2] обладает следующими недостатками: ограничение рабочей области промышленной частотой, пренебрежение индукционным взаимодействием элементов ЗУ, применение электростатической модели поперечных параметров, определение продольного сопротивления без учета краевого эффекта,

пренебрежение запаздыванием поля, невозможность учета воздействия на ЗУ стороннего ЭМП и т. д. Предлагаемые решения направлены на устранение перечисленных недостатков и правомерны в самом широком спектре частот и размеров ЗУ. В его основу положены две системы дифференциально-интегральных уравнений, близких к решениям [3, 4]:

$$\left. \begin{aligned} V_i &= \sum_{j=1}^n \int_{l_j} R_{ij}^T \bar{I}_j d\tau_j; \\ \bar{V}_i &= Z_{ii}^0 I_i + \sum_{j=1}^n \int_{l_j} Z_{ij}^T I_j d\tau_j. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $i=1, \dots, n$ и j — номера элементов ЗУ или их частей, принимаемых за самостоятельные элементы при

дополнительном дроблении; l_j — длина j -го элемента, по которому производится интегрирование поперечных (R_{ij}^T) или внешних продольных (Z_{ij}^T) сопротивлений точка — точка; Z_{ii}^0 — внутреннее продольное сопротивление i -го элемента в рассматриваемой точке; $\bar{V}_i = -\frac{dV_i}{d\tau_i}$ и $\bar{I}_j = -\frac{dI_j}{d\tau_j}$ — соответственно продольный градиент потенциала и линейная плотность поперечного тока в рассматриваемых точках i -го и j -го элементов; τ_j — переменная интегрирования по длине рассматриваемого элемента.

Если положить в решении (1), что значения I_j и \bar{I}_j меняются вдоль элементов значительно медленнее, чем соответствующие сопротивления тока — точка, то символы I_j и \bar{I}_j можно вынести за знак интеграла. Если к тому же для параллельной системы линейных источников положить, что значения оставшихся интегралов не зависят от продольной координаты (т. е. пренебречь краевым эффектом), то получим хорошо известные уравнения длинной линии.

Для случая прямоугольной горизонтальной решетки вторую систему уравнений (1) следует применять в отдельности для элементов ЗУ, расположенных по осям X и Y . Короткие вертикальные элементы, рассматриваемые как эквипотенциальные, включаются только в первую систему уравнений (1). В противном же случае падение напряжения на них определяется с помощью второй системы, отнесенной только к вертикальным элементам. При наличии сторонних источников гальванического типа их воздействие на ЗУ включается в первую систему, а при индукционном влиянии — во вторую систему уравнений (1).

Решим (1) для случая, когда потенциалы и продольные точки меняются вдоль элементов ЗУ линейно, что всегда можно достигнуть с помощью дополнительного дробления элементов (в случае необходимости). Если теперь рассмотреть значения потенциалов V_i и их градиентов \bar{V}_i в середине каждого элемента ЗУ, то из первой системы уравнений (1) получим

$$V_i^c = \sum_{j=1}^n \bar{I}_j^c \int_{l_j} R_{ij}^T d\tau_j = \sum_{j=1}^n \bar{I}_j^c R_{ij}^K, \quad (2)$$

где R_{ij}^K — поперечное сопротивление между j -м элементом и серединой i -го элемента; V_i^c — потенциал в середине i -го элемента; \bar{I}_j^c — плотность тока в j -м элементе, неизменная по всей его длине.

Аналогично из второй системы уравнений (1) с учетом линейного изменения продольного тока $I_j(\tau) = I_j^c \pm \bar{I}_j^c \times \tau_j$ найдем

$$\begin{aligned} \bar{V}_i^c &= Z_{ii}^c I_i^c + \sum_{j=1}^n \left[I_j^c \int_{l_j} Z_{ij}^T d\tau_j + \bar{I}_j^c \int_{l_j} \tau_j Z_{ij}^T d\tau_j \right] = \\ &= Z_{ii}^c I_i^c + \sum_{j=1}^n [Z_{ij}^K I_j^c + Z_{ij}^T \bar{I}_j^c], \end{aligned} \quad (3)$$

где \bar{V}_i^c — постоянный градиент потенциала вдоль i -го элемента; I_j^c — продольный ток в середине j -го элемента; Z_{ij}^K — внешнее продольное сопротивление между j -м элементом и серединой i -го элемента; Z_{ij}^T —

дополнительное сопротивление, которое возникает за счет линейного изменения тока и которое для собственных значений $i=j$, а также для j -х элементов, лежащих в одном ряду с i -м элементом, тождественно равно нулю.

Внутреннее продольное сопротивление Z_{ii}^c в середине i -го элемента близко к сопротивлению бесконечного заземлителя, которое описывается формулой Неймана [5],

$$Z_{ii}^c \approx Z_0 = \frac{k_M}{2\pi r_0 \sigma_M} \frac{I_0(k_M r_0)}{I_1(k_M r_0)},$$

где r_0 — радиус заземлителя; $k = i\omega\mu g$ — волновое число среды; $\omega = 2\pi f$ — частота; $g = \sigma + i\omega\varepsilon$ — комплексная проводимость; σ — гальваническая проводимость; ε и μ — диэлектрическая и магнитная проницаемость, индекс «м» — характеризует среду (металл); I_0 и I_1 — модифицированные функции Бесселя нулевого и первого порядков.

В качестве подлежащих интегрированию значений Z_{ij}^T и R_{ij}^T можно использовать известные решения соответственно для векторного потенциала диполя и скалярного потенциала точечного источника, приведенные, например, в [5]. Но при этом пренебрегают запаздыванием поля, которое для бесконечных линий учитывается [6], путем введения постоянной распространения γ в модифицированные выражения волновых чисел $\kappa^2 = k^2 - \gamma^2$ земли и воздуха (реальные части γ , k и κ положительны). В соответствии с этим более правильно, по нашему мнению, воспользоваться выражениями для Z^T и R^T , которые при интегрировании в бесконечных пределах приводят к решениям для бесконечно длинного заземлителя (БДЗ), учитывающим запаздывание поля. В качестве таких решений для однородной земли можно рекомендовать следующие выражения [7]:

$$Z^T = i\omega 10^{-7} \left[E_1 - E_2 - \frac{1}{k_3^2} \frac{d^2}{dz_2^2} (E_2 - E_3) - z_2 \frac{dE_3}{dz_2} \right];$$

$$R^T = \frac{1}{4\pi g} [E_1 - E_2 + 2E_3],$$

где $E_1 = \exp(-\kappa_3 R_1)/R_1$; $E_2 = \exp(-\kappa_3 R_2)/R_2$; $E_3 = \exp(-\kappa_3 R_2)/R_2$; $R_1^2 = x^2 + y^2 + z^2$; $R_2^2 = x^2 + y^2 + z_2^2$; $z_2 = 2h - z$; h — глубина заковки, координатная ось X совмещена с БДЗ, а ось Z направлена вертикально вверх, индексы «з» и «в» характеризуют среды (земля и воздух).

При этом значение постоянной распространения определяется из следующего рекуррентного уравнения [7]

$$\begin{aligned} \gamma^2 &= \pi\sigma_3 \left\{ Z_0 + 2i\omega 10^{-7} \left[\ln \frac{1,84}{\kappa_3 r_0} - \frac{\gamma^2}{k_3^2} \ln \frac{-i\gamma}{\kappa_3} \right] \right\} \times \\ &\times \left[\ln \frac{1,12}{-i\gamma \sqrt{r_0 h_0}} \right]^{-1}, \end{aligned}$$

где $h_0^2 = 4h^2 + r_0^2$ при $h \leq r_0$ и $h_0 = 2h - r_0$ при $h > r_0$.

Как показали расчеты, если расстояния от концов элемента до рассматриваемой точки больше $1,5l_j$, то сопротивления R_{ij}^K и Z_{ij}^K с точностью первых процентов равны произведению длины l_j на соответствующее сопротивление точечного источника при его помещении в середину j -го элемента. При более близких расстоя-

ниях между элементами численное интегрирование выполнялось по формулам Симпсона. Нелинейность внутреннего сопротивления заземлителя, выполненного из стали, в рассматриваемых решениях не учитывалась, поскольку получаемая при этом поправка (например, к входному сопротивлению ЗУ) для реальных токов короткого замыкания (единицы и даже десятки килоампер) не превышает долей процента.

Итерационное решение. Уравнения (2) и (3) совместно с равенством $I_p = \sum_{j=1}^n \bar{I}_j^c l_j$, где I_p — значение вводимого в заземлитель тока, позволяют построить итерационную расчетную схему решетчатого заземляющего устройства. Полагая в нулевом приближении эквипотенциальный характер ЗУ и используя систему уравнений (2), найдем значения равномерно стекающих поперечных токов $\bar{I}_j^{(1)} = \bar{I}_j^c l_j$, стекающих с каждого элемента решетки при условии, что их потенциал равен единице. Просуммировав полученные значения поперечных токов по всем элементам ЗУ, определим поправочный коэффициент $K^{(1)} = I_p / \sum_{j=1}^n \bar{I}_j^{(1)}$, умножая на который найденные ранее значения поперечных токов, получим их фактическое значение, отвечающее эквипотенциальному заземлителю $V_0^{(1)} = K^{(1)}$.

Следующий этап решения заключается в определении продольных токов в начале и конце каждого элемента, что осуществляется путем последовательного суммирования полученных величин поперечных токов при движении от наиболее удаленных узлов ЗУ (для правильной решетки — внешние углы) к месту ввода тока. На первом цикле итераций разделение токов в узлах решетки по направлениям X и Y осуществляется путем деления пополам. При последующих циклах, когда заземлитель становится неэквипотенциальным, разделение токов выполняется пропорционально падениям потенциала на элементах, примыкающих к рассматриваемому узлу. Значения продольных токов по элементам ЗУ, расположенным на осях точки ввода тока I_p , определяются путем суммирования токов, подходящих с периферии ЗУ к рассматриваемому узлу, с поперечным током, стекающим с данного элемента.

Следующая операция заключается в определении падения потенциала δU_j на каждом элементе ЗУ согласно системе уравнений (3). При этом окончательное падение напряжения на участке место ввода тока — рассматриваемый узел определяется путем осреднения значений δU , получаемых при движении по двум возможным направлениям обхода. Вычитая найденные таким образом падения напряжений из входного потенциала $V_0^{(1)}$, определяем в первом приближении распределения потенциалов по неэквипотенциальному ЗУ.

Второй цикл итераций снова начинается с решения системы уравнений (2) и определения поправочного коэффициента $K^{(2)}$. Все последующие операции повторяются с той лишь разницей, что входное значение потенциала для i -го итерационного цикла определяется как $V_0^{(i)} = V_0^{(i-1)} K^{(i)}$. Итерационный процесс прекращается при получении устойчивых (с заданной точностью) значений потенциала в месте ввода I_p . В случае нескольких точек ввода расчет выполняется для каждого тока I_p в отдельности, а затем полученные результаты суммируются.

В табл. 1 приведены значения потенциалов, полу-

Таблица 1

| Координаты точек, м | | Результаты расчетов значений потенциалов | | | | | | | | | |
|---------------------|-----|--|-----|----|--------------------------------------|----|---------------------------------------|-----|----|---|-----|
| | | по алгоритму [2] | | | по итерационной модели (с γ) | | по аналитической модели (с γ) | | | по аналитической модели (без γ) | |
| x | y | Mod (V) | Re | Im | Re | Im | Mod (V) | Re | Im | Re | Im |
| 150 | 160 | 192 | 191 | 19 | 161 | 45 | 166 | 160 | 45 | 160 | 2 |
| 150 | 80 | 177 | 177 | 2 | 150 | 28 | 152 | 150 | 27 | 149 | —16 |
| 150 | 0 | 173 | 173 | —3 | 148 | 22 | 149 | 148 | 22 | 146 | —21 |
| 150 | 280 | 176 | 176 | 1 | 151 | 28 | 152 | 150 | 27 | 149 | —16 |
| 100 | 160 | 181 | 181 | 6 | 154 | 34 | 156 | 153 | 32 | 151 | —11 |
| 0 | 160 | 175 | 175 | 0 | 150 | 27 | 151 | 149 | 25 | 147 | —18 |
| 0 | 0 | 172 | 172 | —4 | 146 | 19 | 148 | 147 | 21 | 145 | —22 |
| 0 | 280 | 174 | 174 | —1 | 147 | 22 | 150 | 148 | 24 | 147 | —19 |

ченные для прямоугольного решетчатого заземлителя с координатами узлов по оси X — 0, 50, 100, 150, 200, 250, 300 м и по оси Y — 0, 40, 80, 120, 160, 200, 240, 280 м при следующих расчетных параметрах: $h=0,5$, $r_0=0,02$, $\sigma_a=0,01$, $\sigma_m=7 \cdot 10^6$, $\mu_m=200\mu_v$, $\mu_v=\mu_a=4\pi \times 10^{-7}$, $\epsilon_m=\epsilon_a=\epsilon_v=10^{-9}/36\pi$.

Расчетный ток $I_p=1$ кА с частотой $f=50$ Гц вошел в узел $x=150$ и $y=140$ м. Для сравнения в табл. 1 демонстрируются результаты расчетов, выполненных по алгоритму [2] и с помощью предлагаемых расчетных моделей — итерационной и аналитической, алгоритм которой будет рассмотрен далее.

В случае аналитического решения вычисления выполнялись с учетом и без учета запаздывания поля. Как видим из табл. 1, в обоих решениях несмотря на принципиальное различие математических моделей достигнуты очень близкие расчетные значения потенциалов. Применяемый в настоящее время на практике алгоритм [2] дает более высокие (на 15—17 %) величины действительной части и модуля потенциала и меньшие значения его мнимой части.

Как показали исследования, область применения итерационной расчетной модели ограничена сверху частотами порядка первых сотен герц, пока гальванические связи между элементами ЗУ преобладают над индукционными. При дальнейшем повышении частоты итерационный процесс начинает расходиться, вследствие резкого увеличения комплексности потенциалов. Несмотря на указанное ограничение по частоте и ряд других недостатков, итерационная модель в области низких частот обладает существенным преимуществом, а именно — возможностью резко увеличить число рассматриваемых элементов ЗУ. Действительно, при использовании рассмотренного алгоритма система уравнений (3) практически не решается, а построчно используется для прямых расчетов градиента потенциала по рассматриваемому элементу.

Для определения поперечных токов можно применить итерационный способ (например, метод Зейделя) решения системы уравнений (2), поскольку собственные значения поперечных сопротивлений значительно больше взаимных, а их комплексностью в области низких частот можно пренебречь. В соответствии с этим число рассматриваемых элементов ЗУ может быть увеличено в несколько раз, что позволит рассматривать реальные конструкции ЗУ, а не их расчетные схемы,

искажающие фактическое распределение электромагнитного поля.

Аналитическое решение. Поскольку применение итерационной модели ограничено по частоте, было разработано аналитическое решение, правомерное в широком спектре частот. Еще при исследовании итерационного решения выяснилось, что поправочными членами $Z_{ij}^n I_j^c$ в уравнениях (3) можно пренебречь. Действительно, основное значение градиента \bar{V}_i^c определяется токами, протекающими в самом i -м и в близлежащих элементах того же ряда решетки, для которых поправочный член $Z_{ij}^n I_j^c$ тождественно равен нулю. Вклад, вносимый остальными элементами ЗУ, в лучшем случае составляет несколько процентов для близлежащих элементов, а для остальных и того меньше, и потому может быть определен с пониженной точностью. В соответствии с этим уравнения (2) и (3) после несложных преобразований можно представить в виде

$$V_i^{(+)} = \sum_{j=1}^n R_{ij} I_j^{(-)}, \quad V_i^{(-)} = \sum_{j=1}^n Z_{ij} I_j^{(+)}, \quad (4)$$

где $R_{ij} = 4R_{ij}^k / l_j$; $Z_{ij} = Z_{ij}^k l_i$; $Z_{ii} = (Z_{ii}^c + Z_{ii}^u) l_i$; $V_i^{(+)} = V_i^n + V_i^k$; $V_i^{(-)} = V_i^n - V_i^k$; $I_j^{(+)} = 0,5 (I_j^n + I_j^k)$; $I_j^{(-)} = 0,5 (I_j^n - I_j^k)$, индексы «н» и «к» означают начало и конец рассматриваемого элемента ЗУ.

Проведя обращение квадратичных матриц $\|R_{ij}\|$ и $\|Z_{ij}\|$, получаем

$$I_i^{(-)} = \sum_{j=1}^n \bar{R}_{ij} V_j^{(+)}, \quad I_i^{(+)} = \sum_{j=1}^n \bar{Z}_{ij} V_j^{(-)}, \quad (5)$$

где \bar{R}_{ij} и \bar{Z}_{ij} — коэффициенты обращенных матриц, отвечающие значениям поперечных и продольных проводимостей элементов ЗУ.

Из (5) можно найти значения продольных токов в начале и конце каждого элемента ЗУ, выраженные через потенциалы во всех узлах решетки и определенные комбинации проводимостей \bar{R}_{ij} и \bar{Z}_{ij} .

В качестве примера рассмотрим правильную горизонтальную решетку, имеющую m узлов по оси X и n узлов по оси Y . При этом будем вести построчный подсчет порядкового номера элементов и узлов, пронумеровав в первую очередь все Y -е элементы, общее число которых равно $N_y = m(n-1)$. Тогда, представляя значения потенциалов в узлах (V_i) в виде двух сумм — по X (параметр l) и по Y (параметр k) и используя обозначения $\bar{A}_{ij} = \bar{R}_{ij} + \bar{Z}_{ij}$, $\bar{B}_{ij} = \bar{R}_{ij} - \bar{Z}_{ij}$ (для проводимостей) и $l = m(k-1)$, $a = l - m$, $b = N_y + l - k$, $c = b - 1$ (для индексов), получаем для токов в начале (I_p^n) и конце (I_p^k) каждого Y -го элемента, имеющего порядковый номер «р»:

$$I_p^n = \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^m (A_1 + B) V_l; \quad I_p^k = \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^m (A_2 + B) V_l,$$

где $A_1 = A_{pt}$ (при $k=1$) или $A_1 = \bar{B}_{pa}$ (при $k=n$) иначе $A_1 = \bar{A}_{pt} + \bar{B}_{pa}$, $A_2 = \bar{B}_{pt}$ (при $k=1$) или $A_2 = \bar{A}_{pa}$ (при $k=n$) иначе $A_2 = \bar{A}_{pa} + \bar{B}_{pt}$; $B = \bar{R}_{pc}$ (при $l=1$) или $B = \bar{R}_{pb}$ (при $l=m$) иначе $B = \bar{R}_{pb} + \bar{R}_{pc}$.

Соответственно для токов в начале (I_q^n) и в конце (I_q^k) каждого X -го элемента, имеющего общий порядковый

номер « q » ($q > N_y$), получим

$$I_q^n = \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^m (B_1 + A) V_l; \quad I_q^k = \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^m (B_2 + A) V_l,$$

где $B_1 = \bar{A}_{qc}$ (при $l=1$) или $B_1 = \bar{B}_{qb}$ (при $l=m$) иначе $B_1 = \bar{A}_{qc} + \bar{B}_{qb}$; $B_2 = \bar{B}_{qc}$ (при $l=1$) или $B_2 = \bar{A}_{qb}$ (при $l=m$) иначе $B_2 = \bar{A}_{qb} + \bar{B}_{qc}$; $A = \bar{R}_{qt}$ (при $k=1$) или $A = \bar{R}_{qa}$ (при $k=n$) иначе $A = \bar{R}_{qt} + \bar{R}_{qa}$.

Следует отметить, что использование аналитических выражений для индексной связи порядковых номеров элементов и узлов решетки вряд ли целесообразно, особенно при сложных конструкциях ЗУ. Более просто создавать такие связи непосредственно при программировании, включая порядковый номер узла в порядковый номер элемента.

Суммируя продольные токи, подходящие к каждому узлу ЗУ и приравнивая их вводимому в этот узел внешнему току I_p , получаем систему уравнений узловых потенциалов, коэффициентами которых будут еще более сложные комбинации проводимостей \bar{R}_{ij} и \bar{Z}_{ij} . Если поместить начало координат горизонтальной решетки в левый верхний узел и ввести обозначения токов, протекающих к рассматриваемому узлу по оси X слева и справа соответственно I_1 и I_3 , а подходящих по оси Y сверху и снизу I_2 и I_4 , то при составлении названной системы уравнений можно воспользоваться соотношением $I_3 + I_4 - I_1 - I_2 = I_p$.

Решив эту систему, найдем значения потенциалов в узлах решетки и далее с помощью уравнения (5) определим продольные токи в начале и конце каждого элемента ЗУ. После этого возможно рассчитать индукционное и потенциальное поля, создаваемые рассматриваемым заземляющим устройством в окружающем его пространстве.

Результаты расчетов. Первоначальная проверка результатов решения по предлагаемому способу проводилась на протяженном заземлителе путем сопоставления с вычислениями по уравнениям длинной линии. На рис. 1 и 2 демонстрируются результаты расчетов потенциалов для заземлителя длиной $L=500$ м соответственно при частотах $f=50, 1000$ Гц и $f=10, 100$ кГц. В процессе расчетов с помощью аналитического решения заземлитель разбивался сначала на 10 элементов длиной $l_0=50$ м, а затем на более мелкие отрезки. При приведенной длине $|\gamma l_0| < 1$ результаты расчетов по предлагаемому способу и по уравнениям длинной линии различаются не более чем на 10 %. При частотах $f \leq 1$ кГц, когда для $l_0=50$ м имеем $|\gamma l_0| \approx 0,45$, дополнительное дробление не оказывает существенного влияния на результаты расчетов. С повышением частоты до 10 и 100 кГц, когда при $l_0=50$ м приведенная длина достигает значений соответственно $|\gamma l_0| \approx 1,5$ и $|\gamma l_0| \approx 4,5$, входные значения потенциалов по предлагаемому решению и уравнениям длинной линии оказываются достаточно близкими ($\delta \leq 5\%$), однако затем получаемые результаты расходятся. Сгущение дробления до $|\gamma l_0| \approx 0,5-0,6$ приводит к небольшому (до 10 %) увеличению разности обоих решений по начальному значению потенциала, но затем расхождение быстро убывает. Следует также отметить, что в области $|\gamma x| > 5$, когда значения потенциала падают до первых процентов от величины V_0 и осциллируют по фазовому углу, предлагаемое решение начинает давать завышенные результаты.

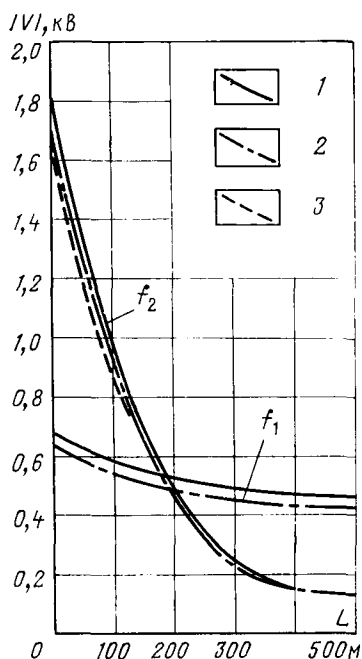


Рис. 1. Сопоставление результатов расчета потенциалов в протяженном заземлителе при частотах $f_1=50$ Гц и $f_2=1000$ Гц: 1 — по уравнениям длинной линии; 2 — по предлагаемой методике при $l_0=50$ м; 3 — тоже при $l_0<50$ м

Таким образом, при его использовании длина элементов не должна превышать значения $|V_0| \approx 0,5-0,6$, а всю расчетную область рекомендуется ограничивать расстояниями $|r| \leq 7-10$ от места ввода тока. Приведенные условия уточняют требование о линейном изменении потенциалов и продольных токов по элементам ЗУ и ограничивают область применения предлагаемого решения.

В табл. 2 приведены сопоставления экспериментальных и расчетных значений потенциалов, полученных для линейного заземлителя Харьковского политехнического института при параметрах $f=50$ Гц, $I_p=6187$ А, $L=110$ м, $r_0=7$ мм, $h=0,8$ м и $\sigma_s=2,86 \times 10^{-2}$ Ом·м⁻¹. Наиболее близкое совпадение с результатами эксперимента дает предлагаемая расчетная модель ($\sigma < 5\%$). Ошибки алгоритма [2] составили $\delta \approx 6-13\%$, а ошибки уравнений длинной линии достигают значений $\delta \approx 17-21\%$. Как видим, уменьшение длины заземлителя L с 500 до 110 м привело к увеличению ошибок за счет пренебрежения краевым эффектом.

Результаты расчетов по предлагаемым решениям и с помощью алгоритма [2] для решетчатого ЗУ при частоте 50 Гц приведены в табл. 1. Как и в случае экспериментального линейного заземлителя, алгоритм [2] дает несколько завышенные значения потенциала, по-видимому, из-за применения электростатической модели поперечных параметров ЗУ. Относительные характеристики неэквипотенциальности по предлагаемым решениям и по алгоритму [2] практически совпадают. На основании этого можно сделать предположение, что при низких частотах пренебрежение индукционным взаимодействием элементов ЗУ, допущенное в решении [2], компенсируется использованием повышенных погонных значений продольных сопротивлений, не учитывающих краевого эффекта.

Результаты расчетов по предлагаемому аналитическому решению с учетом и без учета запаздывания поля при частоте $f=50$ Гц хорошо совпадают по модулю и реальной части, но различаются по мнимой части потенциала. Расчеты, выполненные без учета γ , дали

| Способ решения | Значения Mod (V) при расстоянии от начала заземлителя (м) | | | | | | | |
|-----------------------------|---|------|------|------|------|------|------|------|
| | 0 | 11 | 22 | 33 | 44 | 55 | 77 | 99 |
| Предлагаемый | 4544 | 4401 | 4277 | 4170 | 4079 | 4003 | 3894 | 3838 |
| По алгоритму [2] | 4926 | 4760 | 4610 | 4490 | 4390 | 4290 | 4160 | 4090 |
| По уравнениям длинной линии | 5272 | 5120 | 4986 | 4870 | 4771 | 4689 | 4571 | 4513 |
| Экспериментальные данные | 4349 | 4260 | 4170 | 4130 | 4090 | 4000 | 3910 | 3870 |

слабо положительное значение $\text{Im}(V_0) \approx 1,6$ только в месте ввода тока. По всем остальным узлам ЗУ при этом виде решения фиксируются существенно отрицательные значения мнимой части потенциала, что говорит против рассматриваемой расчетной модели.

При повышении частоты до 1 и 10 кГц, как следует из табл. 3, расхождение решений с учетом и без учета запаздывания поля еще более увеличивается. В целом повышение частоты до 1 кГц приводит к существенному увеличению мнимой части и фазового угла входного сопротивления ЗУ, в то время как его реальная часть остается практически без изменений. Одновременно сильно возрастает неэквипотенциальность заземлителя, что сопровождается падением потенциала в углах ЗУ примерно до 30 % его входного значения. При повышении частоты до 10 кГц происходит резкое увеличение как реальной, так и мнимой частей входного сопротивления. При этом по периферии ЗУ появляются отрицательные значения (единицы вольт) как мнимой, так и реальной частей потенциалов, что связано с осцилляцией поля при больших расстояниях от места ввода тока. При дальнейшем повышении частоты (до 100 кГц) значение потенциала поднимается до $|V_0| = 3035$ В, что сопровождается его почти полным затуханием (до нескольких процентов) на элементах ЗУ, непосредственно примыкающих к месту ввода тока. Правомочность выполненного решения подтверждается тем фактом, что для одиночного протяженного заземлителя на этой частоте получено значение входного потенциала $|V_0| \approx 12$ кВ.

Выводы. 1. Математическая модель сложного заземляющего устройства описывается двумя системами дифференциально-интегральных уравнений, первое из которых связывает значения потенциала с поперечными характеристиками заземлителя, а второе — его продольные параметры с падением напряжения.

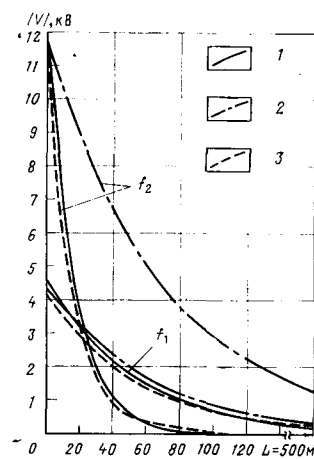


Рис. 2. Сопоставление результатов расчета потенциалов в протяженном заземлителе при частотах $f_1=10$ кГц и $f_2=100$ кГц: 1 — по уравнениям длинной линии; 2 — по предлагаемой методике при $l_0=50$ м; 3 — то же при $l_0<50$ м

Таблица 3

| Координаты точек | | Результаты расчетов значений потенциалов при частотах | | | | | | | | | |
|------------------|-----|---|-----|-----|--------------|-----|-------------------|-----|------|--------------|-----|
| | | $f=1$ кГц | | | | | $f=10$ кГц | | | | |
| | | с учетом γ | | | без γ | | с учетом γ | | | без γ | |
| x | y | Mod (V) | Re | Im | Re | Im | Mod (V) | Re | Im | Re | Im |
| 150 | 160 | 296 | 162 | 248 | 173 | 169 | 1204 | 597 | 1045 | 749 | 846 |
| 150 | 80 | 119 | 100 | 64 | 106 | -11 | 83 | 80 | 22 | 109 | -84 |
| 150 | 0 | 80 | 79 | 15 | 76 | -56 | 6 | -5 | -3 | -26 | -15 |
| 150 | 280 | 118 | 109 | 46 | 113 | -33 | 17 | 9 | -14 | -14 | -67 |
| 100 | 160 | 169 | 125 | 113 | 134 | 35 | 294 | 260 | 137 | 345 | -28 |
| 0 | 160 | 100 | 96 | 28 | 95 | -47 | 14 | -9 | -11 | -33 | -36 |
| 0 | 0 | 74 | 74 | -2 | 65 | -69 | 7 | -7 | 2 | -15 | 20 |
| 0 | 280 | 98 | 97 | 14 | 93 | -61 | 14 | -14 | 0 | -38 | 15 |

2. Итерационное решение позволяет в несколько раз увеличить число рассчитываемых элементов, но его применение ограничено частотами порядка первых сотен герц. При более высоких частотах итерационный процесс расходуется, по-видимому, вследствие резкого увеличения комплексности потенциалов.

3. Аналитическое решение правомерно в широком спектре частот и может быть использовано для определения ЭМП заземлителя при его работе в режиме короткого замыкания.

4. С повышением частоты до 1 кГц увеличиваются в основном мнимая часть и фазовый угол входного со-

противления заземляющего устройства, а также его неэквипотенциальность. При дальнейшем повышении частоты резко возрастают как мнимая, так и реальная части входного сопротивления и происходит концентрация токов вблизи места ввода.

5. Учет запаздывания поля путем введения постоянной распространения в модифицированные выражения волновых чисел земли и воздуха позволяет уточнить распределение токов и потенциалов по заземлителю.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Якобс А. И., Эбин Л. Е. Применение метода наведенных потенциалов при расчете сложных заземлителей в неоднородных грунтах. — Электричество, 1964, № 9, с. 1—6.
2. Якобс А. И., Петров П. И. Об учете «продольного» сопротивления горизонтальных элементов крупных заземляющих устройств. — Электричество, 1974, № 1, с. 13—19.
3. Тозони О. В. Электродинамическая теория цепей. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1977, № 1, с. 85—101.
4. Тозони О. В. Уравнения электродинамической теории цепей. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1979, № 1, ст. 67—85.
5. Стрижевский И. В., Дмитриев В. И. Теория и расчет влияния электрифицированной железной дороги на подземные металлические сооружения. — М.: Стройиздат, 1967. — 247 с.
6. Гринберг Г. А., Бонштедт Б. Э. Основы точной теории волнового поля линий электропередачи. — ЖТФ, 1954, т. XXIV, вып. 1, с. 67—95.
7. Пучков Г. Г., Ивакин И. В. Единая математическая модель электромагнитного поля линейного источника, расположенного в воздухе или земле. — Сб. трудов: Проблемы создания электропередач сверхвысокого напряжения. М.: ЭНИН, 1980, с. 90—104.

[23.08.82]

УДК [62-83:629.113.6].001.57

Исследование систем тягового электропривода электромобилей с помощью математического моделирования

ЕФРЕМОВ И. С., доктор техн. наук, АНДРЕЕВ Ю. М., ЛИСТВИНСКИЙ М. С., кандидаты техн. наук

Москва

Как известно, современное понятие «электромобиль» охватывает дорожные безрельсовые пневмоколесные транспортные средства с электроприводом ведущих колес, питаемым от автономной энергоустановки [1].

Главной проблемой развития пассажирских и грузовых электромобилей является обеспечение их высоких технико-экономических и эксплуатационных качеств за счет эффективного использования энергии топлива в теплоэлектрических агрегатах и электроэнергии, запасенной в электрохимических аккумуляторах. Эта проблема тем более актуальна, что высокоэнергоемких химических источников тока, пригодных для энергетических установок электромобилей, пока нет.

Работы по проблеме имеют своей целью решение трех важнейших задач:

разработку и создание новых, наиболее рациональных систем тягового электропривода для электромобилей различного назначения;

исследование и совершенствование существующих тяговых электроприводов, их модернизацию;

унификацию приводов и выдачу рекомендаций по использованию серийного тягового электрооборудования поагрегатно или в комплексе.

Основными критериями оценки систем тягового электропривода являются требования по обеспечению: заданных тягово-динамических и скоростных качеств, производительности электромобилей; высокой эффективности преобразования энергии; заданного уровня надежности тягового электрооборудования;

приемлемых технико-эксплуатационных и экономических показателей электромобилей.

Указанные задачи могут быть успешно решены лишь при условии исследования системы тягового электропривода не изолированно, а в комплексе с транспортным средством, режимом его движения и условиями эксплуатации.

Значительный народнохозяйственный эффект от внедрения результатов исследования может быть получен в короткий срок и при минимальных затратах за счет

широкого использования математического моделирования на ЭВМ. В этом случае есть возможность максимально учесть весь комплекс факторов, определяющих работоспособность системы тягового электропривода, технико-эксплуатационные и экономические показатели электромобиля при ее различных вариантах системы, не прибегая для каждого из них к изготовлению уникального оборудования, организации и проведению натурных испытаний и привлечению на длительный срок большого количества специалистов.

Многовариантность исследования позволяет быть уверенным в том, что по его результатам может быть выбрана система, обеспечивающая электромобиле наиболее высокие технико-эксплуатационные показатели при современном уровне развития техники электромашиностроения и электрохимических аккумуляторов. В связи с этим в описываемой методике базовым является расчетное вариантное исследование на ЭВМ математической модели сложного многофакторного комплекса «Электромобиль — система тягового электропривода электромобиля — режим и условия его движения (ЭМ-СТЭП-РУД)». Математическая модель включает параметры и функциональные зависимости, описывающие характеристики компонентов комплекса и связи между ними, а также логические операции, обусловленные принятым законом регулирования системы, ограничениями и программой автоматизации выбора моделируемого режима.

На ЦВМ моделируются: движение электромобиля по любой трассе в заданном скоростном режиме, работа системы тягового электропривода в процессе изменения энергетических, электрических и тепловых параметров ее агрегатов. При этом режимы движения электромобиля и работы привода в процессе моделирования выбираются и корректируются автоматически в соответствии с заданной скоростью и условиями движения, с одной стороны, законом регулирования системы и ограничениями, обусловленными характеристиками агрегатов и устройств, с другой.

В соответствии с критериями оценки систем тягового электропривода электромоделей и с целью получения необходимых данных для такой оценки в результате моделирования определяются:

основные параметры и характеристики агрегатов, искомого варианта СТЭП;

графики изменения электрических и энергетических параметров системы, тягово-динамических и скоростных параметров электромобиля во времени и в функции пути;

графики изменения теплового состояния тяговых электрических агрегатов;

графики изменения параметров регулирования; технико-экономические показатели работы электромобиля, в том числе:

пробег (при питании тягового привода от энергетической установки, включающей химические источники тока);

производительность (в тонно-километрах или пассажирокилометрах за рейс, смену, сутки);

средняя эксплуатационная скорость и скорость сообщения;

расход топлива и электроэнергии;

приведенные затраты на тонно-километр или пассажиро-километр.

Среди результирующих параметров следует особо отметить интегральный к. п. д. системы тягового электро-

привода η_c , представляющий собой отношение полезной работы $A_{пол}$, выполненной электромобилем по перевозке груза или пассажиров с начала работы системы до текущего момента, к израсходованной энергии A_n автономных источников тока за тот же промежуток времени.

С помощью интегрального к. п. д. может быть выполнена объективная сравнительная оценка энергетической эффективности систем тягового электропривода самых различных типов в любом режиме нагружения и при любых условиях эксплуатации электромобиля.

Особое место среди результатов моделирования занимает параметр, значение которого отражает уровень надежности наиболее напряженных звеньев системы тягового электропривода, например, тяговых электродвигателей и генератора. Этот параметр представляет собой наработку на отказ T (в часах) и имеет особо важное значение для исследования и оценки тягового привода тяжелых карьерных электромоделей-самосвалов.

Дополнительно при моделировании на печать выводятся сигналы, поясняющие прекращение расчета исследуемого варианта по причине выхода за пределы допустимых значений по критериям и ограничениям. К числу таких сигналов относятся: «Динамика», «Скорость», «Уклон», «Путь», «Время», «Энергия», «Превышение температуры тягового электродвигателя», «Превышение температуры тягового генератора», «Превышение температуры тяговой аккумуляторной батареи».

Моделирование каждого варианта ведется в два этапа.

Этап I. Расчет основных параметров агрегатов системы тягового электропривода и проверка выполнения требований по тягово-динамическим и скоростным качествам электромобиля в эталонных дорожных условиях. В случае невыполнения указанных требований возможна (если это предусмотрено программой исследования) автоматическая корректировка в определенных пределах установленной мощности агрегатов системы и их характеристик.

Этап II. Моделирование работы системы тягового электропривода при движении электромобиля в заданном скоростном режиме по реальной трассе с выводом на печать всего комплекса результирующих параметров и характеристик.

Математическое описание каждого из компонентов комплекса ЭМ-СТЭП-РУД имеет свои особенности и определенную специфику в подготовке исходных данных — в форме математического описания и в форме ввода в модель.

При исследовании и совершенствовании существующих систем тягового электропривода, а также при определении возможностей унификации приводов и использования серийного тягового электрооборудования предусматривается проведение предварительных стендовых испытаний агрегатов и устройств по специальным программам и методикам с целью получения исходных данных. Испытания могут включать физическое моделирование (например, тяговой аккумуляторной батареи) в режимах нагрузки, свойственных данному агрегату в составе системы тягового электропривода и соответствующих режиму и условиям движения электромобиля.

Исходные характеристики принципиально новых электрохимических источников тока и тяговых агрегатов определяются в результате предварительных расчетов и исследований. Расчеты могут выполняться как в ходе математического моделирования на этапе поиска

установленной мощности агрегатов системы, так и отдельно по специальным алгоритмам.

По электромобилу учитываются те характеристики, которые в наибольшей степени влияют на выбор параметров системы тягового электропривода:

масса в порожнем и груженом состояниях, колея, база, лобовая площадь, коэффициент обтекаемости, параметры ходовой части;

заданные тягово-динамические и скоростные показатели (время разгона до контрольной скорости, динамический фактор, максимальная скорость, максимальный преодолеваемый подъем, интенсивность замедления при электрическом торможении);

производительность, требования по экономическим и эксплуатационным показателям, в частности, по пробегу машины без подзаряда тяговой аккумуляторной батареи.

Объем исходных данных по системе тягового электропривода зависит от ее типа и структуры. Математическая модель позволяет исследовать и сопоставлять системы с однотипными и комбинированными энергетическими установками на базе химических источников тока (электрических аккумуляторов) и теплоэлектрических (двигатель-генераторных) агрегатов с групповым или индивидуальным приводом ведущих колес. Причем, возможно исследование систем с комбинированными энергоустановками при совместной и раздельной (поочередной) работе источников тока.

Предусматривается моделирование работы двигатель-генераторного агрегата как в переменном режиме однотипной теплоэлектрической энергоустановки, так и в «стационарном» режиме, обеспечивающем минимум токсичных веществ в отработавших газах, когда двигатель-генераторный агрегат в составе комбинированной энергоустановки совместно с аккумуляторной батареей питает тяговый привод.

По двигателю внутреннего сгорания в модели учтены: зависимость мощности от частоты вращения вала (внешняя характеристика), зависимости расхода топлива от мощности при различных частотах (нагрузочные характеристики), закон регулирования двигателя, ограничение по мощности и частоте к. п. д.

Помимо внешних характеристик генератора, закона регулирования возбуждения и к. п. д. в модель вводятся его конструктивные параметры, необходимые для расчета теплового состояния обмоток.

Тяговая аккумуляторная батарея описывается комплексом зарядно-разрядных характеристик отдельного элемента и зависимостями изменения их параметров от степени заряженности и температуры электролита, а также массо-габаритными параметрами элемента с учетом изоляционных и вентиляционных интервалов, электрических соединений между аккумуляторами и секциями батареи. В случае применения системы централизованной заливки и газоотвода учитываются параметры последней. Эти данные используются для расчета массы и габаритов тяговой аккумуляторной батареи и ее секций с учетом заданной грузоподъемности электромобиля и других ограничений, заложенных в модель.

Для расчета и контроля теплового состояния аккумуляторов учитываются данные конструкции и материалов аккумуляторных элементов, а также условия их охлаждения.

Предусмотрено моделирование работы секционированной тяговой аккумуляторной батареи. Переключение

Рис. 1. Вольт-амперные характеристики аккумуляторного элемента. Линии ab и cd — рабочие части соответственно разрядной и зарядной характеристик; I_p и I_a — токи разряда и заряда

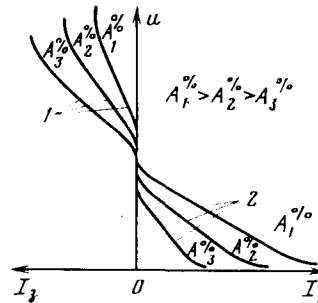
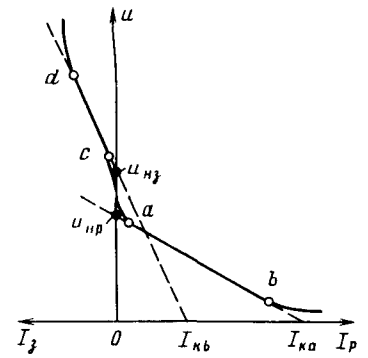


Рис. 2. Изменение вольт-амперных характеристик аккумуляторного элемента в функции степени заряженности: 1 — зарядные характеристики; 2 — разрядные характеристики; $A_1\%$, $A_2\%$, $A_3\%$ — степени заряженности

секций производится по сигналам управления тяговым приводом в соответствии с уставками тока и напряжения в режимах разряда и заряда.

К электрическим параметрам аккумуляторного элемента, учитываемым в модели, относятся вольт-амперные характеристики: разрядные $u_p(I_p)$ и зарядные $u_a(I_a)$. Экспериментальные исследования показали, что их графические изображения и взаимное расположение при одной и той же степени заряженности $A\%$ и температуре электролита $t_{эл}^0$ имеют вид, приведенный на рис. 1. Полученное в ходе экспериментов резкое возрастание напряжения u при определенном значении зарядного тока свидетельствует о том, что аккумулятор, достигший данной степени заряженности, не может принять больший ток независимо от значения зарядного напряжения.

С достаточной для моделирования точностью рабочие части вольт-амперных характеристик могут быть описаны уравнениями прямых линий. Напряжения на зажимах всей батареи, состоящей из m последовательно и n параллельно включенных элементов, определяется:

для разрядной характеристики

$$U_p = m u_{np} \left(1 - \frac{I_p}{n I_{ka}} \right);$$

для зарядной вольт-амперной характеристики

$$U_a = m u_{na} \left(1 + \frac{I_a}{n I_{kb}} \right),$$

где u_{np} , I_{ka} , u_{na} , I_{kb} — соответственно координаты точек пересечения продолжений рабочих участков разрядной и зарядной характеристик с осями координат (рис. 1).

В процессе работы батареи при изменении степени заряженности и температуры электролита меняются углы наклона и взаимное расположение характеристик, определяемые значениями u_{np} , u_{na} , I_{ka} , I_{kb} (рис. 2). Поэтому в расчет дополнительно вводятся полученные экспериментально зависимости u_{np} , u_{na} , I_{ka} , I_{kb} ($A\%$, $t_{эл}^0$),

которые позволяют рассчитать электрические параметры батареи в любой момент моделирования.

Степень заряженности рассчитывается к концу каждого временного интервала с помощью коэффициентов отдачи по энергии k_p и усвоения заряда k_z , которые также определяются в ходе предварительных испытаний элементов. Коэффициенты k_p , k_z — сложные функции токов соответственно разряда I_p и заряда I_z , а также степени заряженности $A\%$ и температуры электролита $t_{эл}^0$, представляющие собой отношения отданной аккумулятором энергии A_p к фактическому снижению ее запаса $A_{ф.р}$ за определенный отрезок времени и отношение энергии, фактически усвоенной аккумулятором $A_{ф.з}$ к количеству энергии, затраченной на его подзаряд A_z .

Для получения этих зависимостей, а также описанных выше $u_{пр}$, $u_{из}$, $I_{ка}$, $I_{кб}$ ($A\%$, $t_{эл}^0$) проводятся предварительные испытания на группах элементов по специально разработанной методике и программе.

За исключением вольт-амперных характеристик, вводимых в модель в виде уравнений, остальные зависимости, графики которых имеют самую разнообразную форму у различных аккумуляторов, вводятся в виде цифровых массивов значений функций и аргументов. Это позволяет значительно упростить подготовку исходных данных, алгоритм модели и машинные программы.

В комбинированной энергетической установке электромобиля предельная внешняя характеристика $U_r(I_r)$ двигатель-генераторного агрегата автоматически сопоставляется при данном токе нагрузки с параметрами вольт-амперных характеристик тяговой аккумуляторной батареи, соответствующими ее степени заряженности в данный момент времени (рис. 3). Результат сопоставления определяет режим работы батареи: разряд или заряд. При торможении дополнительно учитывается ток рекуперации тяговых электродвигателей, ограничиваемый суммарным током заряда $I_{зс}$, который может принять батарея при данной степени заряженности и температуре электролита, а также ток подзаряда от генератора I_z . Ток I_z — нагрузка, обеспечивающая поддержание «стационарного» режима приводного теплового двигателя внутреннего сгорания генераторного агрегата.

В качестве дополнительной нагрузки на энергетическую установку учитывается мощность электрооборудования вспомогательных и технологических систем электромобиля.

Тяговый привод ведущих колес описывается параметрами и характеристиками тяговых электродвигателей и агрегатов механической передачи вращающего момента с переменным или фиксированным передаточным отношением.

Для выполнения *этапа I* исследований — определения основных параметров агрегатов системы тягового электропривода — используются универсальные относительные характеристики тяговых электродвигателей. Они позволяют с достаточной для данного этапа исследования точностью рассчитать электромеханические действительные характеристики, необходимые для вариантного поиска установленной мощности тягового электродвигателя и остальных агрегатов в диапазоне ± 15 – 20% мощности, определяемой по заданному режиму и условиям движения электромобиля.

Исходная установленная мощность тяговых электродвигателей $P_{дв\infty}$, определяемая по методу [2], является многофакторной функцией: $P_{дв\infty}(G_{п}, k_w, S_w, \alpha_y, f, k_{п},$

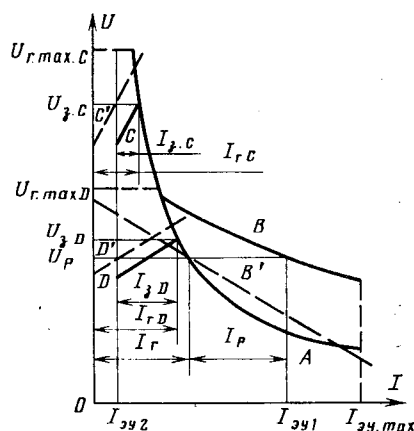


Рис. 3. Характеристики совместной работы двигатель-генераторного агрегата (ДГА) и тяговой аккумуляторной батареи (ТАБ) в комбинированной энергетической установке. А — предельная внешняя характеристика ДГА; В' и В — исходная и совмещенная с характеристикой ДГА вольт-амперные характеристики разряда ТАБ; С' и С — исходная и совмещенная с учетом нагрузки на ДГА вольт-амперные зарядные характеристики ТАБ в режиме без переключения секций батареи на параллельное соединение; Д' и Д — исходная и совмещенная вольт-амперные зарядные характеристики ТАБ при переключении батареи в режиме заряда на две параллельные секции; U — напряжение; $U_{rmax D}$, $U_{rmax C}$ — уставки максимального напряжения ДГА в режиме тяги и без переключения в режиме заряда, с переключением в режиме заряда; $U_{з D}$, $U_{з C}$, U_p — напряжения энергоустановки при заряде и разряде ТАБ; I — ток; $I_{зв1}$, $I_{зв2}$, $I_{звmax}$ — суммарные токи нагрузки тягового привода и вспомогательного электрооборудования на энергоустановку электромобиля; I_r — ток ДГА при параллельном с ТАБ питании нагрузки

$R_{п}$, a , a_r , v_y , $v_{т.к}$, k_t , η , η_t), где $G_{п}$ — полная масса груженого электромобиля; k_w , S_w — коэффициент обтекаемости кузова и лобовая площадь; α_y — уклон дороги; f — коэффициент сопротивления качению; $k_{п}$ — коэффициент неровности покрытия; $R_{п}$ — радиус кривизны дороги; a — ускорение при разгоне; a_r — замедление при электрическом торможении; v_y — установившаяся скорость электромобиля; $v_{т.к}$ — скорость конца торможения; k_t — коэффициенты подтормаживания; η , η_t — предварительно принятые средние значения к. п. д. привода ведущих колес в режиме тяги и торможения.

При моделировании выбранного варианта системы тягового электропривода (*этап II*) используются нагрузочные характеристики выбранного или предварительно рассчитанного электродвигателя для определения его электромеханических параметров в каждой расчетной точке при питании от энергоустановки ограниченной мощности, а также конструктивные параметры — для расчета его теплового состояния.

Система управления и регулирования представлена в модели в виде логической последовательности операций моделирования режимов работы тягового электропривода в соответствии с принятыми принципами и законом регулирования, их критериями и уставками при тех или иных задающих сигналах (командах управления).

Моделируется управление агрегатами и устройствами системы тягового электропривода и автоматическое регулирование процессов в них:

поддержание «стационарного» режима работы двигателя внутреннего сгорания в комбинированной энерге-

тической установке и режима минимального расхода топлива в теплоэлектрическом приводе;

регулирование возбуждения тягового генератора с целью обеспечения постоянства мощности ДВС и ограничений по максимальным значениям напряжения и тока;

регламентация зарядно-разрядных режимов тяговой аккумуляторной батареи и ее отключение по достижении максимально допустимой температуры элементов;

согласование напряжений тяговой аккумуляторной батареи и двигатель-генераторного агрегата при различных степенях заряженности батареи;

регулирование напряжения на зажимах тягового электродвигателя и его возбуждения;

регулирование э. д. с. тягового электродвигателя при электрическом торможении и ограничение тока рекуперации допустимым значением тока заряда тяговой аккумуляторной батареи с учетом подзаряда от двигателя-генераторного агрегата;

автоматическое перераспределение тормозного усилия между рекуперацией и механическим торможением по условиям обеспечения заданного темпа торможения в данных дорожных условиях;

учет параметров регулирования при расчете энергетических и электрических характеристик работы агрегатов системы тягового электропривода.

Расчет температуры элементов тяговой аккумуляторной батареи и электрических машин выполняется в той последовательности, в которой следуют режимы работы системы тягового электропривода. Контролируется и регистрируется значение температуры к концу каждого режима, а при большой длительности режима — к концу временных интервалов, на которые разбивается время этого режима.

В тяговой аккумуляторной батарее контролируется температура электролита элементов, условия охлаждения которых соответствуют их положению внутри аккумуляторного модуля в окружении других элементов. Таким образом, осуществляется контроль теплового состояния наиболее неблагоприятной по теплоотдаче части батареи.

В электрических машинах (генераторе и тяговых электродвигателях) контролируется температура наиболее напряженных в тепловом отношении узлов — якорных обмоток. Достижение или превышение допустимых пределов температуры дает команду на завершение моделирования в данном варианте.

Трасса движения электромобиля разбита на участки на каждом из которых постоянны: тип и качество дорожного покрытия, уклон и радиус поворота дороги. Стоянки и остановки также считаются участками движения, но при скорости, равной нулю, что позволяет унифицировать процесс моделирования и упростить алгоритм и машинные программы. Расчет ведется последовательно для каждого участка, рейса и т. д. в рамках исследуемого интервала времени работы электромобиля.

В соответствии с заданным скоростным режимом и требованиями безопасности движения в данных дорожных условиях для каждого участка задается установившаяся скорость v_y и скорости начала и конца торможения ($v_{т.н}$ и $v_{т.к}$). В ходе моделирования v_y и $v_{т.н}$ могут автоматически корректироваться по условиям движения с учетом возможностей электрических машин, уставок регулирования и состояния тяговой аккумуляторной батареи. Скорость конца торможения $v_{т.к}$, т. е. скорость,

которую должен иметь электромобель в конце участка движения, корректировке не подлежит.

В указанных условиях автоматически выбираются режимы работы системы тягового электропривода, их очередность и характер изменения скорости электромобиля. Моделируются режимы: стоянка, пуск (разгон) до установившейся скорости, движение с установившейся скоростью (с тягой, подтормаживанием, выключенным тяговыми электродвигателями), выбег, торможение (электрическое, механическое, смешанное).

Расчетный алгоритм, которым реализована математическая модель, состоит из специализированных разделов, программ и процедур и обеспечивает формирование машинной программы непрерывного процесса моделирования, начиная с ввода исходных данных и кончая выводом на печать всех результирующих параметров и характеристик.

Укрупненная блок-схема алгоритма приведена на рис. 4.

В алгоритме три раздела, предшествующие собственно моделированию:

«Определение установленной мощности тяговых электродвигателей и их характеристик (операции 2—50);

«Определение основных параметров энергетической установки (51—114);

Выбор режима (115—139), а также раздел «Технико-эксплуатационные показатели и надежность» (819—829), завершающий расчет каждого варианта.

Программы — комплексы операций моделирования движения электромобиля и работы системы тягового электропривода в соответствующих режимах. В модели 6 программ:

«Пуск» (операции 140—415);

«Движение с установившейся скоростью» (471—628);

«Выбег» (109—751);

«Торможение» (759—804);

«Стоянка» (440—464);

«Снижение скорости выбегом или торможением в начале движения по участку» (650—708).

Во всех режимах движения ведется непрерывный контроль тока, скорости, пути, времени, температуры и запаса энергии в батарее, определяется возможность продолжения режима по результатам расчета пути торможения l_t от текущего значения скорости v_t до заданной скорости конца торможения $v_{т.к}$ в пределах участка движения l_j .

Процедуры представляют собой локальные комплексы расчетных и логических операций, обращение к которым осуществляется неоднократно на соответствующих этапах математического моделирования, в том числе внутри разделов и программ. Всего 8 процедур:

«Напряжение» (1н—70н), в которой определяются текущие значения напряжения, тока и мощности генератора и тяговой аккумуляторной батареи, выбирается режим разряда или подзаряда;

«Параметры системы при движении с установившейся скоростью» (510—561), представляющая собой циклическую часть аналогичного раздела;

«Рекуперация» (1р—96р), в функции которой входит определение электрических и мощностных параметров рекуперативного режима тяговых электродвигателей и тока подзаряда аккумуляторной батареи;

«Энергия» (1е—72е), в которой определяются энергетические показатели двигатель-генераторного агрегата, тяговых электродвигателей и степень заряженности

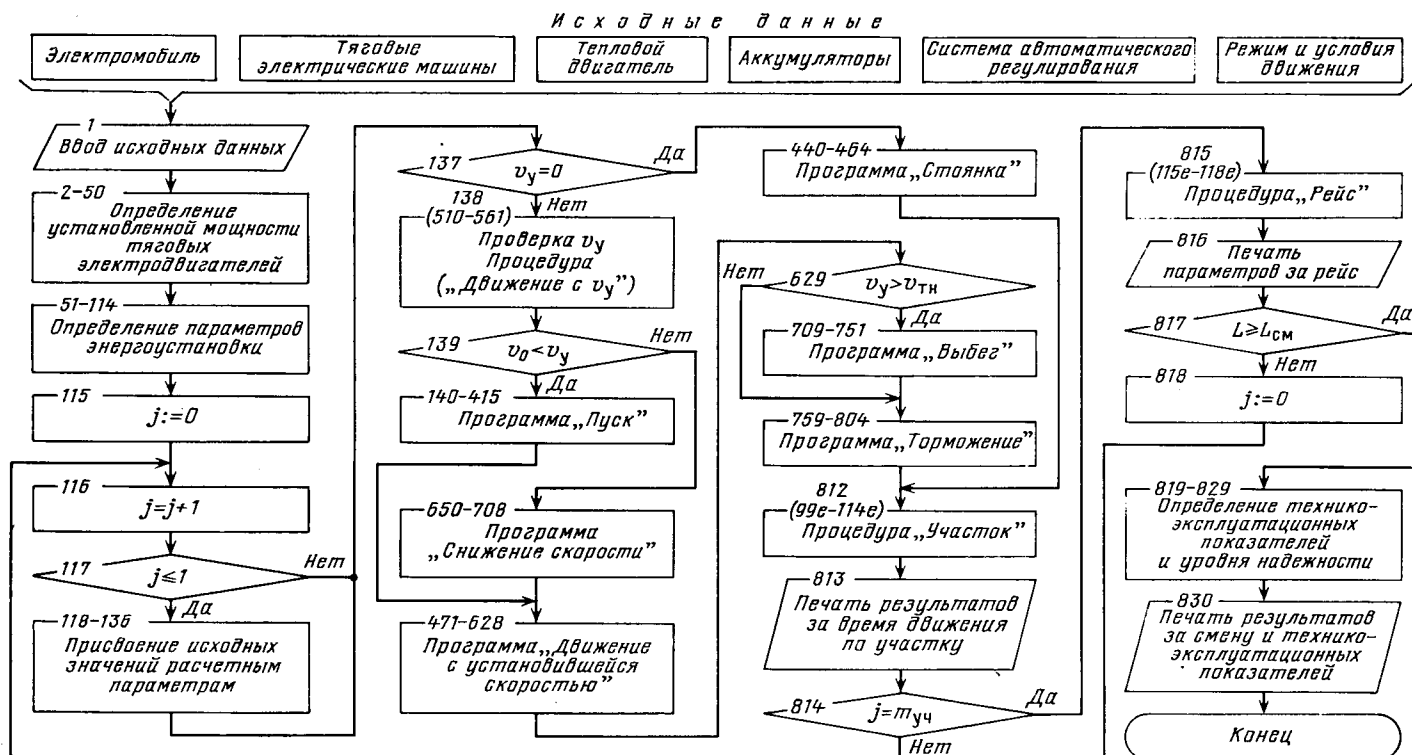


Рис. 4. Укрупненная блок-схема алгоритма расчетного исследования математической модели комплекса «Электромобиль — система тягового электропривода — режим и условия движения»: j — номер участков в рейсе; v_y — установившаяся скорость; v_0 — скорость входа на участок; $v_{т.н}$ — скорость начала торможения; L — пробег; $L_{см}$ — заданный пробег (за смену).

аккумуляторов тяговой батареи, расход топлива, а также среднее значение к. п. д. системы тягового электропривода и ее звеньев за каждый расчетный интервал и с момента начала моделирования (работы); выполняется накопление данных, необходимых для определения эксплуатационных показателей электромобиля;

«Режим» (80 е—96 е);

«Участок» (99 е—114 е);

«Рейс» (115 е—118 е), в которых определяются параметры, аналогичные рассчитываемым в процедуре «Энергия», но за время соответственно режима, прохождения участка за рейс;

«Тепло» (1 т—122 т), которая выполняется после расчета каждого режима с целью определения мгновенных значений температуры контролируемых в тепловом отношении узлов тяговых электрических машин и аккумуляторной батареи в той последовательности, в которой следуют режимы работы системы.

Расчет начинается с определения необходимой установленной мощности тяговых электродвигателей $P_{дв.у}$ (рис. 4). По выбранной мощности рассчитываются параметры часового режима и режима максимального тока электродвигателей. На их базе, исходя из заданных скоростных и динамических качеств электромобиля, определяются основные параметры агрегатов энергетической установки.

Следующий затем контрольный расчет выполняется для эталонных условий и режима движения, в ходе которого может произойти корректировка основных параметров агрегатов. В случае соответствия результатов расчета требованиям технического задания на электромобиль осуществляется переход к моделированию.

Моделирование завершается, и выполняется расчет результирующих технико-экономических и энергетических показателей электромобиля и системы тягового электропривода, вывод их на печать (операция 830), когда:

пройден весь заданный путь, или

исчерпано время работы, или

степень заряженности аккумуляторной батареи снизилась до конечного минимального значения, или температура электрических машин или аккумуляторов достигла допустимого предела.

Модель прошла экспериментальную проверку в эксплуатационных условиях работы электромобилей. Данные испытаний были сопоставлены с результатами моделирования для тех же режимов и условий движения. Ошибка не превышала 8 %.

С помощью математического моделирования был выполнен ряд работ:

1. Исследование работоспособности системы тягового электропривода карьерных электромобилей — самосвалов БелАз-549 грузоподъемностью 75 т и оснащенных этой системой электромобилей грузоподъемностью 110 и 120 т в условиях отечественных карьеров.

2. Исследование систем тягового электропривода электробусов ЛАЗ-699Э с одноплатной аккумуляторной энергоустановкой и ЛАЗ-5252Э с комбинированной энергоустановкой на базе серийных тяговых электрических агрегатов.

3. Исследование и выбор серийных электрохимических аккумуляторов для одноплатной аккумуляторной энергетической установки электромобиля грузоподъемностью до 1 т.

Выбор типа и структуры системы тягового электропривода, основных параметров и характеристик ее силовых агрегатов, обеспечивающих электромобиле заданные тягово-динамические, скоростные и эксплуатационные качества при необходимом уровне надежности и минимальных непроизводительных потерях энергии, как показали контрольные испытания и проведенные исследования, может быть проведен с помощью матема-

тического моделирования на ЭВМ по описанным методике и модели при минимальных затратах материальных средств и времени.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ефремов И. С., Пролягин А. П., Гушо-Малков Б. П. Состояние и перспективы развития пассажирского и грузового электромобильного транспорта. — «Электричество», 1975, № 1.
2. Кутыловский М. П., Сургучев А. П. Электрическая тяга на городском транспорте. — М.: Министерство коммунального хозяйства РСФСР, 1954.

[30.05.83]

УДК 621.382.2.034.42.001.24

Температурное поле в корпусе полупроводникового прибора

ГОРБЕНКО Л. И., инж., ТУНИК А. Т., канд. техн. наук

В [1] рассмотрено температурное поле в обмотках трансформатора при его охлаждении жидким диэлектриком. В настоящей статье рассматривается температурное поле в корпусе охлаждаемого жидким диэлектриком полупроводникового прибора (ППП) — одного из основных активных элементов блоков питания. При охлаждении мощных транзисторов, силовых вентилях и тиристорах за счет кипения на их поверхности жидкого диэлектрика корпус прибора можно рассматривать как дополнительный теплоотвод по отношению к полупроводниковой — активной части прибора. При этом внешнее тепловое сопротивление активной части прибора будет включать тепловое сопротивление корпуса прибора и тепловое сопротивление между корпусом прибора и жидким диэлектриком. Причем, обе эти величины зависят от геометрических параметров корпуса прибора.

Одновременная минимизация значений теплового сопротивления корпуса ППП и теплового сопротивления между корпусом прибора и жидким диэлектриком связана с выбором геометрических размеров корпуса с учетом эффективности теплоотдачи при кипении жидкого диэлектрика на поверхности корпуса.

Получим аналитическое выражение для определения температурного поля в корпусе полупроводникового прибора, а затем определим тепловые сопротивления, полагая, что коэффициент теплоотдачи зависит от температуры.

Теплофизическая модель. Рассмотрим корпус силового вентиля или тиристора таблеточной конструкции, выделив в тиристоре одну половину прибора так, что граница раздела проходит через область полупроводникового кристалла. Корпус изготовлен из обычной рафинированной или бескислородной меди в виде сплошного цилиндра. Кристалл крепится в средней части основания корпуса. Тепловой поток от кристалла распространяется в сторону корпуса прибора.

Теплофизическая модель рассматриваемого ППП представлена на рис. 1. Плоский источник тепла с плотностью теплового потока $q = \frac{P}{\pi a^2}$, где P — мощность источника, расположен на грани $z=b$ сплошного цилиндра и занимает область в виде центрального круга радиусом $r=a$. Грань $z=b$ является адиабатической. Боковая поверхность цилиндра $r=R$ и нижняя грань $z=0$ охлаждаются кипящим жидким диэлектриком. При этом

коэффициент теплоотдачи является функцией температуры поверхности корпуса $\alpha = \alpha(\theta)$.

Математическая модель. Запишем в соответствии с [2] дифференциальное уравнение теплопроводности для рассматриваемого тела, а также граничные условия к нему:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \theta &= 0; \\ \frac{\partial \theta}{\partial n} \Big|_{S_1} &= -\frac{q}{\lambda}; \quad \frac{\partial \theta}{\partial n} \Big|_{S_2} = 0; \quad \frac{\partial \theta}{\partial n} \Big|_{S_3} = -\kappa(\theta) \theta, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\theta(r, z)$ — превышение температуры в любой точке рассматриваемого тела над температурой кипения диэлектрика; $\kappa(\theta) = \alpha(\theta)/\lambda$; λ — коэффициент теплопроводности материала цилиндра; $S = S_1 + S_2 + S_3$ — поверхность цилиндра; $\partial/\partial n$ — производная по внешней нормали; Δ — символ оператора Лапласа.

Для точного решения поставленной таким образом нелинейной краевой задачи в настоящее время не существует достаточного теоретического фундамента [3], поэтому будем решать ее методом последовательных приближений с помощью построения функции Грина [4 и 5].

Схема решения задачи. Рассмотрим следующую схему решения задачи:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \theta_{k+1} &= 0; \\ \frac{\partial \theta_{k+1}}{\partial n} \Big|_{S_1} &= -\frac{q}{\lambda}; \quad \frac{\partial \theta_{k+1}}{\partial n} \Big|_{S_2} = 0; \quad \frac{\partial \theta_{k+1}}{\partial n} \Big|_{S_3} = \\ &= -\kappa(\theta_{k+1}) \theta_{k+1}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где θ_k — k -е приближение (полагаем, что $\theta_k \rightarrow \theta$).

Граничное условие на S_3 разложим в ряд Тейлора [6], используя два первых члена:

$$\kappa(\theta_{k+1}) \theta_{k+1} \approx \kappa(\theta_k) \theta_k + \frac{d[\kappa(\theta_k) \theta_k]}{d\theta} (\theta_{k+1} - \theta_k),$$

а затем несколько «загрубим» его следующим образом:

$$\kappa(\theta_{k+1}) \theta_{k+1} \approx \kappa(\theta_k) \theta_k + \frac{d[\kappa(\theta_1) \theta_1]}{d\theta} (\theta_{k+1} - \theta_k), \quad (3)$$

где $\theta_1 = \text{const}$ — первое приближение, а выражение $\frac{d[\kappa(\theta_1) \theta_1]}{d\theta} \equiv \beta$ нужно понимать так:

$$\frac{d[\kappa(\theta_1) \theta_1]}{d\theta} = \frac{d\kappa(\theta)}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_1} \theta_1 + \kappa(\theta_1). \quad (4)$$

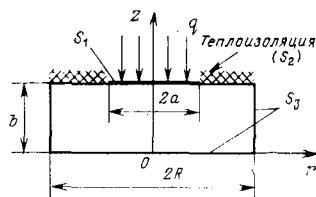


Рис. 1. Теплофизическая модель полупроводникового прибора

Поскольку первое приближение $\vartheta_1 = \text{const}$, то поставленная таким образом последовательность задач может быть решена с помощью одной и той же функции Грина [7]. Эта функция Грина может быть построена методом разделения переменных, так как ϑ_1 не зависит от координат.

Выбор первого приближения. Поскольку рассматриваемая задача является стационарной, то имеет место физическое условие: суммарный поток тепла через границу тела S равен нулю. Математическую формулировку этого утверждения получим из формулы Грина [7]:

$$\int_S \frac{\partial \vartheta}{\partial n} dS = 0. \quad (4)$$

Коэффициент теплоотдачи α при кипении фторсодержащих жидких диэлектриков описывается выражением

$$\alpha(\vartheta) = A\vartheta^\gamma, \quad (5)$$

где A — коэффициент пропорциональности; γ — число ($\gamma = 2,33$ для хладагента-113 при кипении его на механически обработанной медной поверхности).

Учитывая граничные условия (1), выражение (5) и полагая $\vartheta = \vartheta_1 \equiv \text{const}$, из формулы (4) получим соотношение для нахождения первого приближения:

$$q = \frac{2A}{a^2} \left[bR + \frac{R^2}{2} \right] \vartheta_1^{\gamma+1}. \quad (6)$$

Построение функции Грина. Рассмотрим функцию Грина $G(\vec{x}, \vec{x}_0)$, которая является решением следующей задачи [6 и 7]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta G(\vec{x}, \vec{x}_0) &= \delta(\vec{x} - \vec{x}_0); \\ \frac{\partial G}{\partial n} \Big|_{S_1+S_2} &= 0; \quad \frac{\partial G}{\partial n} \Big|_{S_3} = -\frac{d[\kappa(\vartheta_1)\vartheta_1]}{d\vartheta} G, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $\delta(\vec{x} - \vec{x}_0)$ — дельта-функция.

Применим формулу Грина к функциям ϑ и G , принимая $v = \vartheta$ и $u = G$. Учитывая уравнение $\Delta \vartheta = 0$ и задачу (7), для метода последовательных приближений получаем уравнение

$$\begin{aligned} \vartheta_{k+1}(\vec{x}) &= -\frac{q}{\lambda} \int_{S_1} G(\vec{x}, \vec{x}_0) dS + \\ &+ \int_{S_2} G(\vec{x}, \vec{x}_0) \left\{ \kappa[\vartheta_k(\vec{x})] - \frac{d[\kappa(\vartheta_1)\vartheta_1]}{d\vartheta} \right\} \vartheta_k(\vec{x}) dS. \end{aligned} \quad (8)$$

Формула (8) полностью эквивалентна последовательности задач (2).

Из (8) получим формулу для второго приближения:

$$\vartheta_2(\vec{x}) = -\frac{q}{\lambda} \int_{S_1} G(\vec{x}, \vec{x}_0) dS - \frac{d\kappa(\vartheta_1)}{d\vartheta} \vartheta_1^2 \int_{S_2} G(\vec{x}, \vec{x}_0) dS. \quad (9)$$

Таким образом, задача сведена к нахождению функции Грина.

Решение задачи (7) для функции Грина построим в двух формах, которые оказываются удобными при интегрировании по боковой поверхности или по торцам цилиндра.

Первая форма функции Грина получится, если разлагать ее в соответствии с [7] по собственным функциям краевой задачи:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 \psi_k}{dz^2} + \alpha_k^2 \psi_k &= 0; \\ \frac{d\psi_k}{dz} \Big|_{z=b} &= 0; \quad \frac{d\psi_k}{dz} \Big|_{z=0} = \beta \psi_k, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где α_k — собственные числа.

Используя выражения для вида собственных функций и функций Грина [8 и 9], после необходимых вычислений получаем форму функции Грина, удобную для использования на боковой поверхности цилиндра:

$$\begin{aligned} G(r, R; z, z_0) &= -\frac{2}{\pi R} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\alpha_k I_0(\alpha_k r)}{\beta I_0(\alpha_k R) + \alpha_k I_1(\alpha_k R)} \times \\ &\times \frac{\cos \alpha_k(z-b) \cos \alpha_k(z_0-b)}{2b\alpha_k + \sin 2b\alpha_k}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $I_0(\alpha_k r)$ и $I_1(\alpha_k r)$ — модифицированные функции Бесселя, а собственные числа α_k вычисляются из уравнения

$$\alpha_k \sin \alpha_k b = \beta \cos \alpha_k b. \quad (12)$$

Вторая форма той же функции Грина получается, если разлагать ее в ряд по собственным функциям следующей задачи на собственные значения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 \varphi_k}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\varphi_k}{dr} + \nu_k^2 \varphi_k &= 0; \\ \varphi_k|_{r=0} < \infty; \quad \frac{d\varphi_k}{dr} \Big|_{r=R} &= -\beta \varphi_k. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Действуя в соответствии с [9 и 10], получим такие выражения для второй формы функции Грина: на нижнем торце цилиндра при $z_0 = 0$

$$\begin{aligned} G(r, r_0; z, 0) &= -\frac{1}{\pi R^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{J_0(\nu_k r) J_0(\nu_k r_0)}{J_0^2(\nu_k R) + J_1^2(\nu_k R)} \times \\ &\times \frac{\text{ch } \nu_k(z-b)}{\nu_k \text{sh } \nu_k b + \beta \text{ch } \nu_k b}; \end{aligned} \quad (14)$$

на верхнем торце цилиндра при $z_0 = b$

$$\begin{aligned} G(r, r_0; z, b) &= -\frac{1}{\pi R^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{J_0(\nu_k r)}{\nu_k [J_0^2(\nu_k R) + J_1^2(\nu_k R)]} \times \\ &\times \left[\text{sh } \nu_k(z-b) + \text{ch } \nu_k(z-b) \frac{\nu_k \text{ch } \nu_k b + \beta \text{sh } \nu_k b}{\nu_k \text{sh } \nu_k b + \beta \text{ch } \nu_k b} \right], \end{aligned} \quad (15)$$

где собственные числа ν_k определяются из уравнения

$$-\nu_k J_1(\nu_k R) + \beta J_0(\nu_k R) = 0. \quad (16)$$

Таким образом, искомая функция Грина — выражения (11), (14) и (15) — построена.

Температурное поле в корпусе прибора. Используя на каждой границе соответствующую форму функции Грина, по формуле (9) получаем выражение для второго приближения температуры в любой точке рассматриваемого

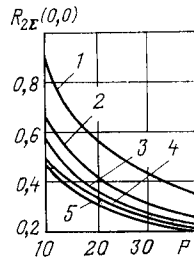
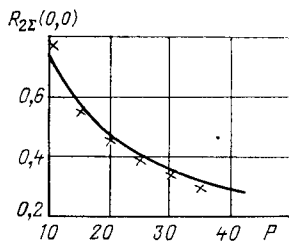


Рис. 2. Расчетная зависимость для $A=20$ Вт/(м²·К³,³³) (× — эксперимент)

Рис. 3. Расчетные зависимости для $A=10, 30, \dots, 90$ Вт/(м²·К³,³³)

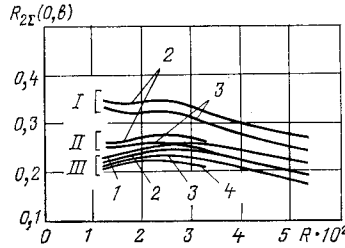
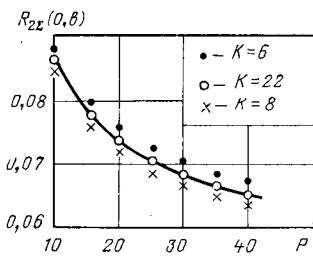


Рис. 4. Расчетные зависимости для $a=5 \cdot 10^{-3}$ м, $b=5,5 \cdot 10^{-3}$ м, $R=7 \cdot 10^{-2}$ м, $A=30$ Вт/(м²·К³,³³) и различного числа корней ν_h

Рис. 5. Расчетные зависимости для $a=5 \cdot 10^{-3}$ м, $A=30$ Вт/(м²·К³,³³): I, II, III — группы кривых для $P=40, 80, 120$ Вт; 1—4 — для $b=4; 5,5; 8,5$ и $20 \cdot 10^{-3}$ м

мого тела [здесь для хладагента-113, для которого $\gamma=2,33$ в формуле (6)]:

$$\begin{aligned} \vartheta_2(r, z) = & \frac{2aq}{\lambda R^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\nu_k^2} \frac{J_0(\nu_k a) J_0(\nu_k r)}{J_0^2(\nu_k R) + J_1^2(\nu_k R)} \times \\ & \times \left[\operatorname{sh} \nu_k (z-b) + \operatorname{ch} \nu_k (z-b) \frac{\nu_k \operatorname{ch} \nu_k b + \beta \operatorname{sh} \nu_k b}{\nu_k \operatorname{sh} \nu_k b + \beta \operatorname{ch} \nu_k b} \right] + \\ & + \frac{2,33A}{\lambda} \vartheta_1^{3,33} \left[4 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{I_0(\alpha_k R)}{\beta I_0(\alpha_k R) + \alpha_k I_1(\alpha_k R)} \times \right. \\ & \times \frac{\sin b \alpha_k \cos \alpha_k (z-b)}{2b \alpha_k + \sin 2b \alpha_k} + \frac{2}{R} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{J_1(\nu_k R) J_0(\nu_k r)}{\nu_k [J_0^2(\nu_k R) + J_1^2(\nu_k R)]} \times \\ & \left. \times \frac{\operatorname{ch} \nu_k (z-b)}{\nu_k \operatorname{sh} \nu_k b + \beta \operatorname{ch} \nu_k b} \right]. \quad (17) \end{aligned}$$

Аналитические выражения для температуры в последующих приближениях можно получить по формуле (8). Однако этот процесс довольно трудоемок. Рассмотренная задача решена методом Ньютона. Из [12 и 13] следует, что принятый итерационный процесс сходится, и поскольку в качестве первого приближения принято значение ϑ_1 из выражения (6), а не $\vartheta_1 \equiv 0$, то погрешность будет не столь существенной. Так как теоретический анализ погрешностей [14], несмотря на известные успехи [15 и 16], развит еще не настолько сильно, чтобы его можно было использовать на практике, то в работе погрешность решения оценена по сравнению с результатами эксперимента.

В практике наибольший интерес представляет температура в центре полупроводниковой структуры, т. е. в точке с координатами $r=0$ и $z=b$,

Тепловое сопротивление между центром полупроводниковой структуры и кипящим на поверхности цилиндрического корпуса жидким диэлектриком во втором приближении определим из выражения.

$$R_{2\Sigma} = \frac{\vartheta_2(0, b)}{P},$$

которое примет вид

$$\begin{aligned} R_{2\Sigma}(0, b) = & \frac{2}{a\pi\lambda R^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\nu_k^2} \frac{J_1(\nu_k a)}{J_0^2(\nu_k R) + J_1^2(\nu_k R)} \times \\ & \times \frac{\nu_k \operatorname{ch} \nu_k b + \beta \operatorname{sh} \nu_k b}{\nu_k \operatorname{sh} \nu_k b + \beta \operatorname{ch} \nu_k b} + \frac{2,33}{\pi\lambda (2bR + R^2)} \times \\ & \times \left[\frac{2}{R} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\nu_k} \frac{J_1(\nu_k R)}{J_0^2(\nu_k R) + J_1^2(\nu_k R)} \frac{1}{\nu_k \operatorname{sh} \nu_k b + \beta \operatorname{ch} \nu_k b} + \right. \\ & \left. + 4 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\beta I_0(\alpha_k R) + \alpha_k I_1(\alpha_k R)} \frac{\sin b \alpha_k}{2b \alpha_k + \sin 2b \alpha_k} \right]. \quad (18) \end{aligned}$$

А тепловое сопротивление между центром корпуса и кипящим диэлектриком

$$\begin{aligned} R_{2\Sigma}(0, 0) = & \frac{2}{a\pi\lambda R^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\nu_k^2} \frac{J_1(\nu_k a)}{J_0^2(\nu_k R) + J_1^2(\nu_k R)} + \\ & + \frac{2,23}{\pi\lambda (2bR + R^2)} \left[\frac{2}{R} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\nu_k \beta} \frac{J_1(\nu_k R)}{J_0^2(\nu_k R) + J_1^2(\nu_k R)} + \right. \\ & \left. + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\beta I_0(\alpha_k R) + \alpha_k I_1(\alpha_k R)} \right]. \quad (19) \end{aligned}$$

Результаты расчетов тепловых сопротивлений на ЭВМ М-222 по формулам (18) и (19) были сопоставлены со значениями тепловых сопротивлений, полученными в экспериментах с транзистором КТ903, корпус которого обработан пескоструйным аппаратом. Выражения (18) и (19) использованы для оптимизации геометрических параметров корпуса ППП.

Анализ расчетных и экспериментальных данных. Результаты эксперимента и расчета по формуле (19) на ЭВМ представлены на рис. 2 в виде зависимости $R_{2\Sigma}(0, 0) = f(P)$. Здесь и далее приняты следующие размерности: для теплового сопротивления $R_{2\Sigma}$ — К/Вт; мощности источника P — Вт; геометрических размеров a, b, R — м. Экспериментальные данные совпадают с результатами расчета при $a=5 \cdot 10^{-3}$ м, $b=5,5 \cdot 10^{-3}$ м, $R=1,25 \cdot 10^{-2}$ м. Расхождение составило от +6 до -7 %.

На графиках $R_{2\Sigma}(0, 0) = f(P)$ рис. 3 представлены зависимости теплового сопротивления между корпусом ППП и диэлектриком при различных значениях коэффициента A . Эти зависимости иллюстрируют устойчивость полученного аналитического решения относительно граничных условий.

В процессе расчетов на ЭВМ число корней α_k принято $k=2$, так как модифицированные функции Бесселя $I_0(\alpha_k R)$ и $I_1(\alpha_k R)$ очень быстро растут с ростом аргумента, а число корней ν_k принято $k=6$. На рис. 4 представлены графики зависимости $R_{2\Sigma}(0, b) = f(P)$ для различного числа корней ν_k . Считая решение для $k=22$ точным, заметим, что решения для $k=6$ и $k=8$ расположены по разные стороны от точного. Отклонения составляют соответственно +3 и -2,5%. Следовательно, значения тепловых сопротивлений, рассчитанные для $k=6$,

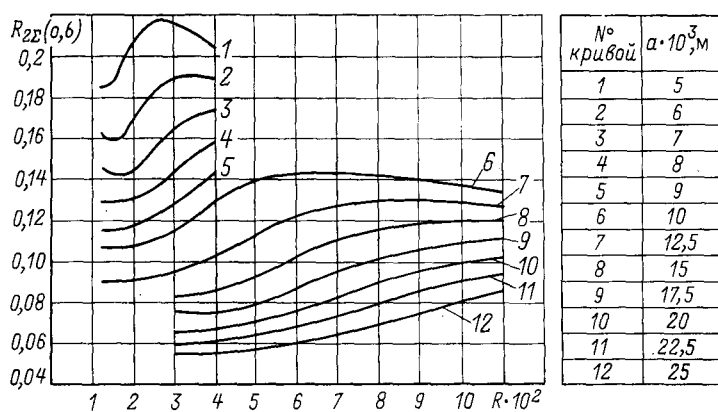


Рис. 6. Расчетные зависимости для $b=4 \cdot 10^{-3}$; $P=250 \text{ Вт}$; $A=30 \text{ Вт/(м}^2 \cdot \text{К}^3, \text{з}^3)$

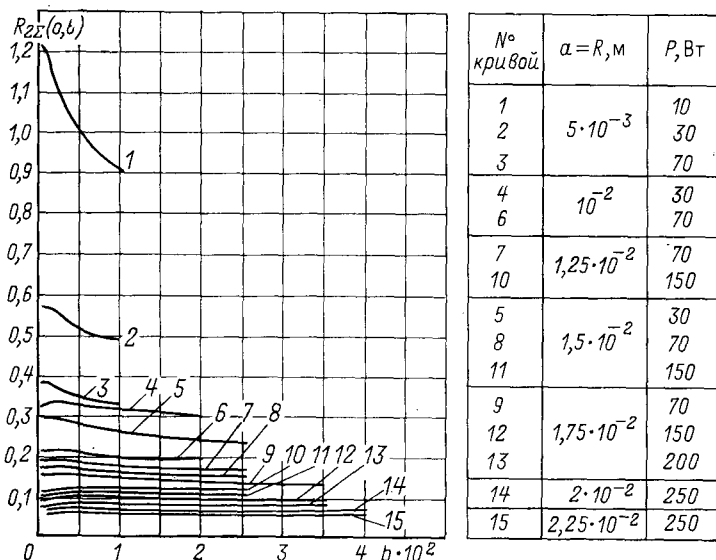


Рис. 7. Расчетные зависимости для a, P и R , указанных в таблице; $A=30 \text{ Вт/(м}^2 \cdot \text{К}^3, \text{з}^3)$

получены с соответствующим запасом. Все дальнейшие расчеты выполнены по формуле (18), так как в практике наибольший интерес представляет тепловое сопротивление по отношению к центру источника тепла.

На графиках рис. 5 приведены расчетные зависимости $R_{2\Sigma}(0, b)=f(R)$ для различных значений мощности потерь и толщин корпуса. Из рис. 5 следует, что с увеличением радиуса корпуса при отношении $a/R=0,4$ тепловое сопротивление между центром полупроводниковой структуры и кипящим диэлектриком уменьшается незначительно. При увеличении толщины корпуса b с $0,004$ до $0,02 \text{ м}$ (например, для $R=0,03 \text{ м}$) тепловое сопротивление уменьшается всего лишь на 18% , а отдающая поверхность и объем увеличиваются соответственно в $1,85$ и в 5 раз. Заметно также наличие относительного минимума теплового сопротивления. Положение его соответствует отношению $a/R \approx 0,35 \div 0,4$.

На графиках рис. 6 приведены расчетные зависимости $R_{2\Sigma}(0, b)=f(R)$ для различных радиусов источника тепла. Из рис. 6 видно, что увеличение радиуса источника a приводит к заметному уменьшению теплового сопротивления $R_{2\Sigma}(0, b)$. На графиках рис. 7 приведены расчетные зависимости $R_{2\Sigma}(0, b)=f(b)$ для случая $a=R$,

При малых значениях a, R и P уменьшение $R_{2\Sigma}$ с увеличением b довольно заметно. С ростом радиуса источника и его мощности влияние увеличения толщины корпуса становится практически незаметным. Однако в связи с наличием первого кризиса кипения при величине теплового потока $q \geq 15 \text{ Вт/см}^2$ для хладагента-113 [11] значение b необходимо принимать таким, чтобы реальная тепловая нагрузка не превышала критическую величину.

Выводы. 1. Получено аналитическое решение задачи теплопроводности для ограниченного цилиндрического корпуса ППП с нелинейным граничным условием третьего рода, которое уже во втором приближении дает возможность рассчитать с погрешностью не более $\pm 6 \%$ тепловой режим ППП при кипении на поверхности его корпуса диэлектрической жидкости. Полученное решение (18) устойчиво относительно граничных условий и позволяет оптимизировать геометрию корпуса ППП по величине теплового сопротивления $R_{2\Sigma}$. 2. Расчеты, проведенные на ЭВМ М-222 по соотношению (18) для случая кипения хладагента -113 на пескоструйно обработанной поверхности медного корпуса ППП, дали возможность установить следующее:

а) величина теплового сопротивления $R_{2\Sigma}(0, b)$ уменьшается с увеличением параметров a, b, A, P, R ; при этом наибольшее влияние на $R_{2\Sigma}$ оказывают величины a, A, P ;

б) оптимальным отношением a/R является величина $0,35-0,4$;

в) толщина корпуса b несущественно влияет на тепловое сопротивление $R_{2\Sigma}(0, b)$ и должна выбираться из условия соблюдения критической плотности теплового потока на поверхности корпуса (при этом $b \leq 0,3R$); при недостаточности такой величины b целесообразно увеличить радиус корпуса R .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Туник А. Т., Захаров И. Н. Температурное поле в обмотках трансформатора. — Электричество, № 5, 1973.
2. Лыков А. В. Теория теплопроводности. — М.: Высшая школа, 1967.
3. Березовский А. А. Лекции по нелинейным краевым задачам математической физики. Ч. II. — Киев: Наукова думка, 1974.
4. Смирнов В. И. Курс высшей математики, т. IV. — М.: Гостехиздат, 1957.
5. Владимиров В. С. Уравнения математической физики. — М.: Наука, 1976.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1977.
7. Кошляков Н. С., Глинер Э. Б., Смирнов Н. Н. Уравнения в частных производных математической физики. — М.: Высшая школа, 1970.
8. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. — М.: Наука, 1965.
9. Левитан Б. М. Разложение по собственным функциям. — М.: Гостехиздат, 1950.
10. Грей Э., Мэттьюз Г. Б. Функции Бесселя и их приложения к физике и механике. — М.: Иностранная литература, 1953.
11. Туник А. Т. Охлаждение РЭА жидкими диэлектриками. — М.: Советское радио, 1973.
12. Канторович Л. В., Акилов Г. П. Функциональный анализ. — М.: Наука, 1977.
13. Березовский А. А. Нелинейные краевые задачи теплоизлучающего тела. — Киев: Наукова думка, 1968.
14. Акаев А., Дульнев Г. Н. Новый приближенный аналитический метод для решения краевых задач теплопроводности. — Тр. ЛИТМО, 1972, вып. 70.
15. Михлин С. Г. Вариационные методы в математической физике. — М.: Наука, 1970.
16. Канторович Л. В., Крылов В. И. Приближенные методы высшего анализа. — М.: ГИФМЛ, 1962.

[12.01.82]

Каскадные преобразователи постоянного и переменного тока

САВИН А. Г., канд. техн. наук

Калининский политехнический институт

Уменьшение содержания высших гармоник в выпрямленном напряжении и в потребляемом из сети токе вентильных преобразователей постоянного тока достигается увеличением числа пульсаций выпрямленного напряжения за период питающей сети. В наиболее распространенных схемах многопульсных преобразователей обычно используется несколько элементарных шестипульсных выпрямительных ячеек, соединенных по постоянному току последовательно или параллельно и подключенных к различным вторичным обмоткам силового трансформатора, что эквивалентно их параллельному соединению по переменному току.

Существует и другой способ соединения ячеек — последовательный. При этом способе каждая ячейка подключена к вторичной обмотке собственного трансформатора, а первичные обмотки этих трансформаторов соединены последовательно. Такой способ соединения будем в дальнейшем называть каскадным. В качестве примера укажем на схемы Кремера [1] и Поссе [2], состоящие из двух последовательно соединенных шестипульсных ячеек. Эти схемы обладают рядом преимуществ по сравнению с обычными: меньшими углами перекрытия вентилей и более высоким коэффициентом мощности, меньшими значениями аварийных токов при внутренних к. з. [3 и 4] и т. д. Используя каскадные соединения ячеек, можно выполнить преобразователи с выходом переменного тока, что позволяет создавать регуляторы переменного напряжения с малым содержанием высших гармоник [5].

Следует отметить значительно большую сложность анализа каскадных схем, поскольку коммутация в них происходит между вентилями различных ячеек, что не позволяет рассматривать процессы в ячейке отдельно от остальной части схемы. Традиционный подход, основанный на анализе эквивалентных схем для межкоммутационных интервалов [3], не позволяет получить общего решения для преобразователей с произвольным числом каскадно соединенных ячеек, а для преобразователей переменного тока приводит к громоздкой системе уравнений даже в простейшем случае последовательного соединения двух ячеек.

Указанная трудность может быть преодолена путем использования векторного представления прямоугольно-ступенчатых токов и напряжений вентильных преобразователей [6—8]. В настоящей статье на основе этого метода рассматриваются электромагнитные процессы в каскадном многомостовом преобразователе с выходом как постоянного, так и переменного тока.

Общая схема преобразователя и основные допущения. Преобразователь состоит из M управляемых трехфазных мостовых ячеек, соединенных трансформаторами, первичные обмотки которых включены последовательно. Трансформаторы имеют одинаковый коэффициент трансформации k_T , определяемый отношением линейных токов или линейных напряжений. Для получения $6M$ -фазной системы преобразования вторичные напряжения двух соседних трансформаторов сдвинуты между собой по фазе на угол $\Delta\psi = \pi/3M$. Способ соединения обмоток, создающий указанный сдвиг, принципиального значения не имеет. Один из возможных вариантов показан на

рис. 1, где первичные обмотки трансформаторов выполнены по схеме зигзаг, причем часть обмоток соединена в общий треугольник, а другая часть образует лучи звезды. При $M=2$ указанная схема вырождается в схему, приведенную в [2 и 5]. Схемы соединения вторичных цепей преобразователя зависят от рода тока на выходе. Их различия определены ниже.

Анализ электромагнитных процессов ведется при обычных допущениях: трансформаторы и вентили идеальные, преобразователь подключен к источнику трехфазного симметричного синусоидального напряжения.

Преобразователь с выходом постоянного тока. Рассматриваем преобразователь, вентильные мосты которого соединены по постоянному току параллельно (рис. 1). Преобразователь работает на активно-индуктивную нагрузку с бесконечно большой индуктивностью. Тогда справедливо

$$I_d = \sum_{l=1}^M i_{dl} = \text{const}, \quad (1)$$

где I_d — ток нагрузки; i_{dl} — выпрямленный ток l -го моста.

В силу сделанных допущений на любом межкоммутационном интервале все напряжения, в том числе и на нагрузке, будут изменяться по синусоиде, а все токи будут постоянны. Тогда потребляемый преобразователем из сети ток будет представлять собой периодическую прямоугольно-ступенчатую функцию. Поскольку рассматриваемый преобразователь является многопульсным, положим, что его первичный ток в соответствии с [8] описывается с помощью дискретно вращающегося вектора:

$$\left. \begin{aligned} i_{A(q)} &= I_{1m} \sin [\Delta\sigma(q-1) + \sigma_1]; \\ i_{B(q)} &= I_{1m} \sin \left[\Delta\sigma(q-1) + \sigma_1 - \frac{2\pi}{3} \right]; \\ i_{C(q)} &= I_{1m} \sin \left[\Delta\sigma(q-1) + \sigma_1 - \frac{4\pi}{3} \right], \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $i_{A(q)}$, $i_{B(q)}$, $i_{C(q)}$ — мгновенные значения первичных линейных токов на интервалах; I_{1m} — модуль изображающего вектора первичного тока; $\Delta\sigma = \pi/3M$ — его шаг вращения, равный углу пульсаций преобразователя; σ_1 — начальная фаза вектора \dot{I}_{1m} , $0 \leq \sigma_1 < \sigma$, $q=1, 2, 3, \dots$ — номер межкоммутационного интервала.

Учитывая, что шаг вращения изображающих векторов первичного и вторичного токов трансформатора одинаков, уравнения вторичных токов запишем в виде:

$$\left. \begin{aligned} i_{al(q)} &= I_{2m} \sin [\Delta\sigma(q-1) + \sigma_1 + \psi_l]; \\ i_{bl(q)} &= I_{2m} \sin \left[\Delta\sigma(q-1) + \sigma_1 + \psi_l - \frac{2\pi}{3} \right]; \\ i_{cl(q)} &= I_{2m} \sin \left[\Delta\sigma(q-1) + \sigma_1 + \psi_l - \frac{4\pi}{3} \right], \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $I_{2m} = k_T I_{1m}$ — модуль изображающего вектора вторичных токов; ψ_l — угол сдвига между фазными напряжениями сети и напряжениями l -го трансформатора.

Пронумеруем преобразователи и трансформаторы в порядке увеличения углов сдвига. Тогда

$$\psi_l = \psi_1 + \Delta\psi(l-1), \quad l=1, 2, \dots, M,$$

где ψ_1 — угол сдвига первого трансформатора.

Уравнения (3) определяют алгоритм переключения вентилей, поскольку направления вторичных линейных токов однозначно характеризуют открытое состояние того или иного вентиля в мостах. Исходя из уравнений (3), можно рассматривать два варианта.

Алгоритм I. Если $|\sigma_1 + \psi_1| = n\Delta\sigma$ ($n=0,1,2, \dots$), то в любой момент времени один из вторичных линейных токов равен нулю, а остальные отличны от нуля. Тогда в одном из мостов открыты два вентиля, а во всех остальных — три. Угол проводимости вентилей при этом $\lambda = \frac{\pi}{3M}(3M-1)$.

Алгоритм II. Если $|\sigma_1 + \psi_1| \neq n\Delta\sigma$, то в любой момент все линейные вторичные токи отличны от нуля, и в каждом из мостов открыты три вентиля. Угол проводимости вентилей при этом равен π . Далее покажем, что физически реализуем только алгоритм I.

Установим связь между выпрямленным и переменными токами преобразователя. Укажем, что в трехфазной мостовой схеме выпрямленный ток равен наибольшему в данный момент линейному току. Пусть на некотором интервале выполняются соотношения

$$i_{a1} = -i_{b1} = i_{d1} = I_{2m} \sin \frac{\pi}{3}; \quad i_{c1} = 0.$$

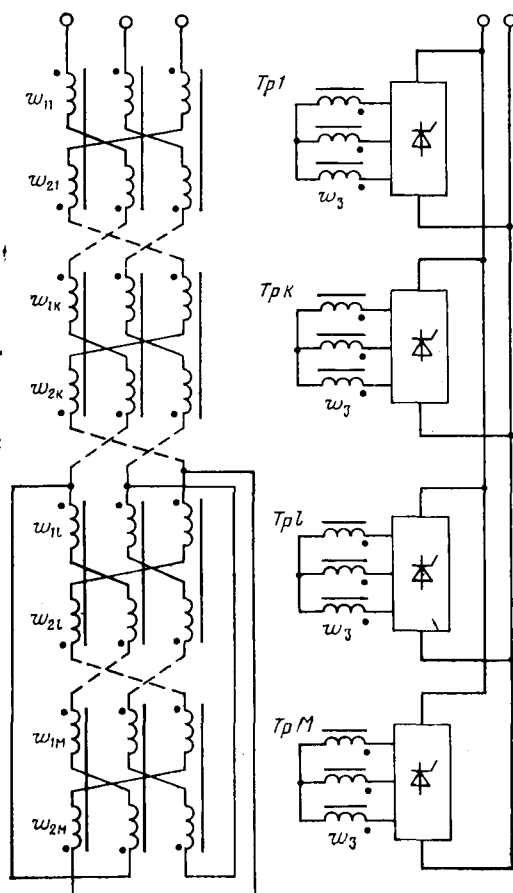


Рис. 1. Принципиальная схема M -мостового каскадного преобразователя постоянного тока

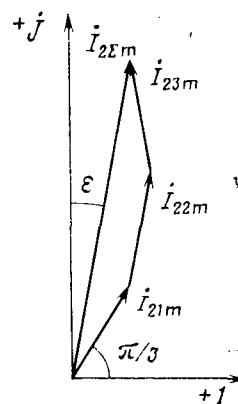


Рис. 2. Векторная диаграмма вторичных токов преобразователя

Тогда выпрямленные токи остальных мостов также равны линейным токам фаз a , вследствие этого можно записать:

$$i_{dl} = I_{2m} \sin \left[\frac{\pi}{3} - \Delta\psi(l-1) \right];$$

$$I_d = \sum_{l=1}^M i_{dl} = I_{2m} \sum_{l=1}^M \sin \left[\frac{\pi}{3} + \Delta\psi(l-1) \right].$$

Последнему уравнению соответствует векторная диаграмма рис. 2. Из нее находим

$$I_d = I_{2\Sigma m} \cos \varepsilon.$$

В соответствии с [8]

$$I_{2\Sigma m} = \frac{I_{2m}}{2 \sin \frac{\Delta\psi}{2}} = \frac{I_{2m}}{2 \sin \frac{\pi}{6M}}; \quad (4)$$

$$\varepsilon = \frac{\pi}{6} \Delta\psi \frac{M-1}{M} = \frac{\pi}{6M}. \quad (5)$$

На следующем интервале все векторы будут повернуты на угол $\Delta\sigma = \pi/3M$. При этом вектор $I_{2\Sigma m}$ расположится слева от оси $+j$, а угол между ними остается равным ε . С другой стороны, на втором интервале выполняется равенство $i_{dM} = i_{aM} = -i_{cM} = I_{2m} \sin \frac{\pi}{3}$. Поэтому можно утверждать, что при коммутации вентилей в векторной диаграмме рис. 2 происходит перестановка изображаемых токов: первый от начала координат вектор изображает ток $-i_{cM}$, второй — i_{cM} , третий — i_{1a} и т. д. После очередной коммутации первый вектор будет изображать ток $-i_{c(M-1)}$, второй — i_{cM} , третий — i_{1a} и т. д. Таким образом на любом интервале векторная диаграмма рис. 2 и вытекающие из нее уравнения (4) и (5) остаются неизменными. Из них находим:

$$I_{2m} = 2I_d \operatorname{tg} \frac{\pi}{6M}. \quad (6)$$

Уравнение (6) справедливо при любых M , начиная с $M=1$.

Из рассмотренной векторной диаграммы также следует, что мгновенные значения выпрямленных токов элементарных мостов не равны между собой, из чего вытекает, что эти мосты по постоянному току целесообразно соединять параллельно. Средние за период значения выпрямленного тока мостов одинаковы и равны

$$I_{dl} = \frac{1}{M} I_d.$$

На основании полученных соотношений могут быть определены среднее и действующее значения тока вентилей:

$$I_{v \text{ ср}} = \frac{1}{3} I_{dl} = \frac{1}{3M} I_d; \quad (7)$$

$$I_v = \frac{I_2}{\sqrt{2}} = \frac{I_{2m}}{2} = I_d \operatorname{tg} \frac{\pi}{6M}. \quad (8)$$

Определим соотношение между выпрямленным и переменным напряжениями преобразователя. Поскольку в идеальном преобразователе потери отсутствуют, то

$$P_1 = 3U_{1\phi} I_{1(1)} \cos \varphi_1 = P_2 = U_d I_d,$$

где $U_{1\phi}$ — фазное напряжение на входе преобразователя; $I_{1(1)}$ — действующее значение основной гармоники первичного тока.

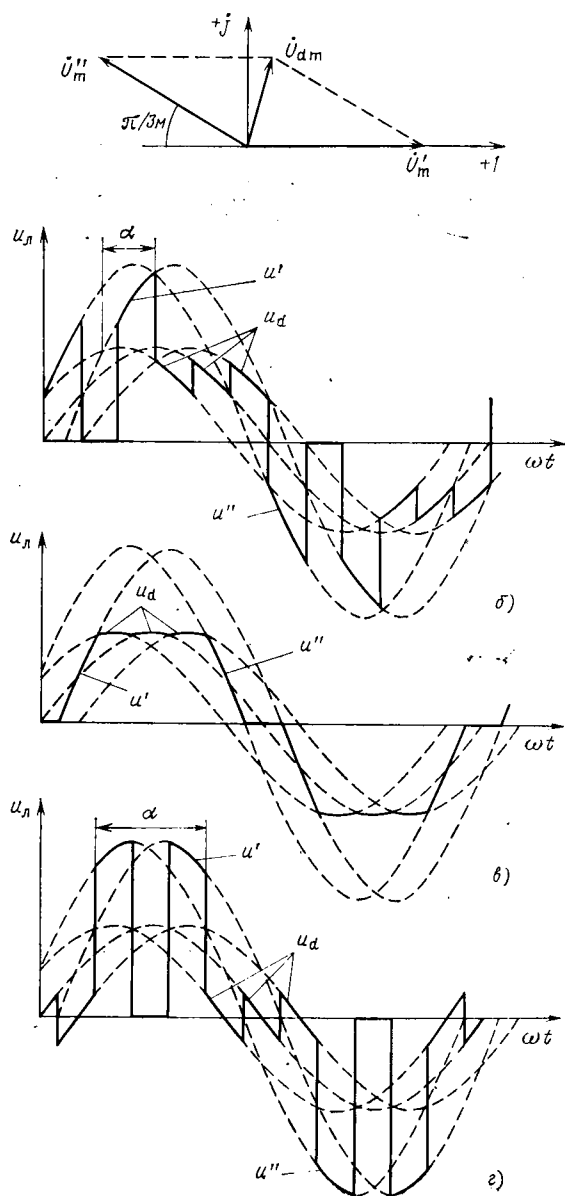


Рис. 3. Диаграммы вторичных напряжений каскадного двухмостового ($M=2$) преобразователя постоянного тока: а — векторная диаграмма напряжений для межкоммутационного интервала; б — временная диаграмма линейного напряжения при $\alpha=0$; в — то же при $\alpha=45^\circ$; г — то же при $\alpha=90^\circ$

Полагая для идеального преобразователя $\cos \varphi_1 = \cos \alpha$ и используя соотношение между I_{1m} и $I_{1(1)}$, из [8] находим:

$$U_d = \frac{18\sqrt{2}M}{\pi k_T} U_{1\phi} \sin \frac{\pi}{6M} \operatorname{tg} \frac{\pi}{6M} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha. \quad (9)$$

Выражение (9) преобразуется в известное соотношение для мостовой схемы Ларионова при подстановке $M=1$ и для схемы Поссе [3] при $M=2$. Амплитуда выпрямленного напряжения U_{dm} может быть найдена из общего уравнения для выпрямленного напряжения многопульсного преобразователя:

$$U_{d0} = \frac{m}{\pi} U_{dm} \sin \frac{\pi}{m},$$

если подставить $m=6M$.

Поскольку алгоритм переключения вентилей известен, могут быть определены напряжения на обмотках трансформаторов. Для простоты рассмотрим изменение линейных вторичных напряжений. Когда в элементарной ячейке открыто три вентиля, одно из линейных напряжений равно нулю, а два других равны выпрямленному напряжению. При двух открытых вентилях сумма двух линейных напряжений и третье линейное напряжение равны выпрямленному. Исходя из этого, а также учитывая, что выпрямленное напряжение неуправляемого выпрямителя ($\alpha=0$) есть кусочно-синусоидальная функция, амплитуды которой совпадают с серединами межкоммутационных интервалов, можно построить кривую линейного напряжения (рис. 3, б). Ее полупериод включает нулевую паузу продолжительностью $M=1$ интервалов, интервал нарастания напряжения, $2M=1$ интервалов, во время которых $u_d = u_d$, и интервал спада напряжения. Поскольку все напряжения синусоидальны, они могут быть изображены в виде векторной диаграммы (рис. 3, а). На ней \dot{U}_m и \dot{U}_m'' — векторы, изображающие нарастающее и спадающее напряжения, \dot{U}_{dm} — вектор выпрямленного напряжения. Положение векторов соответствует началу межкоммутационного интервала. Начальные фазы векторов \dot{U}_m и \dot{U}_m'' определены исходя из того, что при $\alpha=0$ нарастающее напряжение равно нулю в начале интервала, а спадающее — в конце.

Из векторной диаграммы находим:

$$U_m' = U_m'' = \frac{U_{dm}}{2 \sin \frac{\pi}{6M}} = \frac{3U_{1\phi}}{\sqrt{2} k_T \cos \frac{\pi}{6M}}. \quad (10)$$

Для управляемого преобразователя начальное положение векторов сдвигается на угол α . Исходя из этого может быть определено напряжение на трансформаторах при любых M и α (рис. 3, в, г). Значение линейного напряжения определяет прямое и обратное напряжение на управляемых вентилях. Как следует из рис. 3, г, оно максимально при $\alpha=90^\circ$ и определяется уравнением (10).

С помощью рис. 3 можно также показать невозможность осуществления алгоритма II переключения вентилей. При этом алгоритме линейное напряжение должно иметь вид импульсов продолжительностью $2M$ интервалов, в течение которых напряжение равно u_d . При увеличении угла α выпрямленное напряжение уменьшается, что должно привести к уменьшению напряжения на всех обмотках в течение всех интервалов. При этом возникает противоречие, состоящее в том, что сумма уменьшающихся напряжений первичных обмоток должна уравнове-

шивать неизменное по величине напряжение сети, что и определяет невозможность осуществления этого алгоритма. При переключении вентилей по алгоритму 1 уменьшение напряжения на одних интервалах сопровождается увеличением на других, поэтому указанного противоречия при этом алгоритме не возникает.

Регулятор переменного напряжения с индуктивным накопителем. Схема соединения первичных обмоток трансформаторов не отличается от рассмотренной ранее, а схема соединения вторичных показана на рис. 4. Предположим, что регулятор работает на симметричную активную нагрузку, а параметры многообмоточного дросселя таковы, что его м. д. с. постоянна. Кроме того, предположим, что потоки рассеяния отдельных обмоток дросселя отсутствуют. Тогда при переключении вентилей выпрямленные токи отдельных мостов могут мгновенно измениться, но так, чтобы выполнялось условие:

$$\sum_{i=1}^M \omega i_{di} = \omega \sum_{i=1}^M i_{di} = \omega I_o = \text{const.}$$

Это условие идентично условию (1), из чего вытекает, что изменение токов в первичных и вторичных обмотках трансформаторов рассматриваемого преобразователя также описывается уравнениями (2), (3) и (6), если в них положить $I_d = I_o$. Поскольку вторичные обмотки трансформаторов соединены относительно нагрузки параллельно, линейный ток нагрузки равен сумме вторичных токов и описывается с помощью дискретно вращающегося вектора $I_{2\Sigma m}$ (рис. 2), определяемого уравнением (4):

$$i_{an(q)} = I_{2\Sigma m} \sin \left[\Delta\sigma(q-1) + \frac{\pi}{6} \frac{M-1}{M} \right].$$

Токи двух других фаз сдвинуты относительно тока фазы А на 120° . Действующее значение напряжения на нагрузке находим из баланса мощности для одной фазы преобразователя:

$$P_1 = U_{1\phi} I_{1(1)} \cos \varphi_1 = P_2 = U_{н.ф} I_{н.ф}.$$

Учитывая, что $\cos \varphi_1 = \cos \alpha$ и $I_{н.ф} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{2\Sigma m}$, и выражена $I_{1(1)}$ через $I_{2\Sigma m}$, получаем

$$U_{н.ф} = \frac{12M}{\pi k_T} U_{1\phi} \sin^2 \frac{\pi}{6M} \cos \alpha. \quad (11)$$

Поскольку при активной нагрузке форма кривой напряжения повторяет форму кривой тока, мгновенные значения фазного напряжения на интервалах равны:

$$u_{an(q)} = U_{н.м} \sin \left[\Delta\sigma(q-1) + \frac{\pi}{6} \frac{M-1}{M} \right],$$

где

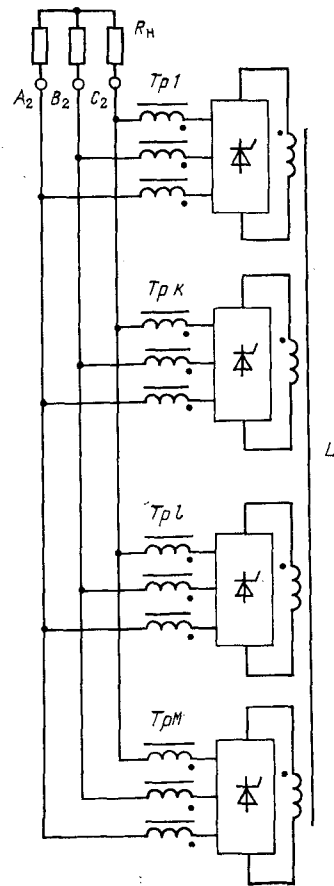
$$U_{н.м} = \sqrt{2} U_{н.ф} = \frac{12 \sqrt{2} M}{\pi k_T} U_{1\phi} \sin^2 \frac{\pi}{6M} \cos \alpha.$$

Мгновенные значения линейного напряжения нагрузки в соответствии с [8] равны:

$$u_{ab(q)} = \sqrt{3} U_{н.м} \sin \left[\Delta\sigma(q-1) + \frac{\pi}{6} \frac{2M-1}{M} \right].$$

В фазных и линейных напряжениях нагрузки присутствуют гармоники только порядка $6Ms \pm 1$, $s=1, 2, 3, \dots$. Увеличивая число мостов, можно уменьшить содержание гармоник до сколь угодно малого уровня (практически уменьшение этого уровня ограничивается

Рис. 4. Принципиальная схема соединения вторичных обмоток каскадного регулятора переменного напряжения с индуктивным накопителем



несимметрией схемы, управляющих импульсов и напряжения питающей сети).

Как следует из уравнения (11) регулирование переменного напряжения осуществляется изменением угла отпирания в пределах $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$. При этом соотношение между величинами гармоник остается неизменным. При $\alpha > 90^\circ$ поток мощности в преобразователе меняет направление. Практически это означает, что источник питания и нагрузку можно поменять местами.

Поскольку справедливо

$$I_{2\Sigma m} = \sqrt{2} \frac{U_{н.ф}}{R_{н.ф}},$$

по уравнениям (2)÷(8) могут быть рассчитаны токи обмоток трансформаторов и вентилей преобразователя. Максимальное напряжение на вентилеях имеет место при $\alpha = 90^\circ$. В этом режиме $U_{н.ф} = 0$, что эквивалентно замыканию нулевых точек всех вторичных обмоток на коротко. Тогда линейные напряжения на входе каждого вентильного моста будут иметь точно такую же величину и форму, как и у рассмотренного выше выпрямителя. Из этого вытекает, что прямое и обратное напряжение вентилей регулятора переменного напряжения определяется уравнением (10).

Регулятор переменного напряжения с емкостным накопителем. Рассмотренные регуляторы обладают в известном смысле свойствами источника тока. В тех случаях, когда необходим регулятор со свойствами источника напряжения, в схеме рис. 4 мосты выполняются из встречно-параллельно соединенных управляемых и неуправляемых вентилей и замыкаются каждый на накопительные конденсаторы. Работа единичного моста рассмотрена в [9]. Для анализа многомостового устройства воспользуемся принципом суперпозиции, приведя все напряжения к цепи нагрузки.

Для приведения напряжения питания предположим, что на зажимах нагрузки действует синусоидальное напряжение величиной U_2 (фазное напряжение), а вентильные мосты замкнуты на коротко. Тогда напряжения на первичных обмотках трансформаторов будут сдвинуты относительно друг друга по фазе на угол $\Delta\phi$. Результирующее напряжение U_1 будет равно их геометрической сумме и определяется векторной диаграммой рис. 2 если в ней заменить токи на напряжения.

Из нее находим:

$$U_2 = \frac{2}{k_T} U_1 \sin \frac{\pi}{6M} = \frac{1}{k_H} U_1, \quad (12)$$

где k_H — коэффициент преобразования напряжения каскадно соединенных трансформаторов.

Величина U_2 определяет максимальное напряжение нагрузки.

При переключении вентилей мостов на их выводах образуется трехфазная система прямоугольно-ступенчатых напряжений, которые, подобно прямоугольно-ступенчатым токам, могут быть описаны с помощью вектора \vec{E}_{2m} , дискретно вращающегося с шагом $\Delta\sigma_2 = \pi/3$ [6–8]:

$$e_{a1}(q) = E_{2m} \sin \left[\Delta\sigma_2(q_l - 1) + \frac{\pi}{6} \right];$$

$$e_{b1}(q) = E_{2m} \sin \left[\Delta\sigma_2(q_l - 1) - \frac{\pi}{2} \right];$$

$$e_{c1}(q) = E_{2m} \sin \left[\Delta\sigma_2(q_l - 1) - \frac{7\pi}{6} \right].$$

Модуль вектора \vec{E}_{2m} равен:

$$F_{2m} = \frac{2}{3} E_d,$$

где E_d — постоянное напряжение на конденсаторах.

Границы межкоммутационных интервалов отдельных мостов q_l ($l=1, 2, \dots, M$) во временной области не совпадают и смещены относительно друг друга на $T/6M$, где T — период основной частоты.

Приведем сначала эти напряжения к первичной цепи. Применяя рассуждения, изложенные в [8], получим, что прямоугольно-ступенчатые напряжения на первичных обмотках также определяются векторной диаграммой рис. 2 с тем отличием, что составляющие векторы вращаются попеременно с шагом $\Delta\sigma_2 = \pi/3$. При этом результирующий вектор \vec{E}_{1m} вращается с шагом $\Delta\sigma_2 = \pi/3M$.

Величина вектора

$$E_{1m} = \frac{k_T E_{2m}}{2 \sin \frac{\pi}{6M}}.$$

Приведем теперь напряжение E_{1m} к цепи нагрузки. Поскольку изображающие векторы синусоидального и прямоугольно-ступенчатого напряжения изменяются при трансформации в одинаковой степени, то, применяя уравнение (12), находим:

$$E_{2\sigma m} = \frac{1}{k_H} E_{1m} = \frac{2}{3} E_d,$$

где $E_{2\sigma m}$ — амплитуда изображающего вектора прямоугольно-ступенчатого напряжения, эквивалентного напряжениям M мостов и приведенного к цепи нагрузки.

Вектор $\vec{E}_{2\sigma m}$, так же как и вектор \vec{E}_{1m} , вращается с шагом $\Delta\sigma_2 = \frac{\pi}{3M}$. Прямоугольно-ступенчатое напряжение, определяемое вектором $\vec{E}_{2\sigma m}$, может быть разложено на гармоники. В соответствии с [8] амплитуды

гармоник равны:

$$E_{2\sigma m(n)} = \frac{4M}{\pi n} E_d \sin \frac{\pi}{6M},$$

где n — номер гармоники; $n = 6Ms \pm 1$, $s = 1, 2, \dots$

Высшие гармоники будут приложены непосредственно к нагрузке. А величина основной гармоники выходного напряжения может быть найдена с помощью векторной диаграммы, приведенной в [9]. Из нее вытекает, что минимум выходного напряжения при активной нагрузке достигается при условии $U_2 = E_{2\sigma(1)}$. Отсюда находим:

$$E_{d \max} = \frac{\pi}{2 \sqrt{2} M \sin \frac{\pi}{6M}} U_2.$$

Величина $E_{d \max}$ определяет наибольшее прямое и обратное напряжения вентилей.

Если считать ток нагрузки синусоидальным, то токи вторичных обмоток трансформаторов определяются из уравнения (4), откуда могут быть найдены расчетные значения токов вентилей. При этом необходимо иметь в виду, что угол проводимости диодов и тиристоров в регуляторе с накопительной емкостью равен 90° . Расчеты показывают, что при $M=2$ и одинаковых входных и выходных параметрах расчетное напряжение вентилей в регуляторе с накопительной емкостью примерно в два раза меньше, чем в регуляторе с индуктивностью. Недостатком регулятора с емкостью является несколько меньший диапазон регулирования напряжения, поскольку при уменьшении напряжения на нагрузке основная его гармоника уменьшается, а высшие возрастают, что и приводит к ограничению диапазона.

В заключение укажем, что каскадный регулятор переменного напряжения может работать с замкнутыми накоротко мостами. Его выходное напряжение является кусочно-синусоидальной функцией, образованной участками синусоид с разной амплитудой и начальной фазой. В таком напряжении также присутствуют гармоники только порядка $6Ms \pm 1$, $s = 1, 2, 3, \dots$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. — М.: Наука, 1970.
2. А. с. № 114549 (СССР). Двенадцатифазный мостовой выпрямитель/А. В. Поссе. Оpubл. в Б. И., 1958, № 8.
3. Ивенский Г. В., Поссе А. В., Слоним М. А. Двенадцатифазный мостовой выпрямитель с последовательным включением первичных обмоток трансформаторов. — Изв. НИИ постоянного тока. 1961, № 8.
4. Двенадцатифазные преобразователи с глубоким ограничением аварийных токов/Ю. А. Казачков, Ю. С. Крайчик, Б. П. Краснова и др. — Электричество, 1978, № 8.
5. А. с. № 935896 (СССР). Устройство для регулирования трехфазного напряжения/А. Г. Савин. Оpubл. в Б. И. 1982, № 22.
6. Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. — М.: Энергия, 1970. — 152 с.
7. Чванов В. А. Динамика автономных инверторов с прямой коммутацией. — М.: Энергия, 1978.
8. Савин А. Г. Векторное представление токов и напряжений при анализе цепей с вентильными преобразователями. — Электричество, 1983, № 1.
9. Савин А. Г. Трансформаторно-тиристорные регулируемые преобразователи напряжения переменного тока. — Электричество, 1981, № 11.

[24.11.82]



Экспериментальное исследование влияния влажности воздуха на разрядные напряжения длинных воздушных промежутков

РУДАКОВА В. М., канд. техн. наук

НИИПТ

Влияние атмосферных условий на электрическую прочность воздушной изоляции линий электропередачи и подстанций и разрядные напряжения, измеряемые в лабораториях, учитывается введением поправочных коэффициентов, регламентированных ГОСТ 1516.2—76 и согласованных с рекомендацией МЭК (Публикация 60—1—1973 г.). Эти документы основаны на достаточно большом экспериментальном материале. При этом результаты исследований воздушных промежутков в разных лабораториях, относящиеся к влиянию температуры и давления воздуха на разрядные напряжения хорошо согласуются между собой, а величины поправочных коэффициентов на абсолютную влажность воздуха характеризуются большими расхождениями: эти коэффициенты зависят от вида воздействующего напряжения, его полярности, геометрии электродов и размеров промежутков.

В ряде статей, в которых рассматриваются воздушные промежутки длиной более 3 м [1—4], указывается на уменьшение влияния влажности с ростом длины промежутков и нелинейный характер зависимости разрядных напряжений от влажности. В [5] на основании обобщения экспериментальных данных, полученных разными исследователями в Ренардье, сделан противоположный вывод о резком усилении влияния влажности с удлинением промежутков свыше 5 м и об усилении влияния влажности при значениях более 11 г/м³. Сравнение полученных разными исследователями средних поправочных коэффициентов $K_{ср}$, характеризующих изменение 50 %-ного разрядного напряжения \bar{U} при изменении влажности h на 1 г/м³, дано в табл. 1. Различия в значениях $K_{ср}$ не могут быть объяснены разной конфигурацией промежутков или разной формой воздействующих импульсов. Наиболее вероятная причина расхождения — недостаточно точное определение зависимости $\bar{U}(h)$ при малом числе опытов. В частности, чтобы среднеквадратичная погрешность при определении корреляционного отношения η , характеризующего тесноту связи \bar{U} и h , не превышала 3 %, необходимо провести не менее 40 опытов (при $\eta \geq 0,9$). Это условие не выполнено в [1—5].

Целью данной статьи было исследование влияния абсолютной влажности воздуха на электрическую прочность промежутков, близких по конфигурации к подстанционным. В качестве испытуемых были выбраны промежутки между экранным кольцом аппарата и заземленной стойкой опоры длиной 3,5 и 7 м и промежуток между экранными кольцами длиной 3,1 м. Расположение и размеры испытуемых объектов показаны на рис. 1. Для организации промежутков кольцо — стойка опоры длиной 3 м и промежуток кольцо — кольцо экранное кольцо устанавливались на 4 изоляторах КО-110 на металлической подставке около макета стойки опоры. В испытаниях промежуток кольцо — кольцо экранное кольцо, расположенное ближе к стойке опоры, заземлялось. Промежутки кольцо — стойка длиной 5 и 7 м были образованы экранным кольцом, подвешенным на V-образной гирлянде на траверсе portalной опоры напротив ее стойки. Высота подвески кольца над землей составляла при длине промежутка 5 м — 9,5 м, при длине 7 м — 12 м. Испытания проводились в течение трех лет, при этом в опытах по определению разрядных напряжений были зарегистрированы колебания параметров атмосферы в следующих пределах: атмосферного давления — от 99 до 104 кПа, температуры — от -23 °C до +28 °C, относительной плотности воздуха — от 0,97 до 1,17, абсолютной влажности — от 0,5 до 16 г/м³, относительной влажности от 25 до 100 %.

Источником напряжения в испытаниях служил каскад испытательных трансформаторов 3×750 кВ, работающих в

режиме коммутационных импульсов с длительностью фронта 3500 мкс. Все испытания были проведены при положительной полярности импульсов. Напряжение измерялось через емкостной делитель с помощью осциллографа. Чтобы исключить влияние метеоусловий на точность измерений, регулярно при разнотемпературе и влажности воздуха проводилась градуировка делителя, в каждом опыте контролировалось сопротивление утечки измерительного кабеля. В диапазоне изменения метеоусловий, охваченном измерениями, емкость делителя напряжения практически не изменялась. Максимальная погрешность измерения напряжения, складывающаяся из погрешностей градуировки делителя и осциллографа и погрешности расшифровки осциллограмм, составляет 3,5—4 %.

Разрядные характеристики промежутков определялись в виде зависимости вероятности перекрытия промежутка от амплитуды приложенного напряжения $P(U)$. Общее число воздействий в одном испытании составляло 120—160. Среднеквадратичная статистическая погрешность в определении 50 %-ного разрядного напряжения \bar{U} и коэффициента изменчивости c при таком объеме опытов находилась в пределах 1—1,5 % и 15—30 % соответственно. Всего для каждого из промежутков было сделано от 32 до 76 серий опытов по определению \bar{U} и c . Генеральные средние значения $\bar{U}_г$ и средние значения коэффициентов изменчивости $c_{ср}$, рассчитанные по формуле

$$c_{ср} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n c_i^2}{n}},$$

приведены в табл. 2. Совокупность 50 %-ных разрядных напряжений рассеяна около генерального среднего разрядного напряжения $\bar{U}_г$ каждого промежутка, величины среднеквадратичных отклонений σ_g , характеризующие это рассеяние, невелики ($\sigma_g/\bar{U}_г \approx 0,02$), но проверка по критерию согласия χ^2 показала,

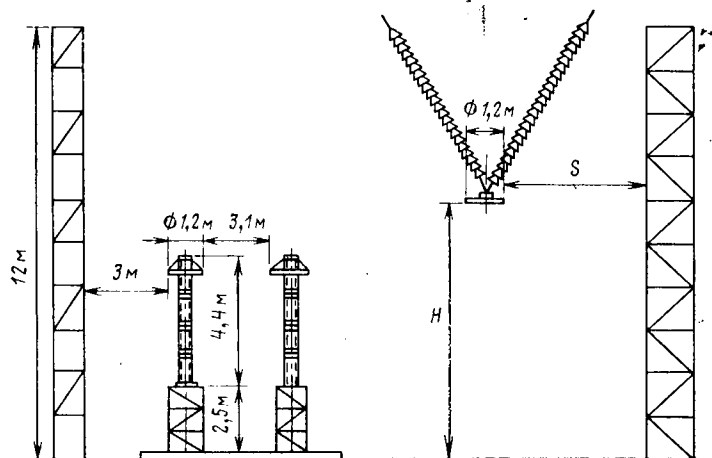


Рис. 1. Эскизы промежутков кольцо — стойка опоры и кольцо — кольцо

Таблица 1

| Источник | Фронт им-пульса, мкс | Промежуток | Длина промежутка, м | Число опытов | Диапазон изменения влажности, г/м³ | K_{cp} %/г/м³ |
|----------|----------------------|---|---------------------|----------------|------------------------------------|----------------------|
| [1, 2] | 220 | стержень — стержень стержень — плоскость | 3,5 5 6 | 9 7 7 | 4—22 5—22 5—22 | 0,49 0,41 0,28 |
| [3] | 2700 | стержень — стержень стержень — плоскость | 3 5,5 | 5 5 | 3—13 3—13 | 1,1 0,3 |
| [4] | 300 | провод — стойка | 3,5 4,93 8,6 | 21 20 20 | 0,6—19 0,7—19 0,8—19 | 0,53 0,45 0,35 |
| [5] | 500 | стержень — плоскость | 5 | | 5—11 | 1,2 |
| рис. 4 | 3500 | кольцо — кольцо | 3,1 | 32 | 0,9—16 | 1,5 |
| | | кольцо — стойка | 3 | 73 | 0,8—14 | 1,35 |
| | | | 5 7 | 76 37 | 0,5—14 0,8—16 | 1,26 0,9 |

Таблица 2

| Промежуток | Длина промежутка, м | Число экспериментов | До приведения к нормальным атмосферным условиям | | | После приведения к δ_0 и h_0 по формуле (5) | | После приведения к δ_0 и h_0 по ГОСТ 1516.2—76 | |
|-----------------|---------------------|---------------------|---|----------------------------------|----------------------------------|--|----------------------------------|---|----------------------------------|
| | | | \bar{U}_r , кВ | $\frac{\sigma_r}{\bar{U}_r}$, % | $\frac{\sigma_r}{\bar{U}_r}$, % | \bar{U}_r , кВ | $\frac{\sigma_r}{\bar{U}_r}$, % | \bar{U}_r , кВ | $\frac{\sigma_r}{\bar{U}_r}$, % |
| кольцо — стойка | 3 | 73 | 1395 | 8,4 | 2,0 | 1420 | 1,9 | 1355 | 3,4 |
| | 5 | 76 | 1640 | 7,9 | 2,5 | 1680 | 2,5 | 1600 | 4,0 |
| | 7 | 37 | 1810 | 7,3 | 1,9 | 1840 | 2,0 | 1775 | 3,6 |
| кольцо — кольцо | 3,1 | 32 | 1555 | 8,0 | 1,8 | 1580 | 1,7 | 1530 | 3,3 |

что закон распределения \bar{U} не соответствует нормальному. Небольшое значение σ_r подтверждает тот факт, что в естественных условиях изменение разрядных напряжений под влиянием температуры в значительной мере компенсируется изменением под влиянием абсолютной влажности, которая связана с температурой функциональной зависимостью.

Приведенные к нормальной относительной плотности воздуха ($\delta_0=1$) по методике ГОСТ 1516.2—76 50 %-ные разрядные напряжения увеличиваются с ростом абсолютной влажности (рис. 2). Зависимость $\bar{U}_{\delta_0}(h)$ нелинейна: более быстро разрядные напряжения всех промежутков растут в диапазоне влажности от 0 до 8 г/м³, при дальнейшем увеличении h до 16 г/м³ разрядные напряжения увеличиваются незначительно. Эта зависимость описывается в диапазоне влажности от 0 до 16 г/м³ уравнением регрессии второго порядка:

$$\bar{U}_i = A_1 + A_2 h_i - A_3 h_i^2. \quad (1)$$

Коэффициенты уравнения регрессии и корреляционные отношения η между \bar{U} и h даны в табл. 3. Средняя квадратичная

Таблица 3

| Промежуток | Длина промежутка, м | A_1 , кВ | A_2 , кВ/(г/м³) | A_3 | η |
|-----------------|---------------------|------------|-------------------|-------|--------|
| кольцо — стойка | 3 | 1238 | 24,25 | 0,69 | 0,9 |
| | 5 | 1475 | 33,6 | 1,4 | 0,84 |
| | 7 | 1680 | 21,8 | 0,66 | 0,84 |
| кольцо — кольцо | 3,1 | 1358 | 38,8 | 1,66 | 0,94 |

ческая ошибка значений \bar{U}_i , вычисляемых по уравнению (1), не превышает 2 % для всех промежутков. Высокое значение корреляционных отношений подтверждает, что связь между разрядными напряжениями воздушных промежутков и абсолютной влажностью воздуха существенна.

Зависимость (1), полученная по разрядным напряжениям, приведенным к $\delta_0=1$, была проверена по непосредственно измеренным в опытах неприведенным значениям \bar{U} для узкого диапазона изменения относительной плотности воздуха: от 0,98 до 1,02, в котором зависимость влажности от плотности воздуха можно пренебречь. При приблизительном постоянстве температуры и плотности воздуха зависимость $\bar{U}(h)$ также удовлетворяет уравнению регрессии (1). При этом корреляционное отношение η для промежутков кольцо — стойка длиной 3 и 8 м равно 0,8. Для двух других промежутков в рассматриваемом диапазоне δ число экспериментальных точек недостаточно для подсчета η с приемлемой точностью.

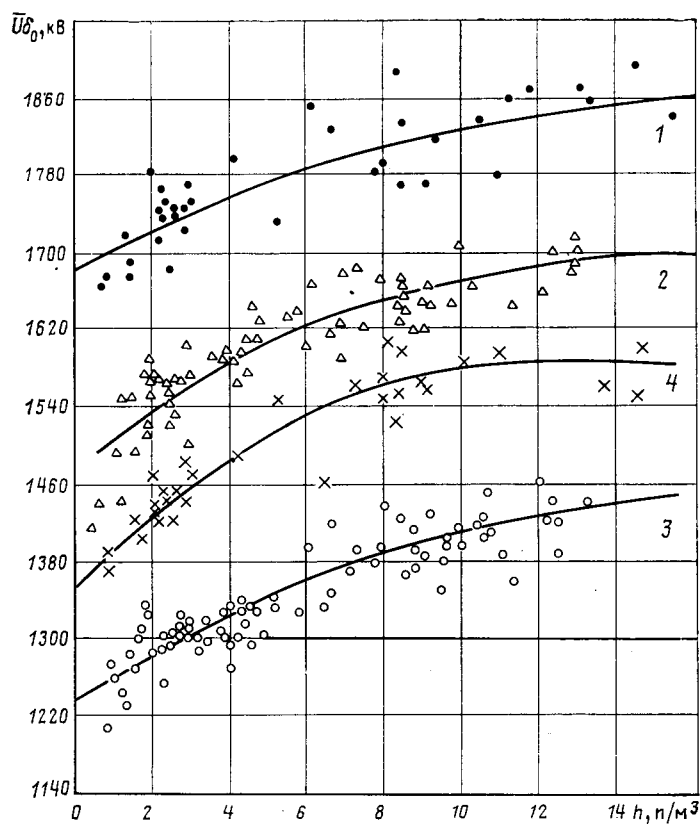


Рис. 2. Зависимость 50 %-ных разрядных напряжений от абсолютной влажности воздуха для промежутков кольцо — стойка опоры (1—7 м, 2—5 м, 3—3 м) и кольцо — кольцо заземленное (4—3,1 м)

По полученным уравнениям (1) для каждого промежутка были рассчитаны поправочные коэффициенты на влажность.

$$K = \frac{\bar{U}_0}{\bar{U}_i}, \quad (2)$$

где \bar{U}_0 и \bar{U}_i — 50 %-ные разрядные напряжения при влажности $h_0 = 11 \text{ г/м}^3$ и h_i .

В диапазоне влажности от 0 до 11 г/м^3 с ростом длины промежутка значения поправочных коэффициентов уменьшаются (рис. 3), при $h > 11 \text{ г/м}^3$ поправочные коэффициенты всех промежутков близки к 1. При одинаковой длине промежутков кольцо — стойка и кольцо — кольцо поправочные коэффициенты на влажность практически совпадают по величине. Полученные в работе поправочные коэффициенты при длине промежутка $S = 3 \text{ м}$ значительно выше коэффициентов, регламентированных ГОСТ 1516.2—76 для колебательных коммутационных импульсов и коэффициентов, рекомендуемых МЭК (Публикация 60—1—1973 г.) и ГОСТ для аperiodических коммутационных импульсов. Для более длинных промежутков при воздействии колебательных импульсов поправочный коэффициент на влажность согласно ГОСТ равен 1. Таким образом, приведение разрядных напряжений воздушных промежутков длиной более 3 м к нормальным относительной плотности и абсолютной влажности по методике ГОСТ может приводить к ошибке, достигающей при низкой влажности 10—15 %. Полученные в работе средние величины приращения разрядного напряжения промежутка кольцо — кольцо при изменении влажности на 1 г/м^3 (табл. 1) согласуются с результатами, полученными в [3] для промежутка стержень — стержень. Значения $K_{\text{ср}}$ для промежутка кольцо — стойка длиной 5 м близки к $K_{\text{ср}}$, полученному в [5] для промежутка стержень — плоскость такой же длины, но при длительности фронта 500 мкс.

На основании зависимости $K(h)$ (рис. 3), полученной для промежутков длиной 3,5 и 7 м, может быть построена зависимость поправочных коэффициентов от длины промежутка при постоянной влажности воздуха (рис. 4). Кривые поправочных коэффициентов рис. 4 могут быть рекомендованы для приведения к нормальной абсолютной влажности воздуха разрядных напряжений промежутков как с резконеоднородным асимметричным, так и с неоднородным, но приблизительно симметричным электрическим полем при воздействии аperiodических и колебательных коммутационных импульсов. Приведение к

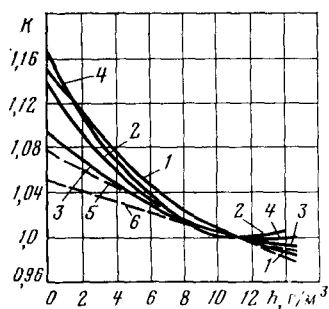


Рис. 3. Поправочные коэффициенты на абсолютную влажность воздуха. Промежутки кольцо — стойка опоры: 1—3 м, 2—5 м, 3—7 м, 4 — кольцо — кольцо, 3,1 м; 5 — ГОСТ, колебательные импульсы, $S=3 \text{ м}$; 6 — ГОСТ, МЭК, аperiodические импульсы, $S=3 \text{ м}$

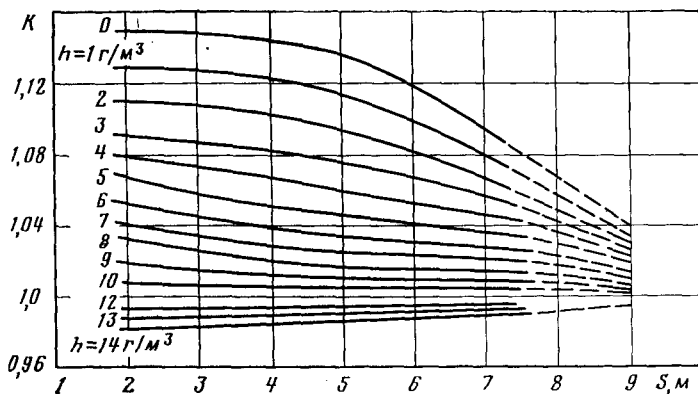


Рис. 4. Поправочные коэффициенты на абсолютную влажность воздуха в зависимости от длины промежутка

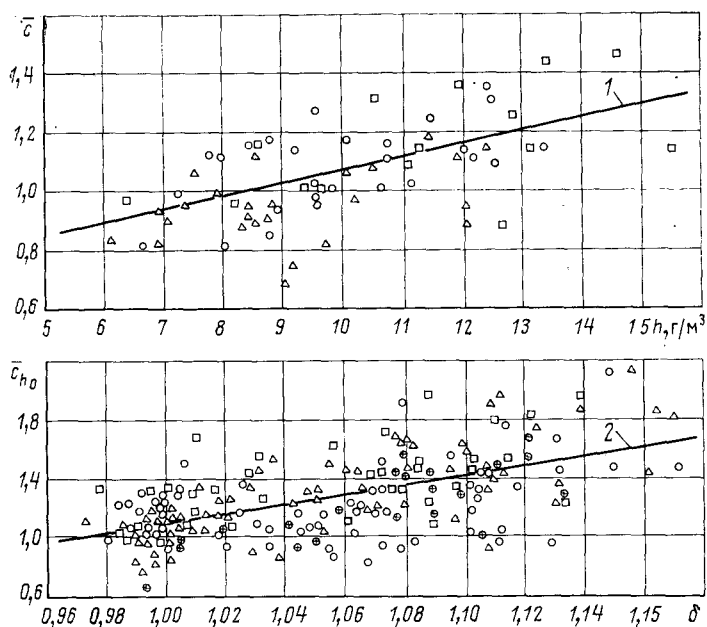


Рис. 5. Зависимость коэффициентов изменчивости от абсолютной влажности (1) и относительной плотности воздуха (2). Промежутки кольцо — стойка опоры: \circ — 3 м, Δ — 5 м, \square — 7 м. \oplus — кольцо — кольцо, 3,1 м.

$h_0 = 11 \text{ г/м}^3$ приводится по формуле:

$$\bar{U}_{h_0} = \bar{U}_i K. \quad (3)$$

Приведенные только к нормальной абсолютной влажности 50 %-ные разрядные напряжения увеличиваются с ростом относительной плотности воздуха. Эта зависимость удовлетворяет уравнению

$$\bar{U}_i = U_{\delta_0} \delta_i^n. \quad (4)$$

Показатели степени n для всех промежутков примерно равны показателям степени, рекомендуемым ГОСТ 1516.2—76 для промежутков соответствующей длины. Таким образом, приведение разрядных напряжений к δ_0 и h_0 следует выполнять по формуле:

$$\bar{U}_{n\delta_0} = \bar{U}_i \frac{K}{\delta^n}, \quad (5)$$

при этом показатель степени n определяется по ГОСТ 1516.2—76.

Проверка, выполненная для промежутков длиной 3 и 5 м, показала, что распределение 50 %-ных разрядных напряжений приведенных к δ_0 и к h_0 по формуле (5) с использованием для определения величины K (рис. 4), подчиняется нормальному закону распределения. Значения среднеквадратичных отклонений σ_r после приведения практически не изменились (табл. 2) что свидетельствует о правильности сделанного приведения. Введение поправок на абсолютную влажность и относительную плотность воздуха по методике ГОСТ 1516.2—76 приводит к увеличению разброса 50 %-ных разрядных напряжений (табл. 2).

Коэффициенты изменчивости разрядных напряжений также подвержены влиянию метеорологических факторов. Поскольку коэффициенты изменчивости практически не зависят от длины промежутка (табл. 2), может быть построен общий для всех промежутков график зависимости коэффициентов c от абсолютной влажности и относительной плотности воздуха. На рис. коэффициенты изменчивости выражены в относительных единицах:

$$\bar{c} = \frac{c_i}{c_{\text{ср}}},$$

где $c_{\text{ср}}$ — среднее для каждого промежутка значение коэффициента изменчивости.

В диапазоне относительной плотности воздуха 0,98—1,0 с увеличением влажности от 6 до 16 г/м^3 коэффициенты изме-

чивости разрядных напряжений увеличиваются примерно в 1,5 раза. Эта зависимость описывается уравнением

$$\bar{c} = 0,63 + 0,044h. \quad (6)$$

Коэффициент корреляции между \bar{c} и h равен 0,53. Приведенные к нормальной влажности с учетом (6) коэффициенты изменчивости линейно возрастают с ростом относительной плотности воздуха (рис. 5), при этом коэффициент корреляции между \bar{c} и δ равен 0,59. Величины коэффициентов корреляции, большие 0,5, свидетельствуют о наличии корреляционной зависимости коэффициентов изменчивости от метеорологических факторов δ и h , но число проведенных экспериментов недостаточно для точного определения этой зависимости и соответствующих поправочных коэффициентов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Harada T., Aihara Y., Aoshima Y. Influence of humidity on lightning and switching flashover voltages. — IEEE Trans. on PAS, 1971, vol. 90, № 4.
2. Harada T., Aihara Y., Aoshima Y., Jto Y. Impulse flashover characteristics of long gaps and atmospheric correction. — IEEE Trans. on PAS, 1978, vol. 97, № 2.
3. Волкова О. В., Рейнгольд А. С., Чернышев В. И. Влияние абсолютной влажности воздуха на разрядные напряжения длинных воздушных промежутков. — Электричество, 1968, № 3.
4. La Forest J. J., Kachler A. J., Zaffanella L. E. Switching—surge results from project UHV — influence of humidity and grading shields. — IEEE Trans. on PAS, 1971, vol. 90, № 4.
5. Büsch W. Air humidity: an important factor for UHV design. — IEEE Trans. on PAS, 1978, vol. 97, № 6.

[02.08.83]

УДК 621.316.1.019.34.001.24

Оценка вероятности каскадной аварии в сложноразветвленной сети 0,38 кВ

ФОКИН Ю. А., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

При электроснабжении районов городов с многоэтажной застройкой в [1] предлагается применять сложноразветвленную сеть (СЗС) 0,38 кВ, имеющие лучшие технико-экономические характеристики по сравнению с ныне применяемыми разветвленными. Необходимая надежность электроснабжения обеспечивается специальными способами резервирования по сети 10 кВ (резервированием шин источника питания (ИП), либо подключением линий 10 кВ, питающих участки СЗС, к разным ИП). Повышенный уровень надежности по сети 0,38 кВ обеспечивается «расщеплением» вводов и линий.

Однако, ввиду того, что элементы СЗС защищаются недостаточно совершенными коммутационными аппаратами: закрытыми плавкими предохранителями и автоматами обратной мощности (АОМ), а также срабатыванием предохранителей в сети 0,38 кВ вследствие перегрузок линий в тяжелых послеаварийных режимах (отключение одной или нескольких трансформаторных подстанций (ТП) участка, головных линий 0,38 кВ и т. д.), возможно каскадное отключение нескольких линий 0,38 кВ. Это приводит к тому, что СЗС как единое целое перестает функционировать; к тому же возможно отключение ряда ответственных потребителей. Обеспечить живучесть участков СЗС при возможных нарушениях в сети 10/0,38 кВ можно существенным повышением надежности отключения АОМ при заявках на срабатывание и тщательным выбором номинальных токов плавких вставок в линиях сети 0,38 кВ, проверяя их селективность не только при коротких замыканиях, но и в наиболее тяжелых послеаварийных режимах [1]. Для целенаправленного выбора параметров защищаемых аппаратов необходима количественная оценка вероятности развития каскадной аварии и, самое главное, — наиболее вероятные последовательности отключения элементов — пути ее развития.

С этой целью в статье предлагается алгоритм оценки вероятности каскадной аварии в СЗС, основанный на имитационном моделировании процессов, протекающих в сети. Алгоритм оценки вероятности каскадной аварии в СЗС достаточно сложен и трудоемок, поэтому необходим предварительный тщательный отбор нарушений в сети 10/0,38 кВ и исключение из рассмотрения маловероятных состояний. Это существенно экономит время расчета при имитационном моделировании.

Имитационное моделирование процесса развития каскадной аварии в СЗС 0,38 кВ имеет следующие особенности.

1. Так как узлы нагрузки (вводы в здания) не оборудованы автоматикой разгрузки при снижении напряжения в сети, то каждое отключение линии 0,38 кВ вызывает увеличение нагрузки оставшихся в работе (частичное снижение потребляемой мощности происходит вследствие снижения напряжения у ряда потребителей). Поэтому необходимо многократное последовательное воспроизведение режимов по нагрузкам ветвей и на-

пряжениям узлов с проверкой связи потребителей с ИП (в данном случае ТП).

2. Режимы электропотребления носят вероятностно-статистический характер, возникновение нарушений, вызывающих каскадное отключение элементов, зависит от многих случайных факторов; поэтому наиболее целесообразной моделью режимов для оценки вероятности их существования является система случайных величин, характеризующаяся интегральными вероятностными характеристиками, а состояния схемы — моделью системы случайных событий. Если анализируется состояние сети при отказе АОМ во время нарушения в сети 10 кВ (короткого замыкания), то интегральные характеристики режимов элементов сети 0,38 кВ следует определять с учетом вероятностных характеристик токов к. з., протекающих через сеть 0,38 кВ, обусловленных случайностью места возникновения и фазностью к. з. Само к. з. целесообразно имитировать узлом нагрузки с соответствующими вероятностными характеристиками. Этим приемом достигается единообразие методического подхода как к имитации каскадной аварии в тяжелых послеаварийных режимах, так и непосредственно в аварийных (отказ АОМ при заявке на срабатывание).

3. Токо-временные характеристики закрытых плавких предохранителей [2] имеют значительный разброс по времени срабатывания, и по существу даже при одном и том же токе продолжительность срабатывания является случайной величиной; поэтому токо-временные характеристики целесообразно моделировать системой зависимых случайных величин.

4. Учитывая, что продолжительность каскадного развития аварии, как правило, невелика, на вероятностные характеристики процесса существенное влияние будет оказывать последовательность изменения ординат случайных процессов изменения режимов в элементах сети. Поэтому моделью процесса развития следует считать случайные процессы. При решении данной задачи интерес представляют не все характеристики процесса, а число, средняя амплитуда и продолжительность выбросов тока нагрузки линий за пределы допускаемых значений (считается, что характеристики предохранителей согласованы с уровнем термической устойчивости защищаемых элементов).

5. Многократное воспроизведение интегральных характеристик режимов в СЗС 0,38 кВ (даже если участок ограниченного размера — 4—6 ТП) предусматривает необходимость скоординированных способов их определения; в противном случае, как показывает анализ, даже на современных ЭВМ в приемлемое время имитационная модель каскадного развития аварии нереализуема. Следует отметить также, что в целях сокращения размерности решаемой задачи целесообразно свободные э. д. с. [1] системы распределения электроэнергии 10/0,38 кВ (если питание СЗС осуществляется от разных ИП) заменить эквива-

лентными задающими токами [3] с соответствующими вероятностными характеристиками.

С учетом этих особенностей можно предложить следующий имитационный алгоритм каскадной аварии в СЗС 0,38 кВ.

Методику определения вероятности развития аварии рассмотрим при некотором v -м аварийном (или послеаварийном) состоянии схемы; вероятность такого состояния Q_v , $v=1, 2, \dots$, λ — количество рассматриваемых состояний. Для состояния v схемы определяются интегральные характеристики режимов либо по интегральным характеристикам нагрузок узлов, либо по интегральным характеристикам нагрузок ветвей и напряжений в нормальном состоянии схемы. В последнем случае нет необходимости выполнения трудоемкого расчета для определения матриц коэффициентов распределения C и узловых сопротивлений Z [1] обращением матрицы узловых проводимостей Y_v , порядок которой равен числу независимых узлов схемы. Используя интегральные характеристики режимов схемы нормального состояния, получаем

$$\bar{I}^{(r)} = \bar{I} + g_{I_r} \bar{I}_r; \quad (1)$$

$$K_{I(r)} = K_I + g_{I_r} K_{I_r} g_{I_r} + g_{I_r} K_{I_r}; \quad (2)$$

$$\bar{V}^{(r)} = \bar{V} + g_{V_r} \bar{V}_r; \quad (3)$$

$$K_{V(r)} = K_V + g_{V_r} K_{V_r} g_{V_r} + g_{V_r} K_{V_r}; \quad (4)$$

При $i = l$, где $i = 1, 2, \dots, l, \dots, m$ — количество ветвей схемы, а $j = h$, где $j = 1, 2, \dots, h, \dots, n$ — количество узлов схемы,

$$K_{I(r)} = D_{I(r)}, \quad K_{V(r)} = D_{V(r)}. \quad (5)$$

В этих формулах: \bar{I} , \bar{V} — матрица математических ожиданий токовых нагрузок ветвей и напряжений узлов относительно базисного в нормальном состоянии схемы; K_I и K_V — матрицы корреляционных моментов между нагрузками ветвей и напряжениями узлов также в нормальном состоянии схемы; индекс r означает, что указанные характеристики относятся к состоянию схемы с r отключенными ветвями (ТП, линиями 0,38 кВ); индекс l означает, что соответствующая матрица транспонирована; $\bar{V}_r = \bar{V}_n - \bar{V}_k$ — матрица математических ожиданий разности напряжений между узлами, инцидентными отключаемым ветвям. Матрицы g_{I_r} и g_{V_r} называются матрицами утяжеления режимов при отключении r ветвей схемы,

$$g_{V_r} = -Z_{rt} [y_r^{-1} + Z_{n,n} + Z_{k,k} - Z_{n,k} - Z_{k,n}]^{-1}; \quad (6)$$

$$g_{I_r} = \Gamma^{(r)} g_{V_r} y_r^{-1}, \quad (7)$$

или

$$g_{I_r} = (C_n - C_k) [e_r + C_{r,k} - C_{r,n}]^{-1}. \quad (8)$$

В этих формулах матрицы Z_n , Z_k , C_n , C_k — подматрицы матрицы Z и C размером соответственно $(n \times r)$ и $(m \times r)$ — для начальных и конечных узлов отключаемых ветвей, отражающие влияние всех задающих токов J (для Z_n и Z_k) и задающих токов узлов множества $\{r\}$ на все остальные ветви (C_n и C_k); $Z_{n,n}$, $Z_{n,k}$, $Z_{k,n}$, $Z_{k,k}$ — соответственно подматрицы матрицы Z и C размером $r \times r$, соответствующие только множеству начальных (н) и конечных (к) узлов отключаемых ветвей; e_r — единичная диагональная матрица размером $r \times r$; y_r — матрица проводимостей отключаемых ветвей, диагональная; $\Gamma^{(r)} = = y_r^{(r)} M^{(r)}$, где M — первая матрица инцидентий схемы. Определение матриц утяжеления режимов g_{V_r} и g_{I_r} в этих алгоритмах выполняется достаточно быстро, так как необходимо обращаться матрицы размером $r \times r$, т. е. размер определяется количеством одновременно отключаемых ветвей схемы. Следует отметить, что интегральные характеристики по напряжениям узлов вычисляются для контроля необходимости корректировки потребляемой мощности в узлах и соответствующей корректировки нагрузок ветвей.

* В отдельных линиях по условиям селективности при к. з. не удается полностью согласовать I_d элемента с защитными характеристиками предохранителей по концам линии, в этих случаях вместо I_d следует принимать полуторакратное значение номинального тока плавкой вставки.

По вероятностным характеристикам каждого элемента СЗС вычисляется вероятность превышения его допустимого тока

$$I_{di} \quad (i = 1, 2, \dots, m)^*,$$

$$\gamma_i = \int_{I_{di}}^{I_{\max i}} p(I_i) dI_i, \quad (9)$$

где $p(I_i)$ — плотность распределения тока нагрузки в i -м элементе. Принимая закон распределения нормальным, как в наибольшей степени отвечающий физической сущности явления, получаем

$$\gamma_i = 1 - \Phi \left(\frac{I_{di} - \bar{I}_i}{\sqrt{D_{I_i}}} \right), \quad (10)$$

где $\Phi(x)$ — функция Лапласа.

В состоянии перегрузки может быть не один, а несколько элементов СЗС; события перегрузки являются совместными и зависимыми. Вероятность перегрузки, например, хотя бы одной из I_v ветвей

$$Q_{vl} = \sum_{i=1}^{I_v} \gamma_i - \sum_{i,j} \gamma_{i,j} + \sum_{i,j,k} \gamma_{i,j,k} - \dots$$

$$\dots (-1)^{I_v-1} \gamma_{1,2,\dots,I_v} =$$

$$= 1 - \gamma_1 \gamma_2 / \gamma_3 / \gamma_4 \dots \gamma_{I_v} / \gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_{I_v-1}, \quad (11)$$

где

$$\gamma_{i,j} = \int_{I_{di}}^{\infty} \int_{I_{dj}}^{\infty} p(I_i, I_j) dI_i dI_j \quad (12)$$

— вероятность перегрузки i -й и j -й ветви; $p(I_i, I_j)$ — совместная плотность вероятности нагрузки i -й и j -й ветвей; $\gamma_{2/1}$ — условная вероятность перегрузки ветви 2 при условии, что нагрузка ветви 1 находится в недопустимых пределах. Смысл остальных вероятностей, входящих в (11), аналогичный.

Вероятности перегрузки более чем двух ветвей вычислять непосредственно, подобно (12), сложно, поэтому целесообразно использовать рекуррентный метод расчета и сводные коэффициенты корреляции между случайными событиями перегрузок. Например, вероятность перегрузки трех ветвей $\gamma_{1,2,3}$ при $l=3$

$$\gamma_{1,2,3} = \gamma_1 \gamma_2 \gamma_3 + R_{1(2,3)} \sqrt{\gamma_1 (1 - \gamma_1) \gamma_2 \gamma_3 (1 - \gamma_2 \gamma_3)}, \quad (13)$$

где

$$R_{1(2,3)} = [(R_{1,2}^2 + R_{1,3}^2 - 2R_{1,2}R_{1,3}R_{2,3}) \times$$

$$\times (1 - R_{2,3}^2)^{-1}]^{1/2}; \quad (14)$$

здесь $R_{1(2,3)}$ — свободный коэффициент корреляции между событиями нагрузок первой и второй, третьей ветвей; $R_{i,j}$ — парные коэффициенты корреляции между событиями перегрузок i -й и j -й ветвей,

$$R_{i,j} = (\gamma_{i,j} - \gamma_i \gamma_j) [\gamma_i (1 - \gamma_i) \gamma_j (1 - \gamma_j)]^{-1/2}. \quad (15)$$

Больше трех перегруженных элементов в каждом состоянии учитывать нецелесообразно, поэтому для сокращения вычислений γ_i в каждом состоянии схемы по (9) ранжируются, выбираются три наиболее перегруженных элемента «кандидата» на отключение, и по вероятностям их перегрузки приближенно оценивается вероятность существования таких режимов. Если вероятность перегрузки одного из элементов доминирует над остальными, то в дальнейших расчетах имитируется отключение этого элемента. В общем случае критерием выбора «кандидатов» на отключение при одновременной перегрузке нескольких ветвей в одном состоянии может быть соотношение между средними временами отключения, определяемые по амплитудам выбросов тока в этом состоянии a_v . Те элементы, времена отключения которых превышают минимальное в три и более раза, исключаются из рассмотрения. Для выделенной таким образом группы элементов (элементов) определяются вероятности их отключения предохранителями. Отключение предохранителя произойдет в том случае, если продолжительность выброса нагрузки ветви за некоторый уровень I_{pi} будет больше продолжительности времени срабатывания предохранителя при таком выбросе. В качестве нижней границы I_{pi} целесообразно принимать зна-

Если случайный процесс имеет корреляционную функцию экспоненциального вида [5] с параметром α , что характерно для нагрузок городских сетей, то корреляционная функция процесса $I'(t)$

$$K_{I'}(\tau) = D_I (\alpha T)^{-1} (1 - e^{-\alpha T}) e^{-\alpha \tau}, \quad (23)$$

где $\tau = kT$, $k = 1, 2, \dots$

Формула (23) служит для коррекции D_{I_i} (1) при изменении интервала осреднения случайных процессов.

По амплитуде выбросов (20) сверх уровня I_{pi} достаточно просто можно оценить математическое ожидание времени отключения предохранителей ветви i , а с учетом зон разброса токо-временных характеристик — его предельные значения. По средней продолжительности выбросов (19) согласно (17) определяется вероятность отключения предохранителем перегруженной линии.

Отметим, что среднее время срабатывания закрытых плавких предохранителей в диапазоне изменения токов $I = I/I_N = 1,5 \div 7$ (более высокие значения токов относятся к режимам коротких замыканий) с достаточно высокой степенью точности можно аппроксимировать функцией вида

$$\bar{t} = e^{\theta_1} I^{\theta_2}. \quad (24)$$

В частности, для предохранителей типа ПН-2 $\theta_1 = 7,1$; $\theta_2 = 4,44$.

Предельные максимальное и минимальное времена срабатывания отличаются от среднего на 50 %.

После имитации отключения наиболее перегруженной ветви, вновь определяются вероятностные характеристики режимов ветвей и предохранителей; имитируется отключение следующего элемента и т. д. Эти процедуры, имитирующие вероятностный процесс развития аварии в схеме повторяются до тех пор, пока будет нарушена связность СЗС, т. е. выявлен первый наиболее вероятный путь развития аварии. Вероятность реализации аварии по первому пути

$$Q_{pi}^{(v)} = \prod_{i=1}^{z_i} \gamma_i (1 - \gamma_i) \gamma_{pi} (1 - \gamma_{pi}) Q_{v li} (1 - Q_{v li}), \quad (25)$$

где z_i — число элементов первого пути, отключение которых нарушает функционирование СЗС как единого целого.

Аналогично вычисляется вероятность реализации развития аварии по другому пути при том же v -м первоначальном состоянии и т. д. Затем определяется вероятность каскадной аварии как вероятность суммы событий развития по всем путям μ . Пути развития в общем случае могут пересекаться в одних и тех же элементах, и схема может проходить одни и те же со-

стояния, по-тому события развития аварии по разным путям являются совместными (здесь имеется ввиду не временная, а логическая совместимость). Следовательно,

$$Q_{\Pi}^{(v)} = \sum_{\rho=1}^{\mu} Q_{\Pi \rho}^{(v)} - \sum_{\rho, \omega} Q(\Pi_{\rho} \Pi_{\omega}) + \dots (-1)^{\mu-1} \times \\ \times Q(\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_{\mu}). \quad (26)$$

Сокращение вычислений в оценке $Q_{\Pi}^{(v)}$ достигается исключением путей в случае появления элемента на пути с малым значением γ_{pi} по сравнению с соответствующими значениями предыдущего (предыдущих) путей. Параллельным анализом вероятностей γ_i в каждом состоянии схемы («ступеней каскада») и исключение элементов с малыми значениями γ_i . Пересечение разных путей в одном — двух элементах СЗС, особенно при разных первоначальных нарушениях, указывает на слабые звенья в СЗС. В качестве примера на рисунке показаны пути развития каскадных аварий в конкретной СЗС микрорайона с застройкой 9—25-этажными домами с электропищеприготовлением. В качестве первоначальных нарушений выбирались короткие замыкания в сети 10 кВ при отказе АОМ трансформаторов. Обращает на себя внимание тот факт, что развитие аварии, как правило, начинается на одном из периферийных участков и заканчивается «отсечением» ТП с рядом потребителей от схемы. Из анализа этих аварий можно сделать вывод, что в условиях невозможности обеспечения надежной работы АОМ питание ответственных потребителей следует производить от несвязанных между собой расщепленных вводов «опирающихся» на разные ТП. Вероятность же отказа нескольких АОМ при одном и том же нарушении в сети 10 кВ пренебрежимо мала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фокин Ю. А. Схема распределения электроэнергии на напряжении 10/0,38 кВ в городах с многоэтажной застройкой. — Электричество, 1983, № 1.
2. Музланов Б. М., Фокин Ю. А. Проверка селективности плавких предохранителей в сложном замкнутом сетях. — Электрические станции, 1964, № 4.
3. Мельников Н. А. Матричный метод анализа электрических цепей. — М.: Энергия, 1966.
4. Фокин Ю. А., Резников И. Г. Статистическая оценка числа выбросов стационарного случайного процесса (применительно к электрическим нагрузкам). — Изв. вузов. Энергетика, 1981, № 1.
5. Фокин Ю. А. Исследование случайных процессов изменения нагрузки городских сетей. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1970, № 5.

[23.11.82]

УДК 621.311.016.35.001.24

Одновременная координация настроек регуляторов возбуждения генераторов на базе численного поиска

ГРУЗДЕВ И. А., ТРУСПЕКОВА Г. Х., УСТИНОВ С. М.

Ленинградский политехнический институт

Использование сильного регулирования возбуждения мощных генераторов вызывает потребность в оценке его влияния на устойчивость и демпферные свойства современных энергосистем. Отличительной чертой этой задачи является то обстоятельство, что сильное регулирование может быть осуществлено практически на всех крупных станциях системы. В этих условиях важное значение приобретает вопрос о возможных способах координации настроек регуляторов и алгоритмах их практической реализации на ЭВМ.

Известна и широко применяется методика последовательной координации настроек регуляторов сильного действия [1]. Для оценки качества в данной методике используют степень устойчивости, под которой понимается модуль вещественной части сопряженных комплексных корней характеристического

уравнения, ближайших к мнимой оси. Оптимальные комбинации коэффициентов стабилизации АРВ определяют с помощью метода Д-разбиения.

Следуя этой методике, находят коэффициенты стабилизации одной из станций, обеспечивающие наибольшую степень устойчивости, после чего они фиксируются, и далее переходят к поиску настроек АРВ следующей станции. На этом этапе степень устойчивости в общем случае должна повыситься по сравнению с достигнутой на первом этапе. Затем фиксируется найденная пара коэффициентов и определяется следующая пара. Существенной особенностью этой процедуры является то, что на любом этапе степень устойчивости оптимизируется при одновременном изменении лишь двух настроечных параметров АРВ одной станции.

Однако опыт расчетов показывает, что последовательная координация настроек АРВ сильного действия с целью повышения демпфирования сложных электроэнергетических систем малоэффективна, поскольку рост степени устойчивости прекращается после оптимизации коэффициентов стабилизации регуляторов на одной — двух станциях. Причиной этого является невозможность за счет вариации лишь двух коэффициентов обеспечивать одновременное согласное изменение вещественных частей группы доминирующих корней в сторону больших значений степени устойчивости. Любая вариация этих коэффициентов вызывает противоположный характер изменения действительных частей корней относительно ранее достигнутого значения, т. е. имеет место неуправляемость степенью устойчивости [2].

Иначе говоря, методика последовательной координации не позволяет оценить и полностью реализовать возможность сильного регулирования в нескольких точках системы.

Покажем, что эта процедура значительно уступает в смысле достижимой степени устойчивости методу, при котором оптимизация качества осуществляется одновременно по всей совокупности варьируемых коэффициентов. С этой целью рассмотрим идеализированную модель электрической системы, включающую n генераторов соизмеримой мощности, в которой удерживаются лишь доминирующие составляющие электрохимического движения. При этом уравнения переходных процессов представляются уравнениями взаимного движения роторов генераторов. Для исключения естественного демпфирования обмотки возбуждения будем учитывать интегрирующими звеньями, что существенно облегчает оценку эффективности АРВ сильного действия.

При безынерционном регулировании по первой и второй производным взаимного угла $\Delta\delta_{mn}$ можно, используя теорему Виета, написать равенства, связывающие коэффициенты и корни характеристического уравнения. Так, для модели, содержащей три генератора, из которых регулируются, например, Г1 и Г3, эти равенства представим в следующем виде:

$$\frac{\partial a_1}{\partial k_2^{(1)}} k_2^{(1)} + \frac{\partial a_1}{\partial k_2^{(3)}} k_2^{(3)} = 2\alpha_1 + 2\alpha_2;$$

$$a_{20} + \frac{\partial a_2}{\partial k_1^{(1)}} k_1^{(1)} + \frac{\partial a_2}{\partial k_1^{(3)}} k_1^{(3)} = (\alpha_1^2 + \omega_1^2) + (\alpha_2^2 + \omega_2^2) + 4\alpha_1\alpha_2;$$

$$\frac{\partial a_3}{\partial k_2^{(1)}} k_2^{(1)} + \frac{\partial a_3}{\partial k_2^{(3)}} k_2^{(3)} = 2[\alpha_2(\alpha_1^2 + \omega_1^2) + \alpha_1(\alpha_2^2 + \omega_2^2)];$$

$$a_{40} + \frac{\partial a_4}{\partial k_1^{(1)}} k_1^{(1)} + \frac{\partial a_4}{\partial k_1^{(3)}} k_1^{(3)} = (\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_2^2),$$

где a_{20}, a_{40} — коэффициенты характеристического уравнения нерегулируемой системы; $k_1^{(1)}, k_2^{(1)}, k_1^{(3)}, k_2^{(3)}$ — коэффициенты усиления генераторов Г1 и Г3; $\frac{\partial a_i}{\partial k_j^{(i)}}, \frac{\partial a_2}{\partial k_1^{(i)}}, \frac{\partial a_3}{\partial k_2^{(i)}}, \frac{\partial a_4}{\partial k_1^{(i)}}, i = 1, 3$ — коэффициенты, зависящие от параметров системы и ее установившегося режима.

Анализ этой системы показывает, что если задать обе пары корней с желаемой вещественной частью, то полученная система линейных уравнений позволяет найти требуемые коэффициенты $k_1^{(1)}, k_2^{(1)}$ и $k_1^{(3)}, k_2^{(3)}$.

Таким образом, идеализированная модель, удерживающая лишь доминирующие составляющие электрохимического движения системы, при одновременной оптимизации коэффициентов стабилизации, число которых равно количеству составляющих движения, приобрела качественно новое свойство — полную управляемость. В этом случае одновременная групповая координация настроек АРВ позволяет обеспечить желаемое затухание переходных процессов.

Для иллюстрации возможностей сильного регулирования при различных способах координации приведем результаты расчетов, выполненных для варианта установившегося режима с $\delta_{120} = 40^\circ, \delta_{130} = 70^\circ$ и постоянных инерции генераторов $T_{J1} = T_{J2} = T_{J3} = 8$ с. Так, при одновременной координации настроек генераторов Г1 и Г3 были заданы кратные корни характеристического уравнения: степень устойчивости $\alpha = 3,0$ и частота колебаний $\omega = 6$ рад/с. Из приведенной выше системы

уравнений получены следующие настройки $k_1^{(1)} = 0,83, k_2^{(1)} = 0,002; k_1^{(3)} = -0,58, k_2^{(3)} = 0,16$.

Вместе с тем, максимальная степень устойчивости при регулировании только Г1 составляет $\alpha_m = 2,08$ при частоте колебаний $\omega_m = 5,41$ рад/с. Соответствующая комбинация коэффициентов: $k_1^{(1)} = -0,025, k_2^{(1)} = 0,08$. При регулировании только Г3 получаем $\alpha_m = 1,94, \omega_m = 6,43$ рад/с, $k_1^{(3)} = 0,247, k_2^{(3)} = 0,105$. В обоих случаях следующий этап координации, т. е. использование сильного регулирования смежного генератора, не приводит к увеличению степени устойчивости.

Заметим, что при сделанных допущениях приведенные коэффициенты имеют размерности:

$$k_i^{(i)} \left[\frac{\text{ед. э. д. с}}{\text{рад}} \right], k_2^{(i)} \left[\frac{\text{ед. э. д. с}}{\text{рад/с}} \right], i = 1, 3.$$

В реальных системах, когда в формировании группы доминирующих корней, кроме составляющих электрохимического движения, участвуют и электромагнитные составляющие, полная управляемость не имеет места, так как число одновременно варьируемых коэффициентов стабилизации, как правило, меньше количества доминирующих корней. Тем не менее, и в этих условиях неполной управляемости существенно лучшие результаты по сравнению с последовательной координацией дает одновременная настройка регуляторов.

Одним из способов определения одновременной настройки регуляторов является процедура численного поиска с применением ЭВМ, в связи с чем остановимся на ряде особенностей ее использования.

Эффективность методов поиска в значительной мере зависит от свойств принятого критерия, среди которых основным является требование гладкости оптимизируемой функции. Критерий степени устойчивости не отвечает этому требованию. В первую очередь это связано с тем, что при вариации коэффициентов стабилизации степень устойчивости может определяться вещественной частью то одного, то другого из корней, принадлежащих к группе доминирующих. При этом точки недифференцируемости оптимизируемой функции возникают каждый раз при смене определяющего степень устойчивости корня. В результате многопараметрическая оптимизация данного критерия любыми традиционными методами завершается, как правило, не в экстремальных, а в указанных особых точках. Для улучшения свойства гладкости в процессе оптимизации использовалась функция

$$F = \sum_{\alpha_i \leq \alpha_0} (\alpha_0 - \alpha_i)^v, v = 2, 3, 4, \dots$$

где α_i — вещественные части корней, взятые с обратным знаком; α_0 — заданная величина степени устойчивости ($\alpha_0 > 0$).

Суммирование осуществляется только по тем корням, для которых $\alpha_i \leq \alpha_0$. Данный функционал, сохраняя свойство гладкости, тем более чувствителен к самому правому корню, чем выше степень v . Одновременно с ростом v линии уровня функции приобретают сильно вытянутый характер, т. е. она становится «овражной». Поэтому при расчетах использовался алгоритм оптимизации на основе операции вращения пространства, успешно работающий в условиях «овражности» [3].

Чувствительность функции также зависит от задания α_0 . Поэтому рекомендуется на первом этапе минимизации задавать сравнительно небольшое значение α_0 , которое затем увеличивается по мере получения промежуточных расчетов.

Проиллюстрируем эффективность применения изложенного метода на примере системы, расчетная схема которой приведена на рис. 1. Номинальные параметры генераторов соответствуют данным для гидрогенераторов 640 МВт (Г1) и турбогенераторов 800 МВт (Г2). Генератор Г3 эквивалентен станции приемной системы и принимается нерегулируемым. Генераторы Г1 и Г2 оснащены АРВ сильного действия. Структурные схемы регуляторов учитывались упрощенно (рис. 2). При этом уравнения переходных процессов синхронных машин записывались в форме Парка — Горева, электрическая сеть и нагрузки учитывались через собственные и взаимные сопротивления. Суммарный дифференциальный порядок системы линеаризованных уравнений был равен 21.

Варианту одиночного регулирования Г2 на рис. 3 соответствуют кривые равной степени устойчивости $\alpha = 0,8$ и $\alpha = 1,1$. В этом случае максимальная степень устойчивости $\alpha_m = 1,14$ (рис. 3, точка а). Следующий шаг последовательной коорди-

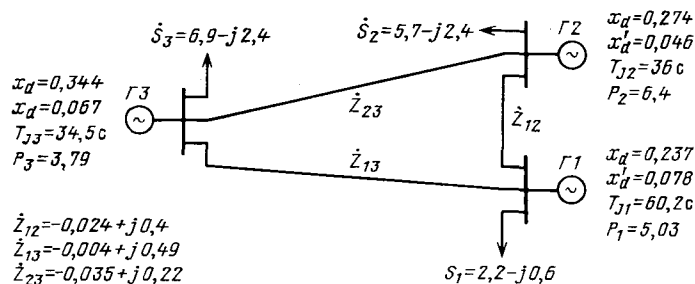


Рис. 1. Расчетная схема системы

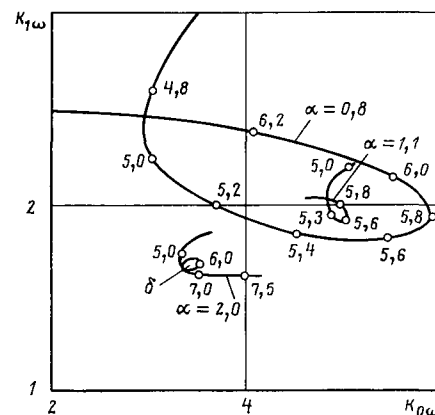
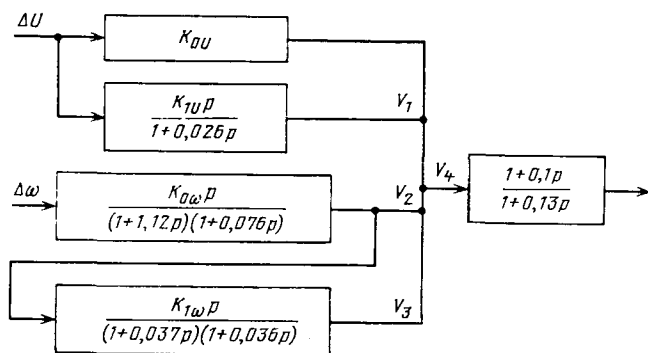
Рис. 3. Зависимости $k_{1\omega} = f(k_{0\omega})$ генератора Г2 при настройках Г1 в точке а — $k_{0\omega} = k_{1\omega} = 0$; в точке б — $k_{0\omega} = -2,67$, $k_{1\omega} = 1,86$ 

Рис. 2. Структурная схема регулятора сильного действия

нации настроек, т. е. привлечение сильного регулирования Г1, не улучшает достигнутого качества.

Отметим, что коэффициенты стабилизации по отклонению и производной напряжения в расчетах принимались равными:

$$k_{0U} = -50 \frac{\text{ед. возб. ном.}}{\text{ед. стат. напр.}}, \quad k_{1U} = -6 \frac{\text{ед. возб. ном.}}{\text{ед. стат. напр/с}}.$$

Начало поисковой процедуры одновременной оптимизации четырех коэффициентов стабилизации соответствовало настройкам регуляторов, обеспечивающим степень устойчивости системы $\alpha_m = 1,14$, т. е. на Г1 — $k_{0\omega} = k_{1\omega} = 0$, на Г2 — $k_{0\omega} = 4,93 \times \frac{\text{ед. возб. х. х.}}{\text{рад/с}}$, $k_{1\omega} = 1,96 \frac{\text{ед. возб. х/х}}{\text{рад/с}^2}$. Попытка выполнить численный поиск лучшего качества, используя критерий максимальной степени устойчивости, не дала результата. Причина этого, как указывалось выше, заключается в недифференцируемости оптимизируемой функции в точке α_m .

Определение оптимальной настройки при осуществлении поиска минимума функции F проводилось в два этапа: на первом этапе заданная величина степени устойчивости принималась равной $\alpha_0 = 2,0$; на втором — $\alpha_0 = 2,5$. При этом расчеты показали, что удовлетворительные результаты достигаются уже при $v = 2$. Расчет собственных чисел выполнялся по программе метода HQR из набора EISPACK (США). Время расчета одного варианта собственных чисел матрицы не превышало 10 с на ЭВМ ЕС—1033.

В результате одновременной координации настроек регуляторов Г1 и Г2 степень устойчивости системы достигла $\alpha_m = 2,2$. Этому качеству удовлетворяют следующие комбинации коэффициентов стабилизации Г1 — $k_{0\omega} = -2,67$; $k_{1\omega} = 1,86$; Г2 — $k_{0\omega} = 3,77$; $k_{1\omega} = 1,67$. Для проверки и большей наглядности представления о характере поведения системы в окрестностях расчетной точки (рис. 3, — точка б) была построена кривая Д-разбиения с $\alpha = 2,0$. Как видно, она подтверждает правильность данных численного поиска.

Таким образом, в рассматриваемой системе применение метода одновременной групповой координации настроек АРВ позволило обеспечить колебательную устойчивость с декрементом затухания, в 2 раза превышающим величину, достижимую при последовательной координации настроек. При этом полученные настройки регуляторов находятся в обычных пределах. Эффективность поисковой процедуры полностью определялась хорошими свойствами принятого функционала, быстротой его вычисления и применением алгоритма поиска, успешно работающего в условиях «овражной» ситуации.

Выводы. 1. Одновременная координация коэффициентов стабилизации регуляторов возбуждения на нескольких станциях, направленная на повышение степени устойчивости системы, обеспечивает существенно лучшие результаты, чем процедура последовательной координации, например, на основе метода Д-разбиения.

2. Для практической реализации метода одновременной координации настроек регуляторов возбуждения предложена функция для оценки качества и разработана процедура ее оптимизации с использованием численного поиска.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Горюнов Ю. П., Левинштейн М. Л., Щербачев О. В. Методика определения оптимальных параметров регулирования в сложных линеаризованных системах с несколькими регулируемыми объектами. — Труды ЛПИ, 1968, № 293.
2. Груздев И. А., Екимов М. М. Основные задачи исследований сильного регулирования возбуждения генераторов сложных электроэнергетических систем. — Труды ЛПИ, 1982, № 385.
3. Черноруцкий И. Г. Метод оптимизации на основе операции вращения пространства. — Труды ЛПИ, 1982, № 381.

[17.10.83]

Погрешности расчетов электромеханических переходных процессов в электроэнергетических системах

ПОГОСЯН Т. А.

Московский энергетический институт

Достоверность аналитического исследования переходных процессов в электроэнергетических системах определяется тремя факторами: адекватностью метода расчета реальному процессу, точностью исходных данных и погрешностями вычислительного процесса, существенным образом влияющими на результат.

Электромеханические переходные процессы в электроэнергетических системах описываются системой нелинейных дифференциальных уравнений, требующих применения методов численного интегрирования [1]. Интегрирование при этом производится по шагам, и на точность вычислительного процесса, кроме погрешности метода, влияет погрешность округления, накапливаемая ЦВМ на каждом шаге интегрирования.

В вычислительном процессе можно выделить три составляющие погрешности: дискретизации, обусловленной свойствами метода (главный член погрешности), ухода, обусловленной отклонением начальных значений на каждом шаге (обычно учитывается при определении погрешности дискретизации), реализации, вызванной округлением результатов расчета.

Существуют три вида оценки погрешностей: асимптотическая, априорная и апостериорная [2—4].

Рассмотрим апостериорную оценку погрешностей численного интегрирования, которая связана с конкретным счетом на самой машине и является наиболее эффективной [2, 4].

Пусть $\tilde{y}(x)$ приближенное решение дифференциального уравнения вида

$$\dot{y} = f(y, x), \quad (1)$$

тогда, погрешность на n -м шаге

$$R_n = y(x_n) - \tilde{y}(x_n)$$

может быть оценена выражением:

$$R_n = e^{\lambda x} \sum_{i=1}^n (d_i + \sigma_i),$$

где R_n — полная погрешность на шаге интегрирования; d_i — погрешность дискретизации на шаге интегрирования, σ_i — погрешность округления ЦВМ; λ — собственные значения матрицы Якоби системы дифференциальных уравнений.

Как было отмечено выше, основным источником погрешности численных методов является погрешность дискретизации (погрешность самого метода интегрирования) [2]

$$d_i = k_i h^{p+1}, \quad (2)$$

где k_i — величина, определяемая для каждого метода через производные высших порядков; h — шаг интегрирования, p — порядок метода интегрирования.

В общем случае

$$k_i = v_{(p)} y^{(p+1)}(x_i),$$

где $y^{(p+1)}$ — производная y по x $(p+1)$ -го порядка, которую для систем нелинейных дифференциальных уравнений можно определить разложив функцию y в ряд Тейлора [2, 5]: $v_{(p)}$ — зависит от применяемого метода и порядка его точности.

Значения коэффициентов $v_{(p)}$ для методов Рунге — Кутты можно определить по выражению [3]

$$v_{(p)} = \frac{1}{(p+1)!}.$$

Тогда

$$K_i = \frac{1}{(p+1)!} y^{(p+1)}(x_i).$$

Погрешность метода последовательных интервалов (метода, наиболее часто применяемого при решении простых задач электроэнергетики [1]) также можно определить по выражению (2). Причем значение коэффициента $v_{(p)}$ для этого метода равно $v_{(p)} = 1/3!$ (как и для методов Рунге — Кутты второго порядка).

При применении неявных методов численного интегрирования, например при применении метода трапеции [5, 6], по-

грешность метода

$$d_i = \left(\frac{1}{3!} - \frac{1}{4} \right) h^3 f^{(1)}(x_i, y_i)$$

или

$$d_i = -\frac{h^3}{12} \ddot{y}(x_i).$$

Для методов более высокого порядка эта погрешность определяется по [4].

Чтобы определить значение константы $v_{(p)}$, а, следовательно, и погрешность дискретизации для методов прогноза и коррекции, необходимо вычислить погрешность дискретизации отдельно для прогноза и отдельно для коррекции. Затем, учитывая одно из другого, можно определить полную погрешность метода и значение константы $v_{(p)}$. Например, для метода прогноза и коррекции второго порядка [6], погрешность формулы прогноза

$$d_{пр} = \frac{h^3}{3} \ddot{y}(x),$$

а погрешность формулы коррекции

$$d_{кор} = -\frac{h^3}{12} \ddot{y}(x).$$

Тогда полную погрешность метода прогноза и коррекции второго порядка можно определить по формуле:

$$d = -\frac{h^3}{12} \ddot{y}(x) - \frac{h^3}{3} \ddot{y}(x) = -\frac{5}{12} h^3 \ddot{y}(x).$$

Следовательно, значение константы $v_{(p)}$ для метода прогноза и коррекции второго порядка, равно $5/12$.

Значения констант $v_{(p)}$ для методов прогноза и коррекции более высоких порядков приведены в [4, 6].

Даже если предположить, что исходная информация не содержит никаких ошибок и все вычислительные процессы конечны и не приводят к ошибке дискретизации, то все равно в этом случае будет присутствовать ошибка реализации (округления).

С увеличением и усложнением вычислений на ЦВМ вследствие накопления ошибок округления, возникающих из-за ограниченности разрядной сетки машины при замене точных чисел машинными, происходит потеря точности окончательных результатов. Для ЦВМ такие ошибки вполне естественны, поскольку как данные, так и промежуточные результаты выражаются с определенной точностью. Необходимость округления вызывается тем, что для точного представления результата операции может потребоваться больше разрядов. На точность полученных результатов оказывает влияние и метод округления. В настоящее время известно несколько различных методов округления, отличающихся точностью, временем для выполнения операций округления и затратами оборудования [7].

Большинство трансляторов ФОРТРАН организовано таким образом, что рабочие программы, составленные с их помощью, используют правило отбрасывания младших разрядов [7, 8].

В общем случае результат арифметической операции можно записать следующим образом:

$$y = f_y 10^e + g_y 10^{e-t}, \quad (3)$$

где g_y — отбрасываемая часть числа, причем $0 \leq g_y < 1$; f_y — неотбрасываемая часть числа; t — число значащих цифр в разрядной сетке ЦВМ (обычно $t=8$), e — порядок самого числа.

Рассмотрим случай, когда при округлении g_y просто отбрасывается. В этом случае, учитывая то, что максимально возможное значение g_y равно 1, а минимально возможное значение $g_y=0$, величина относительной ошибки округления

(без учета знака)

$$\left| \frac{\sigma_y}{y} \right| = \left| \frac{g_y \cdot 10^{e-t}}{f_y \cdot 10^e} \right| \leq \frac{1 \cdot 10^{e-t}}{0,1 \cdot 10^e} = 10^{-t+1}.$$

В некоторых случаях используют так называемое симметричное округление, при котором

$$y = \begin{cases} |f_y| \cdot 10^e, & \text{если } |g_y| < 0,5; \\ |f_y| \cdot 10^e + 10^{e-t}, & \text{если } |g_y| \geq 0,5. \end{cases}$$

То есть, если $|g_y| < 0,5$, то абсолютная ошибка $|\sigma_y| = |g_y| \cdot 10^{e-t}$; если $|g_y| \geq 0,5$, то абсолютная ошибка

$$|\sigma_y| = |1 - g_y| \cdot 10^{e-t}.$$

Максимально возможная относительная ошибка определяется, как и в предыдущем случае, по выражению

$$\left| \frac{\sigma_y}{y} \right| = \left| \frac{0,5 \cdot 10^{e-t}}{f_y \cdot 10^e} \right| = \left| \frac{0,5 \cdot 10^{e-t}}{0,1 \cdot 10^e} \right| = 5 \cdot 10^{-t}.$$

Так как по окончании вычислений нам известно y , то легко можно определить максимально возможную абсолютную ошибку

$$|\sigma_y| = |y| \cdot 0,5 \cdot 10^{-t+1}.$$

Таким образом, при расчете электромеханических переходных процессов, в электрических системах численными методами интегрирования максимальную погрешность округления на каждом шаге можно определить по выражению

$$|\sigma_n| = |y_{n+1}| \cdot 10^{-t+1} \quad (4)$$

в случае отбрасывания младших разрядов, и по выражению

$$|\sigma_n| = |y_{n+1}| \cdot 0,5 \cdot 10^{-t+1} \quad (5)$$

в случае симметричного округления.

Это объясняется тем, что при применении любой формулы интегрирования основной операцией является сложение значения функции в начале шага интегрирования с приращением функции в течение шага интегрирования. Например, для методов Рунге — Кутты

$$y_{n+1} = y_n + \Delta y_n,$$

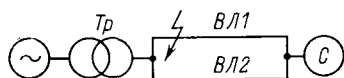


Рис. 1. Схема исследуемой энергосистемы

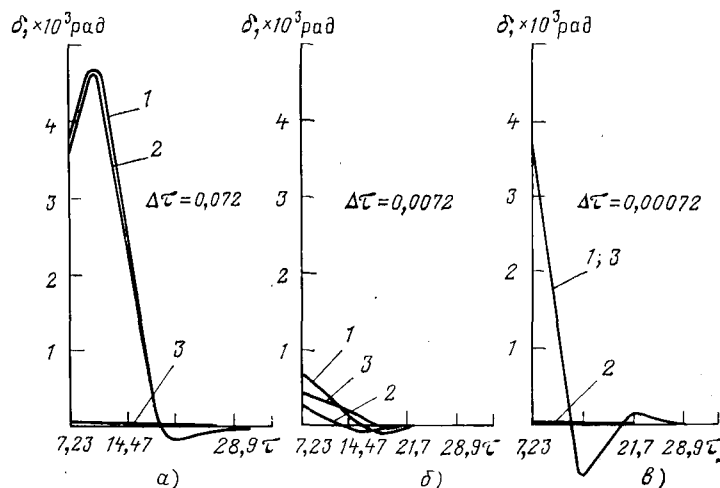


Рис. 2. Погрешность вычислительного процесса при расчете модифицированным методом Эйлера: 1 — полная погрешность; 2 — погрешность дискретизации; 3 — погрешность округления ЦВМ

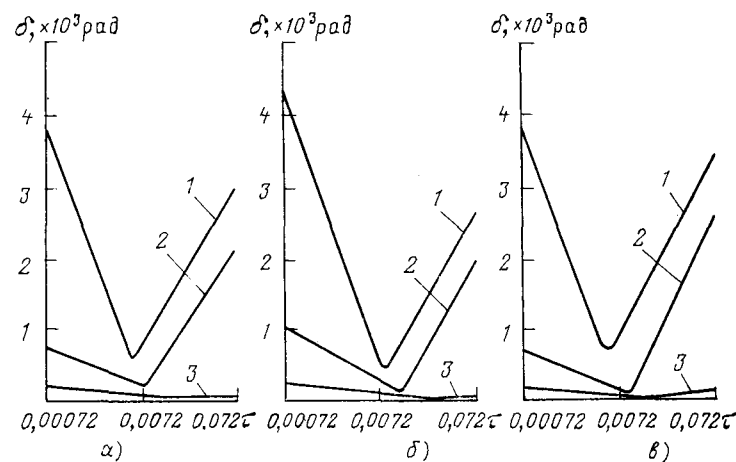


Рис. 3. Метод трапеции (а); метод Рунге-Кутты 4-го порядка (б); модифицированный метод Эйлера (в): 1 — $\tau = 7,23$; 2 — $\tau = 14,47$; 3 — $\tau = 21,7$

для неявных методов численного интегрирования

$$y_{n+1} = y_n + \Delta y_{n+1}.$$

Перейдем теперь к анализу погрешности вычислительного процесса при расчете электромеханических переходных процессов в электроэнергетических системах в зависимости от длительности исследуемого интервала, шага интегрирования и постоянной инерции генератора. Для этого в качестве примера рассмотрим расчет динамической устойчивости простейшей электроэнергетической системы генератор — шины бесконечной мощности (рис. 1) методами численного интегрирования. Уравнением движения ротора генератора для этой схемы является нелинейное дифференциальное уравнение второго порядка [1]:

$$\left. \begin{aligned} T_J \frac{d^2 \delta}{dt^2} &= \omega_0 (p_T - p_\delta), \\ p_\delta &= p_C + p_{ac} = p_0 \sin \delta + p_{ds}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Преобразуем (6), введя новый параметр

$$\tau^2 = \omega_0^2 / T_J.$$

Тогда

$$\frac{d^2 \delta}{d\tau^2} = p_T - p_\delta, \quad (7)$$

где τ является безразмерной величиной.

Это уравнение справедливо для всех подобных процессов, удовлетворяющих критерию подобия [9]

$$T_J / \omega_0^2 = \text{idem}.$$

Для решения данной задачи численными методами приведем уравнение (7) к системе двух дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\alpha}{d\tau} &= p_T - p_\delta; \\ \frac{d\delta}{d\tau} &= \alpha. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Оценку погрешности методов численного интегрирования, применяемых для решения данной системы дифференциальных уравнений, можно производить, как это было показано выше, по формулам (2), (4) или (5).

Кривые изменения погрешности дискретизации, погрешности округления и полной погрешности расчета динамической устойчивости исследуемой энергосистемы модифицированным методом Эйлера приведены на рис. 2. Причем расчеты проводились с шагами $\Delta\tau$, равными 0,072; 0,0072 и 0,00072.

Как видно из рис. 2, погрешность округления может существенно повлиять на точность получаемых результатов. Так как погрешность округления зависит от числа операций, она резко возрастает при увеличении числа шагов на интервале и, следовательно, будет расти при уменьшении шага интегрирования. Это обстоятельство заставляет при решении задач электроэнергетики обратить серьезное внимание на выбор оп-

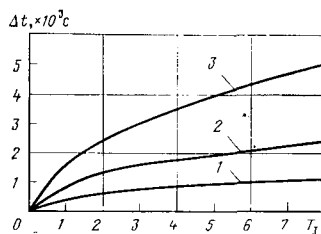


Рис. 4. Зависимость шага интегрирования от постоянной инерции генератора

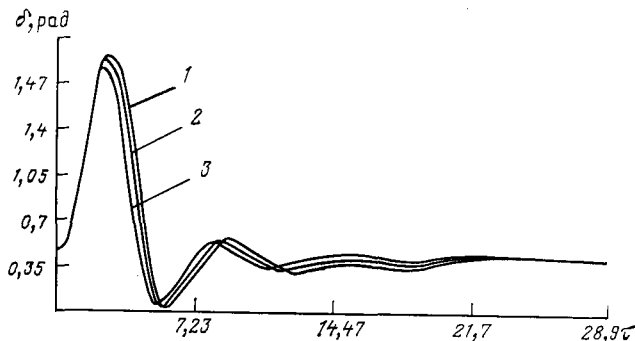


Рис. 5. Результаты расчета:
1 — $\Delta t = 0,072$; 2 — $\Delta t = 0,0072$; 3 — $\Delta t = 0,00072$

тимального шага, т. е. шага, при котором полная погрешность расчета сводится к минимуму, сохраняя при этом условие минимума времени счета на ЦВМ.

На рис. 3 показан оптимальный шаг интегрирования, при котором полная погрешность вычислительного процесса оказывается минимальной для различных методов численного интегрирования и длительностей исследуемого процесса: $\tau_1 = 7,23$; $\tau_2 = 14,47$; $\tau_3 = 21,7$.

Общая ошибка на конце интервала интегрирования изображается на этом рисунке как функция длины шага Δt . По мере убывания шага ошибка дискретизации убывает, и численное решение начинает сходиться к точному решению. Однако, когда Δt становится слишком мало, численное решение начинает расходиться вследствие ошибки округления. Оптимальное значение шага Δt очевидно зависит и от длительности рассматриваемого интервала. Чем длиннее исследуемый интервал, тем

больше оказывается значение оптимального шага (см. рис. 3).

Зная оптимальное значение шага Δt (см. рис. 3), можно по выражению

$$\Delta t = \Delta \tau \sqrt{\frac{T_J}{\omega_0}}$$

определить оптимальное значение шага Δt (в секундах) для любого значения постоянной инерции генератора T_J .

На рис. 4 показана зависимость Δt от T_J для различных длительностей исследуемого процесса при расчете модифицированным методом Эйлера. Как видно из этого рисунка, с уменьшением постоянной инерции генератора уменьшается оптимальное значение шага интегрирования (шага, при котором полная погрешность вычислительного процесса оказывается минимальной). Однако, чем длиннее исследуемый интервал, тем больше оказывается оптимальное значение шага.

На рис. 5 показано влияние полной погрешности на кривую изменения угла ротора генератора δ при расчете динамической устойчивости исследуемой энергосистемы модифицированным методом Эйлера с различными шагами.

Таким образом, при расчете электромеханических переходных процессов в электроэнергетических системах, необходимо производить как оценку погрешности самого метода интегрирования, так и оценку погрешности округления ЦВМ. Причем, как показано на рис. 2, погрешность округления ЦВМ сильно влияет на полную погрешность вычислительного процесса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. — М.: Высшая школа, 1978.
2. Бахвалов Н. С. Численные методы. — М.: Наука, 1973.
3. Мельник В. П., Ройтельман И. Г. Оценка погрешности методов численного интегрирования при моделировании электромеханических переходных процессов в энергосистемах. — Техническая электродинамика, 1981, № 1.
4. Бабушка И., Витасек Э., Прагер М. Численные процессы решения дифференциальных уравнений. — М.: Мир, 1969.
5. Смит Д. М. Математическое и цифровое моделирование для инженеров и исследователей. — М.: Машиностроение, 1980.
6. Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем. — М.: Советское радио, 1976.
7. Тихомиров А. А. Сравнительный анализ точности различных способов округления при выполнении умножения на двоичной ЦВМ с фиксированной запятой. — В кн.: Вычислительная техника, вып. 4. — Л. «Изд. ЛГУ», 1974.
8. Мак—Кракен Д., Дорн У. Численные методы и программирование на фортране. — М.: Мир, 1977.
9. Веников В. А. Теория подобия и моделирования. — М.: Высшая школа, 1976.

[04.05.83]

УДК 621.373.001.24

К расчету спирального генератора импульсного напряжения

АВРУЦКИЙ В. А., ЛЕВИТОВА Л. В., НАЙМАРК Г. В.

Московский энергетический институт

Проведенные в последние годы теоретические и экспериментальные исследования спиральных генераторов [1, 2] позволили установить связь величины выходного напряжения генератора с его конструктивными параметрами. Исследования эти, однако, не были доведены до логического конца. Опираясь на их результаты, сложно выбрать наилучшую конструкцию генератора применительно к конкретным условиям его работы. Главная трудность заключается в необходимости расчета большого числа возможных вариантов конструкций, поскольку изменяться могут одновременно несколько параметров — радиус намотки, число витков, ширина, толщина и сопротивление проводящей ленты, толщина и диэлектрическая постоянная изоляционной пленки, индуктивность коммутатора. Кроме того, обмотка генератора может быть намотана на замкнутом или разомкнутом ферромагнитном сердечнике или вообще не иметь такового. Отсутствие рекомендаций по выбору указанных

параметров мешает созданию новых конструкций с высоким коэффициентом использования ($\beta > 0,5$), особенно на напряжениях в сотни киловольт. Настоящая статья предназначена для ликвидации этого пробела и является продолжением [2].

Описанный в [2] метод расчета спирального генератора основан на использовании схемы замещения с сосредоточенными параметрами. Приведенное в [2] выражение для выходного напряжения в настоящей статье несколько изменено — учтена емкостная нагрузка C_n , более точно учтены активные потери в проводниках полосковых линий. Соответственно получено

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{2nC U_0 (L'_1 - L'_3)}{(2C + n^2 C_n) \sqrt{(L'_1 - L'_3)^2 + 4(L'_2)^2}} \times$$

$$\times \left\{ \left[\exp \left(-\pi r \omega_1^2 (2C + n^2 C_H) / 4 \omega_2 \right) \right] \cos \omega_1 t - \right. \\ \left. - \left[\exp \left(-\pi r \omega_2 (2C + n^2 C_H) / 4 \right) \right] \cos \omega_2 t \right\}, \quad (1)$$

где C — емкость полосковой линии; n — число витков; U_0 — зарядное напряжение; ω_1 и ω_2 — расчетные частоты; r — сопротивление полосковой линии; L_1, L_2, L_3 — расчетные индуктивности (все обозначения те же, что и в [2]). Наличие емкостной нагрузки учтено членом $2C/(2C + n^2 C_H)$.

Входящие в выражение (1) емкости и индуктивности достаточно легко можно определить лишь в случае, когда ферромагнитный сердечник замкнут или когда его нет. В то же время на практике из соображений электрической прочности или уменьшения габаритов конструкции нередко приходится использовать не замкнутый сердечник, а установленный в центральной области обмотки ферромагнитный цилиндр, высота которого равна ширине проводящей ленты h . Учесть влияние такого сердечника можно следующим образом.

При отсутствии сердечника индуктивности внешнего (индекс 1) и внутреннего (индекс 2) витков

$$L'_{1,2} = 3,95 \cdot 10^{-6} R_{1,2}^2 \Phi_{1,2} / h, \quad (2)$$

где $R_{1,2}$ — радиусы витков; $\Phi_{1,2} = f(h/R_{1,2})$. При $h/R_{1,2} \leq 10$ справедливо

$$\Phi_{1,2} = 1 - 2 - (h/R_{1,2})^{0,6}.$$

Введение коэффициента Φ математически эквивалентно замене реального соленоида отрезком длинного соленоида с той же величиной R , но большим h , т. е.

$$L'_{1,2} = 3,95 \cdot 10^{-6} R_{1,2}^2 / h'.$$

где $h' = h/\Phi_{1,2}$. Введя в соленоид сердечник длиной h , получаем две зоны — ферромагнитную длиной h и воздушную длиной $h' - h$. На границе зон внутри цилиндра вектор магнитной индукции B нормален, к поверхности и, следовательно,

$$\frac{Bh}{\mu\mu_0} + \frac{B(h' - h)}{\mu_0} \approx \frac{B(h' - h)}{\mu_0},$$

так как $h \ll \mu(h' - h)$. Таким образом, индуктивности витков определяются длиной воздушной зоны $h' - h$ и при выполнении условия $h \ll \mu(h' - h)$ для разомкнутого сердечника

$$L'_{1,2 \text{ p. c}} \approx 3,95 \cdot 10^{-6} R_c^2 \Phi_2 / h (1 - \Phi_2), \quad (3)$$

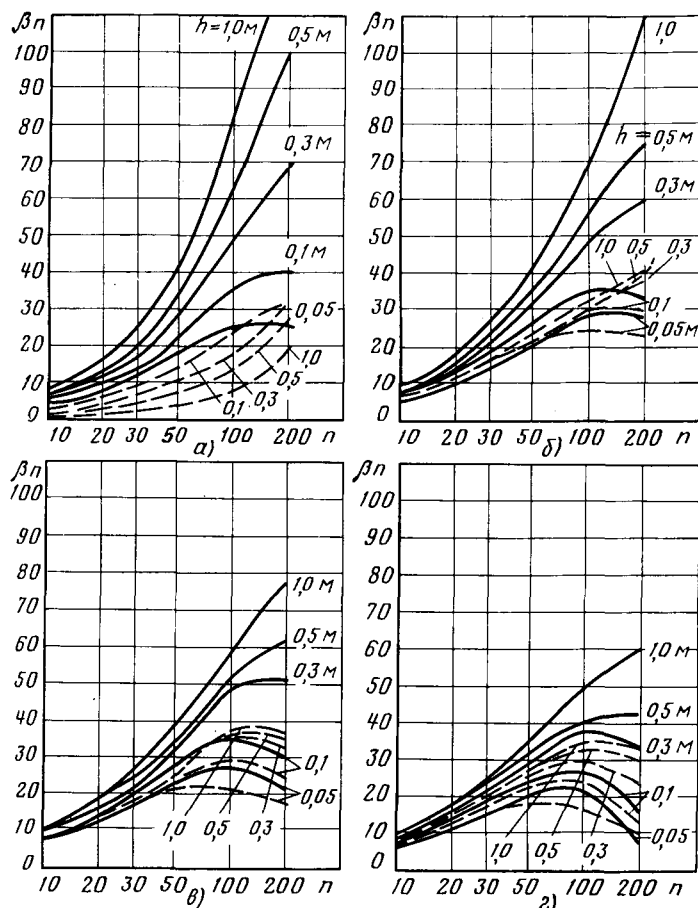
где $R_c = R_2$ — радиус сердечника.

При $\mu \geq 100$ индуктивности обоих витков зависят от радиуса сердечника и практически не зависят от радиусов витков. Справедливость выражения (3) подтверждена экспериментом при $h/R \leq 11$. Таким образом, выражение (3) может быть использовано для расчета выходного напряжения генератора с сердечником, длина которого равна ширине проводящей ленты. Такой вывод подтвержден сравнением расчета с экспериментом для генератора с $U_{\text{вых}} \leq 500$ кВ, $\beta = 0,72$.

На практике, как правило, нет необходимости находить изменение выходного напряжения генератора в течение всего импульса, а достаточно знать лишь первый максимум $U_{\text{выхм}} = 2\beta n U_0$ и время его достижения. Величина t_m легко определяется из выражения для ω_1 [2]; величина $U_{\text{выхм}}$ — из выражения (1) при $t = t_m$. Для установления влияния отдельных параметров конструкции генератора на величину βn , определяющую отношение $U_{\text{выхм}}/U_0$, на ЦВМ было рассчитано большое число вариантов конструкций генераторов с разомкнутым ферромагнитным сердечником или без него; все расчеты проводились для режима холостого хода. Для уменьшения объема вычислений проводилась предварительная оценка степени влияния каждого из указанных выше параметров конструкции.

Установлено, что влияние индуктивности коммутатора L_K в пределах от 10 до 50 нГн сравнительно невелико. В то же время получение $L_K < 20$ нГн связано с определенными техническими трудностями, и поэтому во всех расчетах принималось $L_K = 20$ нГн.

Изоляция генератора для всех случаев считалась пленка толщиной $\delta_{\text{и}} = 100$ мкм с $\epsilon = 2,5$ (средняя величина для фторопласта, полиэтилена, лавсана). Расчеты показали, что при $\delta_{\text{и}} < 100$ мкм величина βn быстро уменьшается, а при $\delta_{\text{и}} > 100$ мкм заметный рост βn наступает лишь при очень большом числе витков ($n > 100$). Отсюда следует нецелесообразность варьирования $\delta_{\text{и}}$ для всех конструкций.



Зависимости βn от числа витков n и ширины проводящей ленты h при различных радиусах намотки: а — $R_2 = 0,05$ м; б — $R_2 = 0,15$ м; в — $R_2 = 0,25$ м; г — $R_2 = 0,50$ м; — с сердечником; — — — без сердечника

Сопротивление проводящей ленты, очевидно, следует сводить к минимуму, и поэтому материалом ленты для всех вариантов выбрана медь. Оптимальная толщина ленты, как пока зала практика изготовления и эксплуатации спиральных генераторов, составляет примерно 100 мкм. Это значение также принято во всех расчетах постоянным, и, следовательно, сопротивление ленты определяется лишь ее шириной и длиной намотки.

Таким образом, величины $\delta_{\text{и}}$, ρ (удельное сопротивление проводников), $\delta_{\text{и}}$, ϵ , L_K взяты постоянными, а изменяются лишь R_2, n, h . Такой подход дал возможность варьировать последние три параметра в достаточно широких пределах $R_2 = 0,05 \div 0,5$ м; $h = 0,05 \div 1,0$ м; $n = 10 \div 200$. Результаты расчетов представлены на рисунке, и по ним можно сделать следующие выводы.

Для генератора без сердечника:

зависимость $\beta n = f(R_2)$ при $h = \text{const}$ и $n \geq 60$ имеет максимум при $R_2 = 0,15 - 0,25$ м; при $n < 60$ и $R_2 \geq 0,25$ м величина βn почти не зависит от величины R_2 ; следовательно, оптимальной величиной R_2 можно принять 0,25 м;

зависимость $\beta n = f(h)$ при $R_2 = \text{const}$ имеет максимум при малых R_2 (0,05—0,15 м) и монотонно возрастает при $R_2 = 0,35 - 0,5$ м и $n > 10$; максимум наступает при тем меньших значениях h , чем меньше величины R_2 и n ;

величина β для всех вариантов не превышает 0,8.

Для генератора с разомкнутым сердечником:

зависимость $\beta n = f(R_2)$ при $h = \text{const}$ монотонно убывает при $n \geq 60$ и примерно постоянна при $n < 60$; оптимальной величиной для всех конструкций можно принять $R_2 = 0,1 - 0,15$ м; зависимость $\beta n = f(h)$ при $R_2 = \text{const}$ монотонно возрастает во всем диапазоне h ;

величина β для всех вариантов не превышает 0,87.

Для обоих типов генераторов:

величина βn растет с ростом n и тем быстрее, чем больше h ; при $n > 100$ рост величины βn замедляется или даже наступает ее снижение, тем более заметное, чем меньше h и больше R_2 ; следовательно, выбирать $n > 100$ следует лишь при больших h и малых R_2 ;

введение в обмотку генератора ферромагнитного сердечника поднимает величину βn тем значительнее, чем больше n и h и чем меньше R_2 ; следовательно, отношение h/R_2 выгодно увеличивать во всех случаях.

Таким образом, результаты работы позволяют для генератора с сердечником или без него:

по выражению (1) рассчитать выходной импульс напряжения для режима холостого хода или при емкостной нагрузке; исходя из необходимых величин зарядного и максимального выходного напряжений и пользуясь графиками рисунка определить все основные конструктивные параметры генератора, оценить его габариты и массу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Желтов К. А. Расчет спирального генератора импульсного напряжения. — Электричество, 1979, № 8.

2. Авруцкий В. А., Наймарк Г. В. Расчет спирального генератора. — Электричество, 1980, № 4.

[29.03.83]

УДК 621.373.5

Защита тиристорных генераторов от коммутационных перенапряжений в магнитно-тиристорных генераторах импульсов

ПОЛЯКОВ Н. П., СИНЕНКО В. В.

Томский политехнический институт

Магнитные генераторы импульсов (МГИ) благодаря высокой надежности, постоянной готовности к работе и ряду других достоинств находят в настоящее время все более широкое применение. Процессы в МГИ достаточно хорошо изучены, например, в [1] и обобщены [2].

Наиболее ответственным элементом мощных МГИ является тиристорный формирователь, так как при большой мощности и высокой частоте следования импульсов тиристоры работают в режимах, близких к предельно допустимым. Поэтому для обеспечения надежной работы всего магнитно-тиристорного генератора необходимо, в первую очередь, надежно защитить тиристоры от возможных перенапряжений, сверхтоков и больших скоростей их нарастания.

Настоящая статья посвящена анализу особенностей защиты тиристорных от послекоммутационных перенапряжений в магнитных генераторах импульсов. Этим вопросам в настоящее время уделяется достаточно большое внимание. Разработаны методы расчета выравнивающих цепей по заданным допустимым перенапряжениям используемых тиристоров [3]. Однако режим работы тиристоров в магнитных генераторах импульсов отличается тем, что обратное напряжение прикладывается в течение короткого времени, обычно меньшего, чем время восстановления запирающих свойств тиристора, что позволяет использовать для защиты тиристоров от перенапряжений насыщающиеся дроссели, применение которых, на наш взгляд, более эффективно по сравнению с традиционными выравнивающими RC-цепочками.

Для получения достаточно высоких частот следования импульсов в магнитных генераторах, как правило, используют мостовые тиристорные инверторы (рис. 1). Здесь $T1-T4$ — тиристоры мостового инвертора; $L3$ — зарядный дроссель; C_K — коммутирующий конденсатор; $C1L1$ и $C2L2$ — звенья сжатия МГИ; H — нагрузка; $R1-R4$ — сопротивления для выравнивания медленно изменяющихся напряжений, прикладываемых к тиристорам.

Осциллограмма суммарного напряжения, прикладываемого к тиристорам $T1$ и $T2$ во время их включения и выключения, показана на рис. 2. Здесь t_3 — время заряда конденсатора $C1$, t_1 — время разряда $C1$ на последующие звенья магнитного генератора.

Особенностью магнитного генератора как нагрузки инвертора является то, что конденсатор $C1$ заряжается до напряжения U_m , близкого к $2E$ и это напряжение сохраняется на нем в течение нескольких микросекунд, необходимых для полного насыщения дросселя $L1$ и перезаряда $C1$ на $C2$. В течение этого времени к выключающим тиристорам $T1$ и $T2$ будет приложено напряжение $U_{обр} \approx 2E$, которое распределится между ними в зависимости от зарядов восстановления.

Для выравнивания обратных напряжений обычно используются RC-цепочки, которые включаются параллельно тиристорам. Однако также цепи целесообразно использовать при

сравнительно низких частотах, при частотах же в несколько килогерц и более такие цепи становятся малоэффективными вследствие больших потерь мощности. Поэтому для устранения обратных напряжений, действующих в течение времени, меньшего времени восстановления запирающих свойств тиристора, предлагается использовать насыщающийся дроссель, который включается последовательно с тиристорным мостом (вместо зарядного дросселя $L3$).

При этом обратное напряжение, возникающее в схеме, практически полностью прикладывается к дросселю, а напряжение на тиристорах близко к нулю. Это объясняется тем, что дроссель ненасыщен, а небольшой намагничивающий ток, протекая через выключающиеся тиристоры в обратном направлении в течение времени восстановления запирающих свойств тиристоров, не вызывает появления на них обратного напряжения. Использование насыщающегося дросселя, значительно уменьшающего обратный ток через тиристоры, приводит к тому, что заряд, протекающий через тиристоры в обратном направлении во время действия импульса обратного напряжения (заряд перемагничивания дросселя Q_L) значительно меньше заряда восстановления тиристоров Q_B . Это приводит к увеличению времени восстановления запирающих свойств тиристоров, так как оно определяется в этом случае не зарядом восстановления, а главным образом, временем жизни носителей. Как показали эксперименты, при выполнении условия $Q_L \ll Q_B$ можно приближенно принять $t_B \approx t_{B.y}$, где t_B — время восстановления запирающих свойств при $Q_L \ll Q_B$, а $t_{B.y}$ — паспортное значение времени восстановления управляющих свойств.

Обратное перемагничивание насыщающегося дросселя происходит при включении тиристоров, что, не ухудшая работы схемы, приводит даже к некоторому уменьшению потерь при включении тиристоров.

Принцип защиты тиристоров от обратных напряжений с помощью насыщающегося дросселя может быть пояснен с помощью рис. 3 и 4. Здесь на рис. 3 представлены осциллограммы напряжения на тиристорах и дросселе при $Q_L < Q_B$ (t_0 — мо-

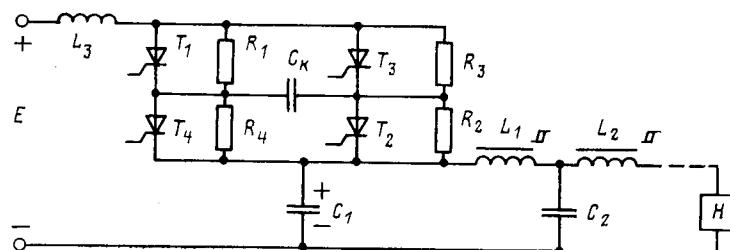


Рис. 1

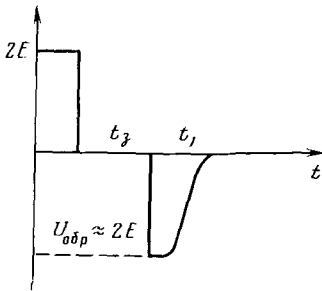


Рис. 2

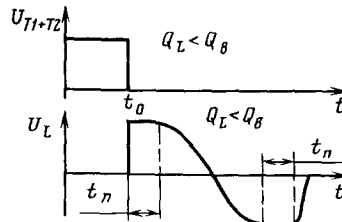


Рис. 3

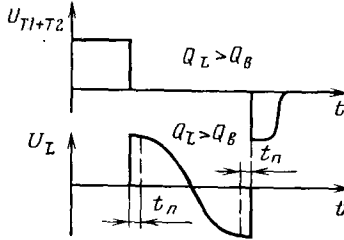


Рис. 4

мент включения тиристоры; t_n — время перемангничивания дросселя). Из оциллограммы рис. 4 видно, что для обеспечения эффективной защиты тиристоры от перенапряжений необходимо выполнять условие $Q_B \geq Q_L$, так как в противном случае тиристоры восстановят запирающие свойства во время действия обратного напряжения.

Для оценки эффективности предложенного способа по сравнению с использованием RC-цепочек сравним потери энергии в том и другом случае. При этом прием следующие допущения:

1. Максимально возможная разность зарядов восстановления ΔQ_B произвольно выбранных тиристоры одного типа равна заряду восстановления, указываемому в справочных данных для данного типа тиристоры Q_B .

2. Потери в активных сопротивлениях схемы и тиристорах при заряде конденсатора $C1$ пренебрегаем.

3. Импульс обратного напряжения имеет прямоугольную форму. Амплитуда импульса равна $U_{обр} = 2E$, длительность импульса равна $t_1 \leq t_B$.

В общем случае потери на перемангничивание дросселя могут быть найдены по формуле

$$W_L = \int_0^{t_1} U i_{\mu} dt, \quad (1)$$

где U — напряжение, приложенное к обмотке дросселя; i_{μ} — ток намагничивания.

При воздействии обратного напряжения $U = U_{обр}$ потери

$$W_L = U_{обр} \int_0^{t_1} i_{\mu} dt = U_{обр} Q_L, \quad (2)$$

где Q_L — заряд перемангничивания сердечника дросселя.

Суммарные потери в конденсаторах RC-цепочек, включенных параллельно каждому из двух тиристоры одного плеча инвертора, приближенно равны

$$W_c = 2 \frac{C}{2} \left(\frac{U_{обр}}{2} \right)^2. \quad (3)$$

Если при высоком напряжении питания вместо двух используются n тиристоры в одном плече инвертора, то выражение (3) будет иметь вид

$$W_c = n \frac{C}{2} \left(\frac{U_{обр}}{n} \right)^2. \quad (3')$$

Значение емкости конденсатора может быть найдено по формуле [4]

$$C = \frac{\Delta Q_B (n-1)}{n U_m - U_{обр}}, \quad (4)$$

где U_m — предельно допустимое напряжение тиристора.

Из (2) — (4) найдем

$$\frac{W_c}{W_L} = \frac{(n-1) \Delta Q_B}{2n (K-1) Q_L}, \quad (5)$$

где $K = n U_m / U_{обр}$ — коэффициент запаса тиристоры по напряжению.

Проанализируем полученную формулу. Соотношение потерь зависит от значений ΔQ_B и Q_L . Очевидно, что выбрав тиристоры с минимальной разностью зарядов восстановления или даже с $\Delta Q_B = 0$, можно обеспечить минимальные потери в выравнивающих RC-цепочках либо вообще отказаться от них. Однако на практике, особенно при большом числе используемых тиристоры, такой выбор затруднителен либо вообще невозможен. Поэтому при расчете защитных RC-цепочек необходимо ориентироваться на максимально возможную величину ΔQ_B (как было ранее оговорено, в дальнейшем будем считать $\Delta Q_B = Q_B$). Таким образом, соотношение потерь будет зависеть от отношения Q_B / Q_L .

Заряд перемангничивания дросселя должен быть всегда меньше заряда восстановления тиристоры Q_B , так как в противном случае тиристоры перестанут проводить обратный ток раньше, чем исчезнет обратное напряжение в схеме и это обратное напряжение полностью приложится к тиристорам. Таким образом, должно выполняться условие $Q_L \leq Q_B$. Как будет показано дальше, на практике это условие легко выполняется и обычно Q_L в несколько раз меньше, чем Q_B . Но даже для граничного случая ($Q_L = Q_B$), как видно из выражения (5), для того, чтобы в схеме с защитными RC-цепочками обеспечить потери, равные потерям в защитном дросселе, необходимо (при большом n) использовать тиристоры с коэффициентом запаса по напряжению $K = 1,5$, т. е. класс тиристоры должен быть в 1,5 раза выше, чем в схеме с защитным дросселем.

Параметры дросселя могут быть найдены из следующих соображений. Во-первых, дроссель должен оставаться ненасыщенным в течение действия импульса обратного напряжения. Это условие можно представить в следующем виде:

$$N = \frac{U_{обр} t_1}{S \Delta B}, \quad (6)$$

где N — число витков обмотки дросселя; S — площадь сечения стали сердечника; ΔB — максимальное приращение индукции.

Во-вторых, индуктивность дросселя в насыщенном состоянии должна обеспечивать заданную длительность t_3 заряда конденсатора $C1$. Поскольку $C1 \approx C_K$, то t_3 определяется как

$$t_3 = \pi \sqrt{\frac{L_H C1}{2}}, \quad (7)$$

где L_H — индуктивность дросселя в насыщенном состоянии.

Учитывая, что

$$L_H = \frac{\mu_0 \mu_H N^2 - S}{l}.$$

Из (6) и (7) получим выражение для определения объема сердечника:

$$V = \frac{\pi^2 \mu_0 \mu_H}{\Delta B^2} \frac{C1 U_{обр}^2}{2} \left(\frac{t_1}{t_3} \right)^2. \quad (8)$$

В третьих, как было показано выше, необходимо условие $Q_L < Q_B$. Заряд перемангничивания можно найти через выражение для энергии потерь в сердечнике, т. е. по формуле (2):

$$W_L = Q_L U_{обр}.$$

С другой стороны, известно [2], что

$$W_L = V \Delta B \left(H_0 + \frac{S_w}{t_1} \right), \quad (9)$$

где H_0 — поле старта; S_w — коэффициент переключения [2].

Из (8) — (9) условие $Q_L < Q_B$ можно представить в виде неравенства

$$Q_B \geq \frac{V \Delta B}{U_{обр}} \left(H_0 + \frac{S_w}{t_1} \right). \quad (10)$$

Оценим объем сердечника и реальность выполнения условия (10). Максимальное значение объема получается при максимальном значении t_1 и минимальной величине t_3 . Максималь-

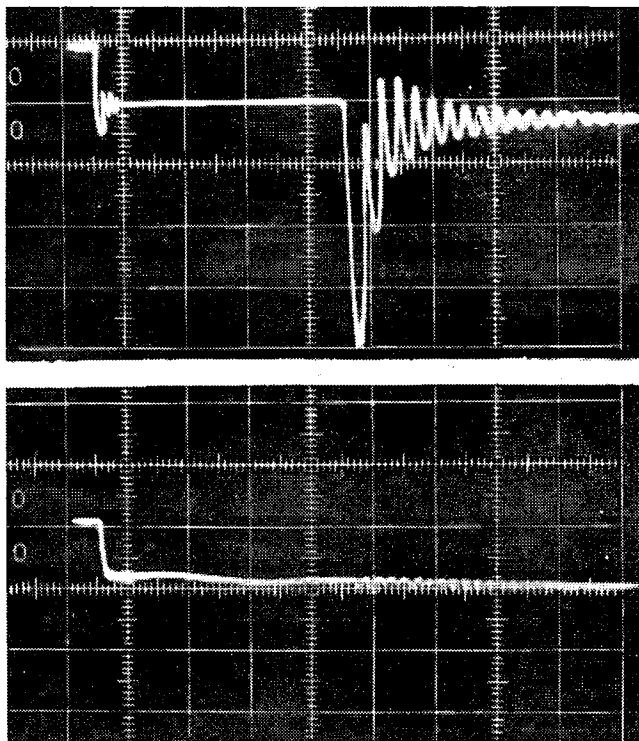


Рис. 5

ное значение t_1 , как было отмечено выше, равно времени восстановления используемого тиристора, а минимальное время заряда конденсатора $C1$ ограничено предельно допустимыми параметрами тиристора I_m и di/dt_m . Выражения $t_{амин}$ через I_m и di/dt_m и принимая $t_{1m}=t_b$, из (8) получаем

$$V_m = \frac{\mu_0 \mu_n t_b^2 U_{обр}}{\Delta B^2} \frac{di}{dt} m. \quad (11)$$

В качестве примера рассчитаем максимальный объем сердечника защитного дросселя при использовании тиристорov типа ТБ. Примем $U_{обр}=2E=1000$ В. По справочным данным для тиристорov ТБ найдем: $t_b=20$ мкс, $di/dt_m=400$ А/мкс. Выбирая в качестве материала сердечника сплав 5 ОНП с толщиной проката 50 мкм, получим $V_m=80$ см³. При этом потери в соответствии с (9) равны 0,048 Дж. Энергия рабочего импульса при $I_m=2 \cdot 10^3$ А составит 10 Дж. Из (10) найдем $Q_b > 24$ мкКл, минимальное же значение Q_b для тиристорov ТБ равно 70 мкКл [4].

Таким образом, из приведенного примера видно, что даже при использовании тиристорov в предельных режимах потери в дросселе незначительны, а условие (10) легко выполняется. На практике обычно $t_1 < t_b$ и $di/dt < di/dt_m$. Заменяя в (11) t_b

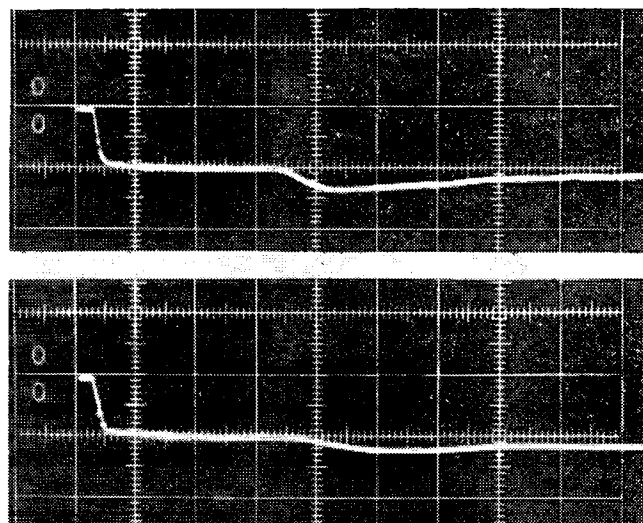


Рис. 6

на t_1 и di/dt_m на di/dt , получаем $V \ll V_m$, т. е. в реальных случаях объем сердечника защитного дросселя, а следовательно, и потери в нем в несколько раз меньше максимальных. На рис. 5 и 6 показаны осциллограммы напряжения на последовательно включенных тиристорax Т1 и Т2 соответственно без использования защитных цепей и с использованием насыщающегося дросселя (по оси ординат принят масштаб 1 см=200 В) по оси абсцисс 1 см=10 мкс).

Выводы. 1. Для схем, в которых большое обратное напряжение прикладывается к выключающимся тиристорам в течение времени, меньшего чем время восстановления запирающих свойств, для защиты тиристорov от обратных перенапряжений могут использоваться насыщающиеся дроссели.

2. Потери энергии в защитных насыщающихся дросселях могут быть меньшими, чем в выравнивающих RC-цепочках.

3. При одинаковом напряжении питания в схемах с защитным дросселем могут использоваться тиристоры более низкого класса по сравнению со схемами, использующими выравнивающие RC-цепочки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. К расчету дросселей насыщения в схемах модуляторов / А. В. Нетушил, Н. М. Бурдак, Б. Я. Жуховицкий, В. Н. Кудин. — Радиотехника, 1960, № 2.
2. Магнитные генераторы импульсов / Л. А. Меерович, И. М. Ватин, Э. Ф. Зайцев, В. М. Кандыкин. — М.: Советское радио, 1968.
3. Тимошенко А. Л., Толстов Ю. Г. Расчет распределения импульсных напряжений по элементам высоковольтного тиристорного вентиля. — Электричество, 1981, № 3.
4. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. Силовые полупроводниковые приборы. — М.: Энергия, 1975.

[12.06.82]

УДК 621.314.63-52.016.35.001.24

Уравнения динамики и устойчивость несимметричных выпрямителей

ИСХАКОВ А. С., канд. техн. наук

Введение. В электроустановках различного назначения широко используются управляемые выпрямители, в которых часть управляемых вентилях (чаще всего половина) заменена неуправляемыми. Такие выпрямители называются обычно несимметричными, достоинствами их являются меньшая стоимость и более простые схемы управления вентилями по сравнению с симметричными выпрямителями. В качестве примера использования несимметричных выпрямителей можно отметить системы возбуждения электрических машин [1].

В литературе, посвященной вопросам динамики выпрямителей, в частности, в монографиях [2—3], несимметричные выпрямители фактически не рассматривались. Исследование динамических режимов несимметричных выпрямителей представляет интерес в связи с их практическим использованием, а также вследствие специфических особенностей динамики их, отсутствующих у симметричных выпрямителей. Целями статьи являются получение разностных уравнений, описывающих динамику несимметричных выпрямителей с асинхронной системой

управления, и анализ устойчивости линеаризованной модели. Принимаются обычные допущения об идеализации вентилей и симметричных питающих напряжений.

На рис. 1 приведена структурная схема несимметричного выпрямителя, охваченного обратной связью по выходному напряжению. Асинхронная система управления, выполненная по схеме преобразователя напряжения в частоту с периодическим интегрированием [4], описана во многих работах, в частности в [5–6]. При анализе симметричных выпрямителей подобная система в [7–8] обозначена как структура III. На вход системы управления поступает разность сигналов задания U_3 и обратной связи u_d . Когда выходной сигнал интегратора достигает значения сигнала сравнения U_c , формируется управляющий импульс и по цепи «сброс» производится разряд емкости интегратора.

Длительность такта интегрирования, определяющая интервал дискретности выпрямителя T_n находится из выражения

$$\frac{1}{T_c} \int_0^{T_n} (U_3 - u_d) dt = U_c, \quad (1)$$

где T_c — постоянная интегратора; $\omega T_n = \frac{4\pi}{m} - \alpha_n + \alpha_{n+1}$; ω — круговая частота напряжения питания; m — фазность симметричного выпрямителя; α_n — угол отпирания на n -м интервале дискретности.

На рис. 2 приведены диаграммы сигналов u_d и U_3 при различных значениях α_n и α_{n+1} . Как видно из диаграмм, в зависимости от значений α_n и α_{n+1} возможны четыре режима работы выпрямителя (условно обозначенные цифрами 1–4), отличающиеся формой выходного напряжения: первый — $0 < \alpha_n < \frac{2\pi}{m}$, $0 < \alpha_{n+1} < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$; второй — $\frac{2\pi}{m} < \alpha_n < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}$, $0 < \alpha_{n+1} < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$; третий — $\frac{2\pi}{m} < \alpha_n < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}$, $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha_{n+1} < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}$; четвертый — $0 < \alpha_n < \frac{2\pi}{m}$, $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha_{n+1} < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}$. В первом и третьем режимах интервал дискретности состоит из двух участков, во втором — из одного, в четвертом — из трех. Интервалы изменения α_n и α_{n+1} могут иметь общие области только для первых трех режимов, поэтому установившийся процесс возможен в первом режиме при $0 < \alpha < \frac{2\pi}{m}$, во втором — $\frac{2\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$ и в третьем $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}$, где α — установившееся значение угла отпирания. Четвертый режим не имеет установившегося состояния и является переходным из первого установившегося режима в третий.

Режимы несимметричного выпрямителя существенно зависят от его фазности. Так, широко распространенный выпрямитель с $m=2$ может работать только в одном режиме — первом. При $m=6$ отсутствует второй режим, а выражения (2) и (4) совпадают. Все режимы существуют, если $m>6$. Следует отметить, что симметричные выпрямители с обратным вентилем (полууправляемые выпрямители) при $m>2$ имеют другие режимы, и только при $m=2$ режим полууправляемого выпрямителя совпадает с режимом несимметричного (форма кривых выходного напряжения у обоих выпрямителей одинакова).

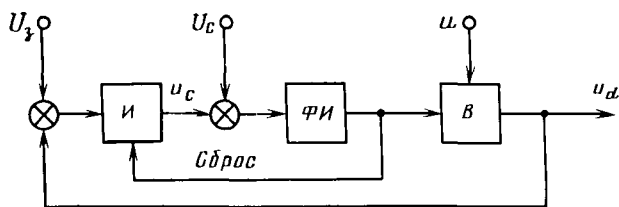


Рис. 1. Структурная схема выпрямителя с асинхронной системой управления
И — интегратор; ФИ — формирователь импульсов В — несимметричный выпрямитель

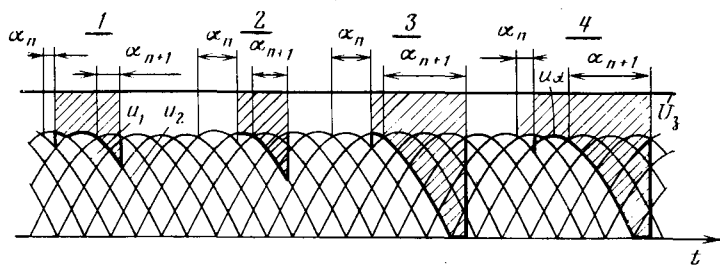


Рис. 2. Диаграммы U_3 и u_d при разных значениях α_n и α_{n+1}

Запишем выражения для двух смежных кривых выходного напряжения выпрямителя, обозначенных на рис. 2 как u_1 и u_2 , в виде $u_1 = U_m \cos(\omega t + \alpha_n - \frac{\pi}{m})$; $u_2 = U_m \cos(\omega t + \alpha_n - \frac{3\pi}{m})$ и вычислим выпрямленное напряжение в каждом режиме:

$$\frac{m}{2\pi} \sin \frac{\pi}{m} (1 + \cos \alpha) \text{ при } 0 < \alpha < \frac{2\pi}{m}; \quad (2)$$

$$U_d^* = \frac{U_d}{U_m} = \begin{cases} \frac{m}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{m} \cos(\alpha - \frac{\pi}{m}) \\ \text{при } \frac{2\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}; \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \frac{m}{4\pi} \left[1 - \sin(\alpha - \frac{3\pi}{m}) \right] \\ \text{при } \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}; \end{cases} \quad (4)$$

$$\text{где } U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt; \quad T = \frac{4\pi}{m}.$$

При $T_n = T$ выражение (1) представляет собой регулировочную характеристику, имеющую такой же вид, как и для симметричных выпрямителей [7–8].

$$U_d = U_3 - \frac{T_c}{T} U_c. \quad (5)$$

Уравнения динамики. Подставляя u_1 и u_2 в (1), получаем разностные уравнения, описывающие динамику несимметричного выпрямителя соответственно в первом — четвертом режимах:

$$\begin{aligned} U_3^* \alpha_{n+1} - \sin(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{m}) &= U_3^* \alpha_n - \sin(\alpha_n - \frac{\pi}{m}) - \\ &- \frac{4\pi}{m} U_d^* + 2 \sin \frac{\pi}{m} \text{ при } 0 < \alpha_n < \frac{2\pi}{m}, \\ 0 < \alpha_{n+1} < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} U_3^* \alpha_{n+1} - \sin(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{m}) &= U_3^* \alpha_n - \sin(\alpha_n - \frac{3\pi}{m}) - \frac{4\pi}{m} U_d^* \\ \text{при } \frac{2\pi}{m} < \alpha_n < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}, \quad 0 < \alpha_{n+1} < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}; \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} U_3^* \alpha_{n+1} &= U_3^* \alpha_n - \sin(\alpha_n - \frac{3\pi}{m}) - \frac{4\pi}{m} U_d^* + 1 \\ \text{при } \frac{2\pi}{m} < \alpha_n < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}, \\ \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha_{n+1} < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} U_3^* \alpha_{n+1} &= U_3^* \alpha_n - \sin(\alpha_n - \frac{\pi}{m}) - \frac{4\pi}{m} U_d^* + 1 + 2 \sin \frac{\pi}{m} \\ \text{при } 0 < \alpha_n < \frac{2\pi}{m}, \quad \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha_{n+1} < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}, \end{aligned} \quad (9)$$

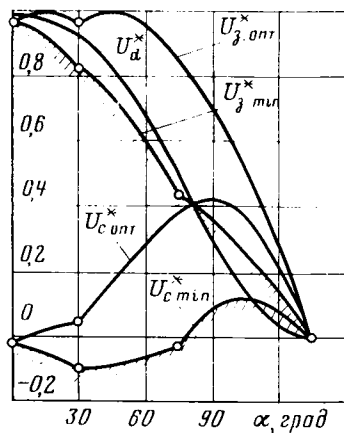


Рис. 3. Кривые U_d^* и U_c^* , построенные по условиям устойчивости и быстродействия

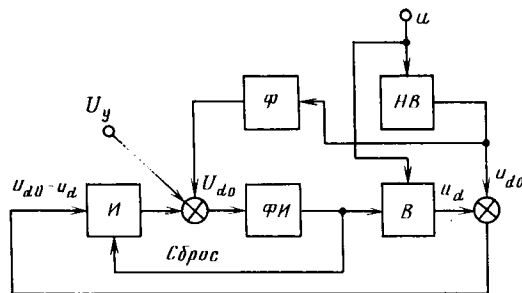


Рис. 4. Структурная схема выпрямителя с быстродействующей системой управления
НВ — неуправляемый выпрямитель; Ф — фильтр

где

$$U_3^* = U_3 / U_m.$$

Представим уравнения (6) — (9) в форме

$$F_{2,i}(\alpha_{n+1}) = E_{1,i}(\alpha_n), \quad i = 1, 2, 3, 4. \quad (10)$$

Основная особенность несимметричного выпрямителя с асинхронной системой управления и обратной связью по выходному напряжению состоит в том, что он описывается четырьмя разностными уравнениями, вид которых определяется значениями и угла α_n и α_{n+1} . В отличие от него симметричный выпрямитель в подобных условиях описывается либо одним уравнением в режиме непрерывного тока [7], либо двумя в полупроводимом режиме [8], причем в последнем случае вид уравнения определяется только значением угла α_{n+1} .

Некоторые уравнения системы (6) — (9) являются стационарными, т. е. описывают переходный процесс для режимов, которые имеют положения равновесия. В частности, при $m=6$ стационарными уравнениями являются (6) и (8), а при $m=12$ — (6) — (8). Остальные уравнения являются нестационарными, так как положения равновесия, определяемые их решениями, не лежат в области существования этих уравнений. Так, нестационарными уравнениями при $m=6$ являются два уравнения (7) и (9), при $m=12$ — одно (9). Симметричные выпрямители [7—8] описываются только стационарными уравнениями. Для построения переходного процесса необходимо решить уравнение (10). Наиболее простым и наглядным способом решения является графический, связанный с построением функций $F_{2,i}$ и $E_{1,i}$. Примеры графического решения подобного уравнения для симметричного выпрямителя приведены в [9].

Анализ устойчивости. Для исследования устойчивости положения равновесия линеаризуем уравнение (10) в окрестности α ;

$$a_{2,i} \Delta \alpha_{n+1} = a_{1,i} \Delta \alpha_n, \quad i = 1, 2, 3, \quad (11)$$

$$\text{где } a_{2,1} = \frac{dF_{2,1}}{d\alpha_{n+1}} = U_3^* - \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{m}\right); \quad a_{1,1} = \frac{dF_{1,1}}{d\alpha_n} = U_3^* - \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right);$$

$$a_{2,2} = \frac{dF_{2,2}}{d\alpha_{n+1}} = a_{2,1}; \quad a_{1,2} = \frac{dF_{1,2}}{d\alpha_n} = U_3^* - \cos\left(\alpha - \frac{3\pi}{m}\right);$$

$$a_{2,3} = \frac{dF_{2,3}}{d\alpha_{n+1}} = U_3^*; \quad a_{1,3} = \frac{dF_{1,3}}{d\alpha_n} = a_{1,2}.$$

Условия устойчивости (11) $a_{2,i} + a_{1,i} > 0$ и $a_{2,i} - a_{1,i} > 0$ для первого — третьего установившихся режимов выглядят соответственно

$$U_{3\min}^* > \begin{cases} \cos \frac{\pi}{m} \cos \alpha, & 0 < \alpha < \pi; \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \cos \frac{2\pi}{m} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right), & \frac{\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}; \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \frac{\cos\left(\alpha - \frac{3\pi}{m}\right)}{2}, & \frac{3\pi}{m} - \frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}. \end{cases} \quad (14)$$

Сравнивая (2) — (4) и (12) — (14) видим, что области изменения α , определяющие режимы выпрямителя входят в области устойчивости. Подставляя в (5) для соответствующих углов выражения для U_d^* из (2) — (4) и условия устойчивости (12) — (14), получаем требование к сигналу сравнения U_c^*

$$U_{c\min}^* > \begin{cases} \cos \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \frac{m}{2\pi} \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \alpha) \text{ при} \\ 0 < \alpha < \frac{2\pi}{m}; \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \left(\cos \frac{2\pi}{m} - \frac{m}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{m}\right) \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) \text{ при} \\ \frac{2\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}; \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \frac{\cos\left(\alpha - \frac{3\pi}{m}\right)}{2} - \frac{m}{4\pi} \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{3\pi}{m}\right)\right] \\ \text{при } \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}, \end{cases} \quad (17)$$

$$\text{где } U_c^* = \frac{U_c}{U_m}.$$

На рис. 3 приведены кривые $U_{3\min}^*(\alpha)$ и $U_{c\min}^*(\alpha)$, построенные по выражениям (12) — (17) для $m=12$.

Регулирование U_d , как это следует из (5), можно осуществлять изменением U_3 при $U_c = \text{const}$, изменением U_c при $U_3 = \text{const}$ и совместным изменением обоих сигналов. При регулировании изменением U_3 минимальная величина $U_{c\min}$ должна быть больше максимального значения, определяемого из выражений (15) — (17), при $m=12$ значение $U_{c\min}$ определяется для третьего режима при $\alpha \approx 107^\circ$;

$$U_{c\min}^* > 0,117. \quad (18)$$

Если регулирование осуществляется изменением U_c , то $U_{3\min}$ должно быть больше максимального значения, определяемого из выражений (12) — (14), для $m=12$ $U_{3\min}$ определяется из первого режима при $\alpha=0$:

$$U_{3\min}^* > \cos \frac{\pi}{12}. \quad (19)$$

Анализ быстродействия. Одним из вариантов регулирования U_d совместным изменением U_3 и U_c является такой, при котором переходный процесс в линеаризованной системе имеет конечную длительность. Для этого сигнал U_3 должен удовлетворять равенству $a_{1,i}=0$, а сигнал U_c при этом должен изменяться по выражениям, полученным из (5) и равенства $a_{1,i}=$

$=0$, что приводит к следующим результатам:

$$U_{\text{з. опт}}^* = \begin{cases} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) & \text{при } 0 < \alpha < \frac{2\pi}{m}; \\ \cos\left(\alpha - \frac{3\pi}{m}\right) & \text{при } \frac{2\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m}; \\ \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \frac{m}{2\pi} \sin \frac{\pi}{m} (1 + \cos \alpha) & \text{при } 0 < \alpha < \frac{2\pi}{m}; \\ \cos\left(\alpha - \frac{3\pi}{m}\right) - \frac{m}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{m} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) & \text{при } \frac{2\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}; \\ \cos\left(\alpha - \frac{3\pi}{m}\right) - \frac{m}{4\pi} \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{3\pi}{m}\right)\right] & \text{при } \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{m} \end{cases} \quad (20)$$

Кривые $U_{\text{з. опт}}^*(\alpha)$ и $U_{\text{с. опт}}^*(\alpha)$ для $m=12$ даны на рис. 3. Практическая реализация этого способа связана со значительными техническими трудностями, которые могут быть преодолены при использовании микропроцессоров. Такой способ позволяет получить максимальное быстродействие только при небольших отклонениях от положения равновесия. Для получения максимального быстродействия при конечных отклонениях можно использовать систему управления, обозначенную в [7—8] как структура IV. Эта система в интервале $0 < \alpha < \frac{4\pi}{m}$ работает как синхронная и имеет максимальное быстродействие.

На рис. 4 показана структурная схема выпрямителя с быстродействующей асинхронной системой управления. Здесь в качестве сигнала задания $U_{\text{з}}$ используется выходное напряжение неуправляемого выпрямителя U_{d0} с числом фаз, равным числу фаз управляемого. Сигналом сравнения $U_{\text{с}}$ является разность постоянной составляющей напряжения неуправляемого выпрямителя U_{d0} , полученной с помощью фильтра Φ и напряжения управления $U_{\text{у}}$.

Выражение (1) для этой схемы

$$\frac{1}{T_{\text{с}}} \int_0^T (u_{d0} - u_d) dt = U_{d0} - U_{\text{у}} \quad (21)$$

при $T_{\text{с}} = T$ приводит к пропорциональной регулировочной характеристике $U_d = U_{\text{у}}$.

На рис. 5 приведены диаграммы u_d и u_{d0} , разность между ними отмечена штриховкой. Если $\alpha_n, \alpha_{n+1} < \frac{4\pi}{m}$, то система управления работает как синхронная, так как процесс интегрирования начинается в точке естественной коммутации и синхронизирован с сетью. При $\alpha_n, \alpha_{n+1} > \frac{4\pi}{m}$ начало процесса интегрирования на очередном такте совпадает с его окончанием на предыдущем, поэтому система работает как асинхронная.

Вид разностных уравнений при $\alpha_n, \alpha_{n+1} > \frac{4\pi}{m}$ будет зависеть от значений α_n и α_{n+1} . Поясним вывод их для $m=12$, при этом можно выделить три области изменения α_n и четыре α_{n+1} :

$$\begin{aligned} \frac{\pi}{3} < \alpha_n < \frac{\pi}{2}; & \quad \frac{\pi}{3} < \alpha_{n+1} < \frac{5\pi}{12}; \\ \frac{\pi}{2} < \alpha_n < \frac{2\pi}{3}; & \quad \frac{5\pi}{12} < \alpha_{n+1} < \frac{\pi}{2}; \\ \frac{2\pi}{3} < \alpha_n < \frac{3\pi}{4}; & \quad \frac{\pi}{2} < \alpha_{n+1} < \frac{2\pi}{3}; \\ & \quad \frac{2\pi}{3} < \alpha_{n+1} < \frac{3\pi}{4}. \end{aligned}$$

Выпрямитель описывается двенадцатью разностными уравнениями, часть из которых может иметь одинаковый вид. Обозначим каждое уравнение двойным числом, где первая цифра указывает номер области изменения α_n , вторая — α_{n+1} . Четыре уравнения — 11, 12, 23 и 34 — являются стационарными, остальные — нестационарными.

Вычисляя заштрихованную вольт-секундную площадь, показанную на рис. 5, где области изменения α_n отмечены в верхней части рисунка, α_{n+1} — в нижней, находим любое уравнение. К примеру, уравнение 11 выглядит следующим образом:

$$P_{11} = \cos\left(\alpha_{n+1} - \frac{\pi}{4}\right) + 2 \sin \frac{\pi}{12} \cos\left(\alpha_n - \frac{\pi}{3}\right) - 4 \sin \frac{\pi}{12} + \frac{4\pi}{m} (U_{d0}^* - U_{\text{у}}^*), \quad (22)$$

где $U_{\text{у}}^* = U_{\text{у}}/U_m$.

Уравнения 21 и 31 отличаются от 11 только постоянной величиной:

$$P_{21} = P_{11} + d, \quad P_{31} = P_{11} + 2d. \quad (23)$$

Уравнение 12 имеет вид:

$$P_{12} = \sin\left(\alpha_{n+1} - \frac{5\pi}{12}\right) + d \cos\left(\alpha_n - \frac{\pi}{4}\right) + 1 - 2d + \frac{4\pi}{m} (U_{d0}^* - U_{\text{у}}^*). \quad (24)$$

Остальные уравнения отличаются от P_{12} на постоянную величину:

$$\left. \begin{aligned} P_{22} &= P_{12} + d; \quad P_{32} = P_{12} + 2d; \\ P_{13} &= P_{12} - d; \quad P_{23} = P_{12}; \quad P_{33} = P_{22}; \\ P_{14} &= P_{12} - 2d; \quad P_{24} = P_{13}, \quad P_{34} = P_{12}. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Таким образом, динамика несимметричного 12-фазного выпрямителя с быстродействующей асинхронной системой управления при $\frac{\pi}{3} < \alpha_n, \alpha_{n+1} < \frac{3\pi}{4}$ описывается уравнениями (22)—(25), решение которых также целесообразно проводить графически.

Линеаризуя уравнения (22)—(25), получаем:

$$a_2 \Delta \alpha_{n+1} + a_1 \Delta \alpha_n = 0, \quad (26)$$

где

$$a_2 = \begin{cases} \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{4}\right) & \text{при } \frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{5\pi}{12}; \\ \cos\left(\alpha - \frac{5\pi}{12}\right) & \text{при } \frac{5\pi}{12} < \alpha < \frac{3\pi}{4}; \end{cases}$$

$$a_1 = \begin{cases} -d \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) & \text{при } \frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{5\pi}{12}; \\ -d \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{4}\right) & \text{при } \frac{5\pi}{12} < \alpha < \frac{3\pi}{4}. \end{cases}$$

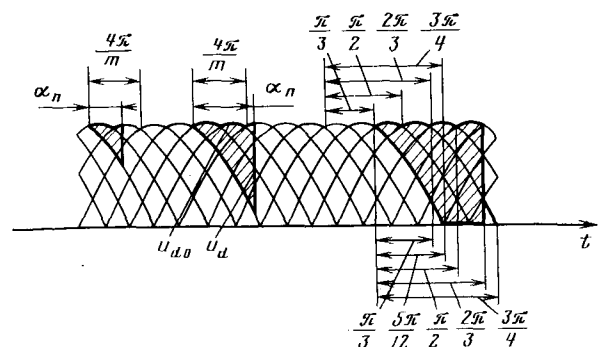


Рис. 5. Диаграмма u_{d0} и u_d и области изменения α_n и α_{n+1}

Условия устойчивости (26) $a_2 + a_1 > 0$ и $a_2 - a_1 > 0$ в виде выражений

$$\left. \begin{aligned} \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{4}\right) + d \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) &> 0; \\ \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{4}\right) - d \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) &> 0; \end{aligned} \right\} \text{при } \frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{5\pi}{12}$$

$$\left. \begin{aligned} \cos\left(\alpha - \frac{5\pi}{12}\right) - d \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{4}\right) &> 0; \\ \cos\left(\alpha - \frac{5\pi}{12}\right) + d \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{4}\right) &> 0; \end{aligned} \right\} \text{при } \frac{5\pi}{12} < \alpha < \frac{3\pi}{4}$$
(27)

в указанных областях изменения α соблюдаются.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глебов И. А. Системы возбуждения мощных синхронных машин. — Л.: Наука, 1979.

2. Шипилло В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. — М.: Энергия, 1969.

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

4. Прянишников В. А. Интегрирующие цифровые вольтметры постоянного тока. — Л.: Энергия, 1976.

5. Писарев А. Л., Деткин Л. П. Управление тиристорными преобразователями. — М.: Энергия, 1975.

6. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники. — М.: Высшая школа, 1980.

7. Придатков А. Г., Исхаков А. С. Устойчивость вентильных преобразователей с системой управления интегрального типа. — Электричество, 1977, № 10.

8. Придатков А. Г., Исхаков А. С. Устойчивость и быстродействие полууправляемых выпрямителей с системой управления интегрального типа. — Электричество, 1979, № 3.

9. Исхаков А. С., Придатков А. Г. Оценка быстродействия и переходные процессы в выпрямителях с интегральной системой управления. — Электричество, 1982, № 8.

[25.03.83]

УДК 621.313.017.71.001.24

Расчет характеристик электромеханических преобразователей энергии с учетом изменения температур

МАМЕДШАХОВ М. Э., канд. техн. наук

Ташкент

Высокотемпературные режимы имеют место в ряде электромеханических преобразователей, например, во вспомогательных электротормозных системах, линейных асинхронных двигателях [1—6]. В этих системах в процессе преобразования энергии в зависимости от условий работы и интенсивности электромагнитных процессов в рабочем воздушном зазоре за сравнительно короткий промежуток времени (несколько минут) превышение температуры массивного якоря может достигать 500 °С.

Высокотемпературные узлы конструкций электромеханических преобразователей энергии, как правило, выполняются в виде массивных (сплошных проводящих, ферромагнитных или наборных) элементов. Сравнительно большие значения рабочих температур активных узлов являются причиной изменения многих электрических, магнитных и тепловых параметров материалов этих узлов. Например, изменение температуры материала ротора (для простоты считаем равномерным распределение температуры в зоне ротора, где распространены рабочие вихревые токи) в широком диапазоне приводит к соответствующим изменениям коэффициентов тепло- и температуропроводности λ (Φ) и a (Φ), удельного электрического сопротивления ρ (Φ), [7]. При изменении ρ (Φ) изменяется и эквивалентная глубина проникновения электромагнитной волны в исследуемую массу $\delta(\Phi) = \sqrt{\rho(\Phi)/\pi f \mu_0 \mu_r}$, что приводит к изменениям μ_r этой области. Заметим, что изменение μ_r наблюдается в рассматриваемом случае при температурах, значения которых малы по сравнению с точкой Кюри.

Интенсивность рабочих вихревых токов в массивных роторах, а также интенсивность магнитного потока (индукция) при изменяющихся ρ и μ_r также оказываются зависимыми от температуры исследуемого узла. Сравнительно небольшая практика эксплуатации и анализа [1] высокотемпературных режимов преобразования энергии (в переходных процессах) показывает, что большие значения превышения температуры активных узлов являются причиной снижения развиваемых усилий. Отметим, что при этом изменяется и плотность внутренних активных потерь в ядре. Однако эти взаимообусловленные изменения (уменьшение развиваемого усилия и плотности внутренних потерь) наблюдаются лишь до некоторого момента, определяемого, в частности, интенсивностью электромагнитных процессов в рабочем зазоре, интенсивностью теплосъема с ограничивающих поверхностей ротора и т. д.

Если же в процессе преобразования энергии температура активных узлов электромеханического устройства остается не-

изменной, во времени, например, достигает установившегося значения, то упомянутые изменения не наблюдаются. Выявление развиваемых усилий в высокотемпературных преобразователях на основе интегрирования системы уравнений электромагнитного поля связано с серьезными математическими трудностями, что объясняется введением новых нелинейных связей, вызванных большими значениями рабочих температур. Если же исходить из линейной модели исследуемых процессов (считать независимыми различные параметры материала узла и потерь в нем от его температуры, что действительно имеет место при общепринятых значениях рабочих превышений температуры в электромеханических устройствах), то нетрудно пересчитать интересующую характеристику развиваемого усилия при известной температуре. Однако такой результат оказывается практически малоценным, потому что при низких температурах зависимость развиваемого усилия от температуры можно пренебречь, как это делается в обычной практике расчета электрических машин и аппаратов [8]. В связи с этим практическую ценность представляют результаты расчета и анализа лишь членинейных моделей протекающих процессов.

Таким образом, задача расчета характеристик электромеханического преобразователя энергии в высокотемпературном режиме работы сводится к своеобразному «сшиванию» решений краевых задач электромагнитного и теплового полей на стыке электро- и теплотехники.

Ознакомление с известными результатами расчета характеристик электромеханических преобразователей энергии на основе точного или аппаратного интегрирования системы уравнений Максвелла [2, 5, 6, 10, 14 и др.] показывает, что приоритет в этом направлении имеют лишь вопросы по выявлению усилий без учета температурного фактора.

Для учета влияния температуры на развиваемое усилие рассмотрим следующие одно- и двумерные нелинейные краевые задачи (необходимость применения нелинейных краевых задач при исследовании высокотемпературных электромеханических преобразователей энергии обоснована в [9]):

$$\left. \begin{aligned} \gamma(x, \tau, \Phi) c(x, \tau, \Phi) \frac{\partial \Phi}{\partial \tau}(x, \tau) = \\ = \frac{\partial}{\partial x} \left[\lambda(x, \tau, \Phi) \frac{\partial \Phi}{\partial x}(x, \tau) \right] + q_0 F(x, \tau, \Phi); \\ \Phi(x, 0) = 0|_{\tau=0}; \end{aligned} \right\} (1)$$

$$\begin{aligned}
 & \mp \alpha_{1,2}(\tau, \vartheta) \vartheta(x, \tau) + \lambda_{1,2}(\tau, \vartheta) \frac{\partial \vartheta}{\partial x}(x, \tau) = 0 \Big|_{x=0}^{x=L}; \\
 & 0 \leq x \leq L; 0 \leq \tau \leq T; \vartheta = \vartheta(x, \tau); \\
 & \gamma(x_{1,2}, \tau, \vartheta) c(x_{1,2}, \tau, \vartheta) \frac{\partial \vartheta}{\partial \tau}(x_{1,2}, \tau) = \\
 & = \frac{\partial}{\partial x_{1,2}} \left[\lambda_{1,2}(x_{1,2}, \tau, \vartheta) \frac{\partial \vartheta}{\partial x_{1,2}}(x_{1,2}, \tau) \right] + q_0 F(x_{1,2}, \tau, \vartheta); \\
 & \vartheta(x_{1,2}, 0) = 0 \Big|_{\tau=0}; \\
 & \mp \alpha_{1,2}(x_2, \tau, \vartheta) \vartheta(x_{1,2}, \tau) + \lambda_{x_1=0}(x_2, \tau, \vartheta) \times \\
 & \times \frac{\partial \vartheta}{\partial x_1}(x_{1,2}, \tau) = 0 \Big|_{x_1=0}^{x_1=L_1}; \\
 & \mp \alpha_{3,4}(x_1, \tau, \vartheta) \vartheta(x_{1,2}, \tau) + \lambda_{x_2=0}(x_1, \tau, \vartheta) \times \\
 & \times \frac{\partial \vartheta}{\partial x_2}(x_{1,2}, \tau) = 0 \Big|_{x_2=0}^{x_2=L_2}; \\
 & x_1 \equiv x; x_2 \equiv y; 0 \leq x \leq L_1; 0 \leq y \leq L_2; 0 \leq \tau \leq T; \\
 & \vartheta = \vartheta(x, y, \tau).
 \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь T — продолжительность исследуемого процесса, с.

Для расчета функции силы тяги E двустороннего линейного асинхронного двигателя с коротким статором в зависимости от скольжения s в [10] принимаются следующие допущения: немагнитный ротор (полоса) бесконечен в направлении движения; железо индуктора заменено на ярмо без пазов из гипотетического материала; рассматриваются системы координат, связанные с неподвижным индуктором и подвижным ротором и т. д., тогда без учета температурного фактора рассматриваются уравнения Максвелла

$$\left. \begin{aligned} \nabla \times \mathbf{H} &= 0; \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -\mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial \tau}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Значения векторов напряженностей электрического и магнитного полей \mathbf{E} и \mathbf{H} определяются из векторного суперпотенциала Фитцджеральда [10]:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{E} &= \nabla \times \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \tau}; \\ \mathbf{H} &= -\frac{1}{\mu_0} \nabla (\nabla \mathbf{F}). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Для оценки влияния температуры ротора на развиваемое электрохимическим преобразователем усилие необходимо рассмотреть комплексно одну из краевых задач (1) или (2) в зависимости от характера неустановившегося процесса нагрева и систему уравнений Максвелла с соответствующими граничными условиями.

Достижение точного решения в отдельности по какой-либо одной из этих задач (1), (2) или (3) с учетом взаимообусловленных изменений различных параметров исследуемой области, не говоря уже об их совместном решении, практически невозможно. В математической физике в настоящее время еще не разработаны точные методы, позволяющие получить решения краевых задач, когда коэффициенты последних зависят от времени, координат пространства и искомой функции. Решения в этой области возможно получить лишь для ограниченного числа простых случаев нелинейности [11].

Рассмотрим расчетное соотношение $F(s)$, полученное в [2, с. 174—183] без учета краевых эффектов для двустороннего линейного асинхронного двигателя с p парами полюсов при постоянстве первичного возбуждающего поля

$$F(s) = \frac{v_\phi}{2} \frac{1}{\rho} \Delta B_0^2 h^2 \tau_n p \left[1 - \frac{\tau_n}{2\pi h} \left(1 - e^{\frac{2\pi h}{\tau_n}} \right) \right] \times$$

$$\begin{aligned}
 & \times \frac{1}{\frac{1}{R_m} + \frac{s}{\frac{R_m}{s} + \frac{1}{R_m}}}, H, \\
 & s = 1 - \frac{v}{v_\phi}, \text{ отн. ед.}
 \end{aligned} \quad (5)$$

где $v_\phi = 2\pi f$ — фазовая скорость, м/с; Δ — толщина ротора (якоря или реактивной шины, м; v — скорость движения немагнитного ротора, м/с; τ_n — полюсное деление, м; $2h$ — ширина индуктора, м; $R_m = \frac{1}{\rho} \pi f \Delta b \mu_0$ — магнитное число Рейнольдса, отн. ед; $2b$ — ширина воздушного зазора, м.

В случае переходных нелинейных одномерных тепловых процессов учет влияния $\vartheta(x, \tau)$ на развиваемое усилие $F[s, \vartheta(x, \tau)]$ производится совместным интегрированием следующей системы:

$$\begin{aligned}
 & \gamma(x, \tau, \vartheta) c(x, \tau, \vartheta) \frac{\partial \vartheta}{\partial x}(x, \tau) = \frac{\partial}{\partial x} \left[\lambda(x, \tau, \vartheta) \frac{\partial \vartheta}{\partial x} \times \right. \\
 & \times (x, \tau) \Big] + q_0 F(x, \tau, \vartheta); \\
 & \vartheta(x, 0) = 0 \Big|_{\tau=0}; \\
 & \mp \alpha_{1,2}(\tau, \vartheta) \vartheta(x, \tau) + \lambda_{1,2}(\tau, \vartheta) \frac{\partial \vartheta}{\partial x}(x, \tau) = 0 \Big|_{x=0}^{x=L} \\
 & F(s, \vartheta) = \frac{2v_\phi \Delta B_0^2 \tau_n p}{\rho(\vartheta)} \left[1 - \tau \frac{1 - \exp(2\pi h/\tau_n)}{2\pi h} \right] \times \\
 & \times \frac{R_m^{-1}(\vartheta)}{\frac{R_m^{-1}(\vartheta)}{s} + \frac{s}{R_m^{-1}(\vartheta)}}.
 \end{aligned} \quad (6)$$

Аналогичная краевая (смешанная) задача с учетом $F(s, \vartheta)$ составлена и для случая $\vartheta = \vartheta(x, y, \tau)$. Из-за больших математических трудностей для выявления функции усилий $F[s, \vartheta(x, y, \tau)]$ и $F[s, \vartheta(x, \tau)]$, где $\vartheta(x, \tau)$ и $\vartheta(x, y, \tau)$ — соответствующие решения нелинейных краевых задач (1) и (2), применяется численный метод конечно-разностной аппроксимации краевых задач. Задачи при этом решаются методом прогонки по неявной схеме. Решения для ϑ на каждом временном слое достигаются итеративным методом. При численных расчетах одно- или двухмерных функций ϑ относительная точность задается предварительно [9].

При конкретных расчетах зависимость коэффициентов теплоотдачи α_i от ϑ заимствована из [12]. Для простоты при двухмерных процессах считаем независимыми α_i от координат пространства. В соответствии с [12, 13] приняты для меди: $\lambda = 384 - 0,057\vartheta$; $c = 381 + 0,129\vartheta$; $\rho^{-1} = 58 \cdot 10^6 (1 + 0,00393\vartheta)^{-1}$; для алюминия: $\lambda = 189 - 0,042\vartheta$, $c = 774 + 0,104\vartheta$, $\rho^{-1} = 33 \cdot 10^6 (1 + 0,004\vartheta)^{-1}$.

Принятый аппаратный метод интегрирования краевых задач позволяет оперировать также более сложными функциональными зависимостями плотности внутренних потерь $q_0 F(x, \tau, \vartheta)$, а также различных параметров от ϑ , координат и времени [9].

При аппаратном интегрировании нелинейной системы (6), а также при совместном решении (2) и (5) на печать выводились, значения ϑ в узлах кусочно-разностной сетки (массива решения ϑ); максимальное значение ϑ_m на каждом временном слое, соответствующие этой температуре $R_m(\vartheta_m)$ и $\rho(\vartheta_m)^{-1}$; наименование материала ротора (медь или алюминий) и характеристика $F[s, \vartheta_m(x, \tau)]$ или $F[s, \vartheta_m(x, y, \tau)]$. При расчете усилий задавались фиксированными значения s , в том числе и $s_m(\vartheta) = R_m^{-1}(\vartheta_m)$, при котором расчетные характеристики имеют максимальное значение.

Результаты расчетов развиваемых усилий в зависимости от s для линейного двигателя с медными и алюминиевым ротором на основе интегрирования системы (6) приведены на рис. 1 и 2.

Исходные данные для расчета: $b = 0,01$ м; $\Delta = 0,007$ м; $h = 0,05$ м; $p = 2$; $\tau_n = 0,05$ м; $f = 50$ Гц; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; $B_0 = 0,5$ Тл; другие величины, необходимые для расчетов приведены ранее и пояснены на графиках.

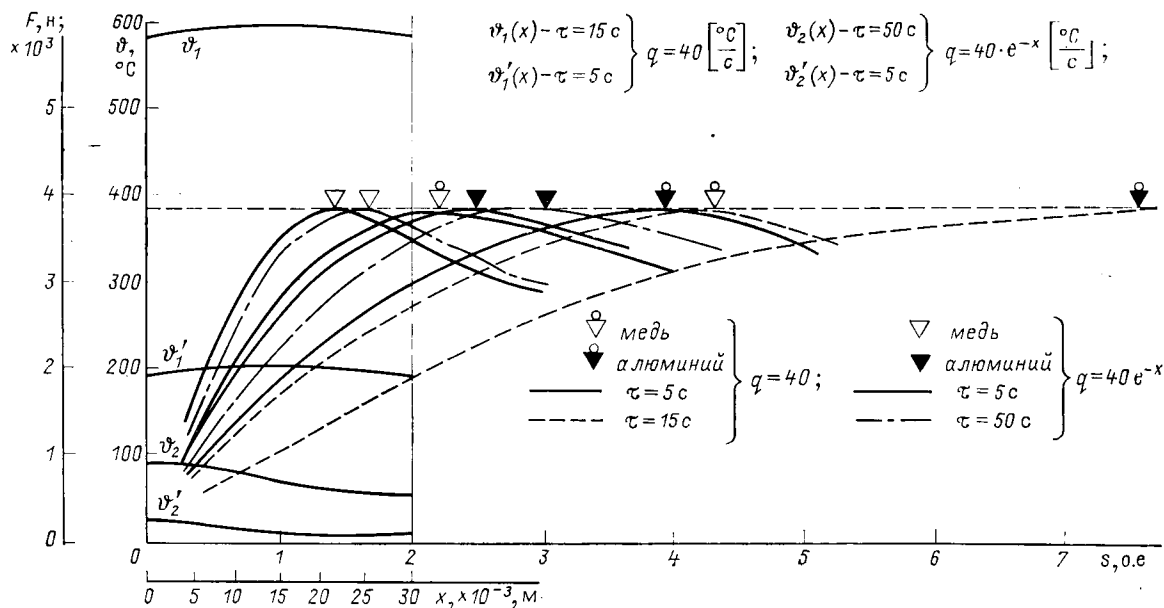


Рис. 1

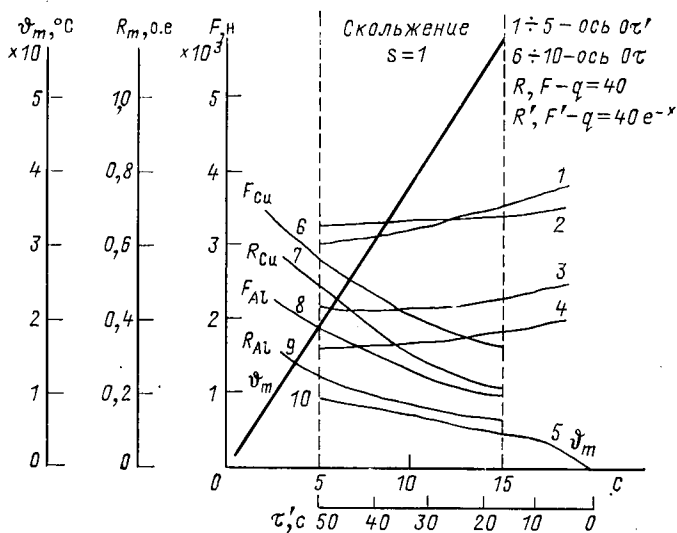


Рис. 2

На рис. 1 приведены изменения Φ по толщине якоря и деформированные характеристики $F[s, \theta(x, \tau)]$ в различные моменты времени для рассматриваемого линейного двигателя с ротором из меди и алюминия. Полученные характеристики соответствуют лишь дискретным значениям Φ_m , полученным на заранее выбранных временных слоях. Величина F_{\max} , как и в обычных электрических машинах [8], не зависит от температуры, т. е. от $\rho[\theta]$ материала якоря.

На рис. 2 приведены изменения Φ_m, R_m и $F[s, \theta(x, \tau)]$ во времени в пусковом режиме.

В связи с нелинейными изменениями многих факторов, влияющих на ход процесса преобразования энергии, а также ввиду отсутствия точных аналитических решений рассмотренных систем уравнений обобщение полученных результатов в общей форме не представляется возможным. Однако анализ этих результатов, приведенных на графиках, показывает, что в рассматриваемых случаях превышение температуры массы ротора на 70; 200 и 400 °C приводит к уменьшению развиваемого усилия соответственно на 13; 27 и 41 %.

Сравнение результатов, полученных по одномерной схеме, с соответствующими данными расчета по двумерной модели показывает, что значения $\Phi_m, F_{\text{пуск}}[s, \Phi_m], R_m[\Phi_m]$ отличаются соответственно на $\pm 3; 0,6$ и 1 %. Такая незначительная разница объясняется, во-первых, незначительным влиянием тепловода от узких сторон ротора в окружающую среду и, во-вторых,

незначительной разницей в результатах расчета по программам, составленным по различным алгоритмам. Однако, если геометрические размеры исследуемой двумерной области (поперечного сечения ротора или другого узла конструкции) соизмеримы и плотность внутренних потерь распределена неравномерно по x и по y , то расхождения расчетных данных по одно- и двумерной модели оказываются значительно больше.

Полученные результаты позволяют оценить степень изменения развиваемого электромагнитическим преобразователем энергии усилия. Предлагаемый подход к решению поставленной задачи целесообразно использовать и в других подобных практических случаях, чтобы иметь информацию как о значении усилия, так и о его изменении в процессе эксплуатации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мамедшахов М. Э. Исследование нестационарного нагрева вторичных систем электромагнитных тормозов-замедлителей на вихревых токах. Автореф. дис. на соиск. уч. степени канд. техн. наук. М. 1974. В надзаг. Мин-во высш. и сред. спец. образования СССР. Мос. энергетический ин-т.
2. Наземный транспорт 80-х годов/Пер. с англ. — М.: Мир, 1974.
3. Yamamura S., Ishikawa Y., Ito H. Theories of the linear induction motor — IEEE Trans. on PAS, 1972, vol. 91, № 4.
4. Винокуров В. А., Казаченко Е. В., Серебрянская Н. З. Методика расчета параметров и электрических показателей ЛАД тягового привода карьерного транспорта. — В кн.: Электрические машины и преобразователи на железнодорожном транспорте. — МИИТ, 1977, выпуск 553.
5. Freeman E. M., Lowther D. A. Normal Force in single — sided linear induction motors. — Proc. IEE, 1973, vol. 120, № 12.
6. Weh H., Grumbkow P., Mosebach H. Kraftwirkungen orthogonal zur Bewegungsrichtung beim asynchronen Linearmotor. — ETZ, 1972, Bd 93—A, № 1.
7. Мамедшахов М. Э. Уточненный метод теплового расчета сопряженных узлов электрических машин. — Электричество, 1982, № 12.
8. Петров Г. Н. Электрические машины. Ч. II. — М.; Л.: ГЭИ, 1963.
9. Мамедшахов М. Э. Об использовании нелинейных краевых задач при исследовании тепловых процессов в электрических машинах. — Электричество, 1981, № 10.
10. Schieber D. A. C. — induced eddy currents. — Journ. Franklin Inst., 1973, vol. 295 March.
11. Коздоба Л. А. Методы решения нелинейных задач теплопроводности. — М.: Наука, 1975.
12. Михеев М. А. Основы теплопередачи. — М.; Л.: ГЭИ, 1974.
13. Физические свойства сталей и сплавов, применяемых в энергетике (справочник). — М., Л.: Энергия, 1967.
14. Скобелев В. Е., Соловьев Г. И., Епифанов А. П. Анализ путей улучшения характеристик линейных асинхронных двигателей для высокоскоростного наземного транспорта. — Железные дороги мира, 1978, № 2.

[27.04.83]

Расчет процессов самовосстановления электрической прочности после пробоя в конденсаторах с металлизированными обкладками

ЧАТИНЯН Ю. С., САРАДЖЕВ В. А., КУРГИНЯН Э. В.

Конденсаторы с металлизированными обкладками, которые получили в последнее время широкое распространение в различных областях силовой электротехники и электроники, обладают интересным и технически важным свойством самовосстановления (СВ) электрической прочности после пробоя, благодаря которому неизбежные на практике случаи пробоя диэлектрика в его дефектных точках не приводят к выходу этих конденсаторов из строя, так как в них автоматически происходит почти мгновенное восстановление электрической прочности изоляции.

Указанное свойство обеспечивает нормальное функционирование конденсаторов с металлизированными обкладками в эксплуатационных условиях и придает им достаточно высокую степень надежности. Однако в отдельных случаях процесс СВ может протекать с такой интенсивностью, что вызывает неприемлемо большую потерю емкости, а иногда даже разрушение конденсаторной секции. Несмотря на свою важность, явление СВ освещено весьма слабо в научно-технической литературе, вследствие чего вплоть до настоящего времени возможно лишь экспериментальное исследование этого явления в каждом отдельном, конкретно взятом случае.

В качестве отправной точки в данных исследованиях использованы все те сведения, которые имеются в литературе по этому вопросу [1—9]. Эквивалентная схема для изучения процессов пробоя и самовосстановления конденсатора с металлизированными обкладками имеет вид, изображенный на рис. 1. Здесь C — емкость конденсатора; S — нелинейный активный элемент схемы, имитирующий разрядную зону, т. е. канал искрового разряда и примыкающую к нему на обеих обкладках область деметаллизации, в которой происходит расплавление и разброс металла; r и L — соответственно активное сопротивление и индуктивность линейной части разрядного контура вплоть до зоны разряда; U — напряжение, при котором происходит пробой; $i(t)$, $u_r(t)$, $u_L(t)$, $u_C(t)$, $u_S(t)$ — мгновенные значения тока и напряжений на элементах r , L , C , S . Влияние электрической сети не учитывается вследствие ее большой инерционности по сравнению с весьма кратковременным процессом разряда.

Для исследования переходного процесса пробоя прежде всего необходимо знание параметров r , L и S эквивалентной схемы. Расчет первых двух из них изложен в [6]. Окончательный вид соответствующих выражений следующий:

$$r = 0,76nrq \ln \frac{b}{R}; \quad (1)$$

$$L = 4,2 \cdot 10^{-7} w^2 d \ln \frac{b}{R}, \quad (2)$$

где b — ширина металлизированной обкладки; d — толщина диэлектрика; R — радиус зоны самоочищения; $n=1$ или $n=2$ в зависимости от того, рассматривается ли конденсатор с односторонне или двусторонне металлизированными обкладками; r_q — так называемое сопротивление квадрата обкладки.

Следует отметить, что в формулы для r и L наряду с известными величинами входит и радиус зоны самоочищения R , который должен быть вычислен в результате данного исследования. Другими словами, параметры r и L есть функции пока неизвестной величины R .

Особо большие трудности возникают при определении параметра S . Как изложено в [5 и 7], активный элемент S обладает резко выраженной нелинейностью, своеобразие которой заключается в том, что она принципиально не может быть изображена в виде вольт-амперной характеристики (или даже в виде какой-

либо серии таких характеристик) вследствие того, что в каждый данный момент времени статическое и динамическое сопротивление элемента S зависят не только от значений тока или напряжения в этот момент, но и от всей «предыдущей истории» протекания переходного процесса.

Однако, как показали результаты обработки многочисленных экспериментов, элемент S с достаточной степенью точности может быть охарактеризован вольт-секундной характеристикой, описывающей изменение напряжения на разрядном промежутке во времени. Это напряжение вначале чрезвычайно быстро (за малые доли микросекунды) падает от начального напряжения на конденсаторе U до нуля, а затем относительно медленно повышается по экспоненциальному закону, что соответствует протеканию процесса самовосстановления [5].

Непосредственное экспериментальное определение вольт-секундной характеристики не представлялось возможным, так как это означало бы необходимость подключения измерительной аппаратуры к микроскопическому элементу, возникающему в неожиданный момент и в неожиданном месте. Поэтому эта характеристика определялась чисто математически исходя из того требования, чтобы во всех без исключения случаях пробоя и самовосстановления ее подстановка в дифференциальное уравнение, характеризующее процесс разряда [5], приводила бы именно к тем кривым $i(t)$ и $u_C(t)$, которые были зафиксированы в виде осциллограмм. Вид характеристики оказался следующим:

$$u_S(t) = \frac{U}{2} (1 - e^{-\alpha t}), \quad (3)$$

где значение коэффициента α будет приведено несколько позже.

Знание параметров r , L и S [5 и 6] позволило составить и решить дифференциальное уравнение, характеризующее процесс пробоя и самовосстановления конденсатора. Несмотря на наличие в разрядном контуре резко нелинейного элемента, оказалось возможным получить решение в строго аналитическом виде без каких-либо итераций, аппроксимаций и т. д.

При этом форма решения зависит от характера (апериодический или колебательный) линейной части разрядного контура. Для обоих случаев были рассчитаны ток разряда, напряжения на всех элементах схемы, мгновенные мощности, выделяющиеся во всех элементах, энергии, выделившиеся во всех элементах схемы до данного текущего момента времени t , и полные энергии, выделившиеся во всех элементах за все время разряда T [5 и 7].

Ниже приводятся лишь выражения, полученные для полной энергии, выделившейся в нелинейном элементе S , поскольку именно эта энергия производит все интересующие нас эффекты: деметаллизацию обкладок, деструкцию диэлектрика и т. д.

Для апериодического случая:

$$W = \frac{CU^2}{4} \left(1 - e^{-\delta T} \frac{\operatorname{sh} 3\xi}{\operatorname{sh} \xi} \right) - \frac{U^2}{40L} \left[\frac{3}{2} - e^{-(\delta-\alpha)T} \times \right. \\ \times \left(\frac{\operatorname{sh} 3\xi}{\operatorname{sh} \xi} + \frac{\operatorname{sh} 2\xi}{\xi} \right) \left. \right] + \frac{U^2}{4\beta L} \left[e^{-\delta T} \frac{\operatorname{ch} (3\xi - \psi)}{\operatorname{ch} (\xi - \psi)} - e^{-2} \right] - \\ - \frac{U^2}{40\beta L} e^{-(\delta+\alpha)T} \left[\omega_0^2 \frac{\operatorname{ch} (3\xi - \psi)}{\operatorname{ch} (\xi - \psi)} + \alpha^2 \frac{\operatorname{ch} (2\xi - \psi)}{\operatorname{ch} \psi} \right]. \quad (4)$$

Для колебательного случая

$$W = \frac{CU^2}{4} \left(1 - e^{-\delta T} \frac{\sin 3\theta}{\sin \theta} \right) - \frac{U^2}{40L} \left[\frac{3}{2} - e^{-(\delta+\alpha)T} \times \right. \\ \times \left(\frac{\sin 3\theta}{\sin \theta} + \frac{\sin 2\theta}{\theta} \right) \left. \right] - \frac{U^2}{4\eta L} \left[e^{-\delta T} \frac{\cos (3\theta - \varphi)}{\cos (\theta - \varphi)} - e^{-2} \right] + \\ + \frac{U^2}{40\eta L} e^{-(\delta+\alpha)T} \left[\omega_0^2 \frac{\cos (3\theta - \varphi)}{\cos (\theta - \varphi)} + \alpha^2 \frac{\cos (2\theta - \varphi)}{\cos \varphi} \right], \quad (5)$$

$$\text{где } \delta = \frac{r}{2L}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

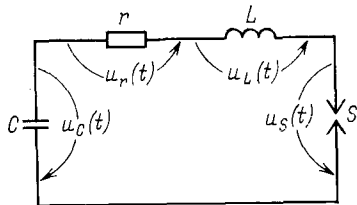


Рис. 1

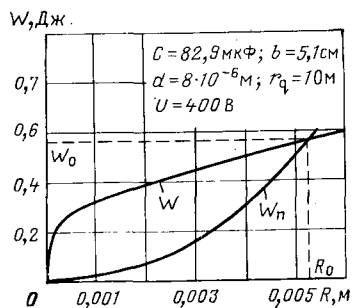


Рис. 2

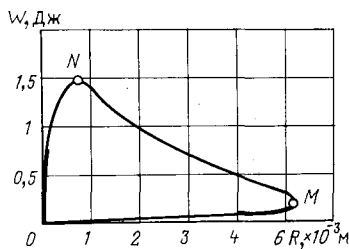


Рис. 3

При аperiodическом процессе ($\delta > \omega_0$)

$$\lambda = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}; \quad \xi = \ln \frac{\delta + \lambda}{\omega_0} = \operatorname{arth} \frac{\lambda}{\delta}; \quad T = 2 \frac{\xi}{\lambda},$$

$$\alpha = \frac{2}{T}; \quad \theta = 2\alpha\delta + \alpha^2 + \omega_0^2; \quad \beta = 2\alpha\delta - \alpha^2 - \omega_0^2;$$

$$\psi = \operatorname{arth} \frac{\alpha\delta - \omega_0^2}{\alpha\lambda}.$$

При колебательном процессе ($\delta < \omega_0$)

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}; \quad \vartheta = \arctg \frac{\omega}{\delta}; \quad T = 2 \frac{\vartheta}{\omega};$$

$$\alpha = \frac{2}{T}; \quad \theta = \alpha^2 + \omega_0^2 + 2\alpha\delta; \quad \eta = \alpha^2 + \omega_0^2 - 2\alpha\delta;$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega_0^2 - \alpha\delta}{\alpha\omega}.$$

В обоих случаях T есть полное время процесса разряда и самовосстановления.

По (1) или (5) можно рассчитать ту энергию, которая затрачивается в разрядной зоне, при условии, что заданы следующие параметры: емкость конденсатора C , его рабочее напряжение U , число витков намотки конденсаторной секции w , ширина обкладки конденсатора b , толщина диэлектрика d , сопротивление квадрата обкладки r_q , тип металлизации обкладок (односторонняя или двухсторонняя) и радиус зоны самоочищения R . Для любого конкретного типа конденсаторов все эти параметры, за исключением R , являются исходными данными. Однако радиус зоны деметаллизации R неизвестен и должен быть рассчитан в результате данного исследования. Таким образом, выражения (4) и (5) следует рассматривать как функциональные зависимости $W=f(R)$, дающие нам для каждого типа конденсаторов определенную совокупность в принципе возможных режимов пробоя и СВ, но пока не отвечающие на вопрос, какой именно из этих режимов осуществляется в действительности.

С другой стороны, исходя из достаточно простых соображений можно получить следующее выражение, позволяющее вычислить величину той энергии, которая необходима для деметаллизации зоны с радиусом R (при отсутствии пропитки):

$$W_n = \pi \gamma R^2 h k [C(T_{пл} - T_0) + L'], \quad (6)$$

где h — толщина металлизированного слоя; γ — плотность металла; C — удельная теплоемкость металла; $T_{пл}$ — температура плавления металла; T_0 — начальная температура, т. е. либо рабочая температура конденсатора, либо температура окружающей среды (в зависимости от того, в каких условиях происходит СВ); L' — скрытая теплота плавления металла; k — коэффициент, учитывающий расход тепловой энергии на нагрев и разрушение диэлектрика, на теплоотвод по обкладкам вне разрядной зоны, на частичное испарение металла и другие побочные эффекты; формула, полученная на основании обработки большого количества экспериментальных данных, имеет вид:

$$k = d^{0,37} (r_q + 2/r_q) (6,5 + 2/r_q); \quad (7)$$

d — толщина диэлектрика в микрометрах.

Соотношение (6) с учетом (7) справедливо для сухих металобумажных и металлоблочночных конденсаторов с полипропиленовым диэлектриком толщиной от 4 до 10 мкм.

На рис. 2 представлены рассчитанные на ЭВМ кривые $W=f_1(R)$ и $W_n=f_2(R)$ для определенного сочетания конкрет-

ных конструктивных параметров конденсатора с алюминиевыми обкладками. Кривая $W_n=f_2(R)$ характеризует ту энергию, которая необходима для деметаллизации зоны с радиусом R , а кривая $W=f_1(R)$ — ту энергию, которая на самом деле выделяется в этой зоне в силу физической специфики исследуемого процесса разряда. Очевидно, что точка пересечения этих двух кривых определит искомый радиус зоны самоочищения R_0 и потребляемую при этом энергию W_0 . Это соответствует решению уравнения

$$W(R) = W_n(R), \quad (8)$$

т. е. уравнения, состоящего из правых частей формул (4) и (6) для аperiodического разряда или же (5) и (6) для колебательного разряда.

Вид основного уравнения, решение которого определяет радиус зоны самоочищения, будет следующий:

при аperiodическом характере разрядного контура

$$\begin{aligned} & \frac{CU^2}{4} \left(1 - e^{-\delta T} \frac{\operatorname{sh} 3\xi}{\operatorname{sh} \xi} \right) - \frac{U^2}{40L} \left[\frac{3}{2} e^{-(\delta+\alpha)T} \left(\frac{\operatorname{sh} 3\xi}{\operatorname{sh} \xi} + \frac{\operatorname{sh} 2\xi}{\xi} \right) \right] + \\ & + \frac{U^2}{4\beta L} \left[e^{-\delta T} \frac{\operatorname{ch} (3\xi - \psi)}{\operatorname{ch} (\xi - \psi)} - e^{-2} \right] - \frac{U^2}{40\beta L} e^{-(\delta+\alpha)T} \times \\ & \times \left[\omega_0^2 \frac{\operatorname{ch} (3\xi - \psi)}{\operatorname{ch} (\xi - \psi)} + \alpha^2 \frac{\operatorname{ch} (2\xi - \psi)}{\operatorname{ch} \psi} \right] - \pi \gamma R^2 h d^{0,37} \left(r_q + \frac{2}{r_q} \right) \times \\ & \times \left(6,5 + \frac{2}{r_q} \right) [C(T_{пл} - T_0) + L'] = 0; \end{aligned} \quad (9)$$

при колебательном характере разрядного контура

$$\begin{aligned} & \frac{CU^2}{4} \left(1 - e^{-\delta T} \frac{\sin 3\vartheta}{\sin \vartheta} \right) - \frac{U^2}{40L} \left[\frac{3}{2} e^{-(\delta+\alpha)T} \left(\frac{\sin 3\vartheta}{\sin \vartheta} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{\sin 2\vartheta}{\vartheta} \right) \right] - \frac{U^2}{4\eta L} \left[e^{-\delta T} \frac{\cos (3\vartheta - \varphi)}{\cos (\vartheta - \varphi)} - e^{-2} \right] + \frac{U^2}{40\eta L} \times \\ & \times e^{-(\delta+\alpha)T} \left[\omega_0^2 \frac{\cos (3\vartheta - \varphi)}{\cos (\vartheta - \varphi)} + \alpha^2 \frac{\cos (2\vartheta - \varphi)}{\cos \varphi} \right] - \\ & - \pi \gamma R^2 h d^{0,37} \left(r_q + \frac{2}{r_q} \right) \left(6,5 + \frac{2}{r_q} \right) [C(T_{пл} - T_0) + L'] = 0. \end{aligned} \quad (10)$$

Решение этого уравнения определяет значение радиуса зоны деметаллизации. Расчеты проводились на ЭВМ. Результаты расчетов хорошо совпадают с данными экспериментов для любых сочетаний конструктивных параметров конденсатора, на основании чего можно сделать вывод, что получена методика, позволяющая строго расчетным путем определить размеры зоны выгорания металла в самовосстанавливающихся конденсаторах.

Уравнения (9) и (10) дают также возможность произвести исследование зависимости размеров зоны самоочищения от различных конструктивных факторов: ширины и толщины обкладок, толщины диэлектрика, числа витков намотки и т. д. Такие зависимости могут представить значительный интерес как с теоретической, так и с практической точки зрения.

В качестве первого примера ниже приведена зависимость радиуса зоны деметаллизации от сопротивления квадрата обкладки r_q . Эта зависимость получена путем многократного решения на ЭВМ уравнений (9) и (10). Так как при таком решении получаются сопряженные пары значений радиуса зоны R_0 и энергии W_0 , выделяющейся в зоне, то полученные результаты представлены в системе координат (R_0, W_0) . На рис. 3 изображена типичная функциональная зависимость такого рода, имеющая характерный вид замкнутой петли или лепестка. Кривая

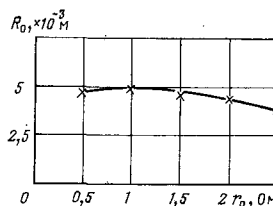


Рис. 4

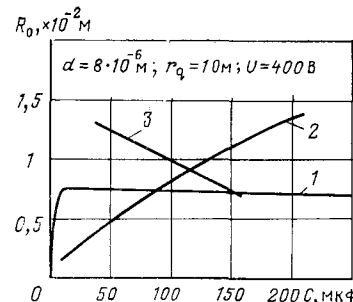


Рис. 5

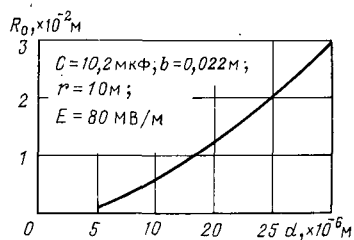


Рис. 6

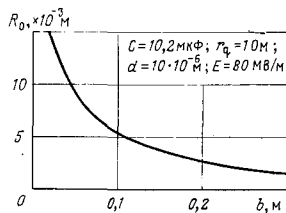


Рис. 7

построена при изменении значений r_q от 0,00008 до 50 Ом. Различным значениям r_q соответствуют различные точки этой петли, причем при увеличении r_q соответствующая точка перемещается по лестнице в направлении по часовой стрелке. Так как $r_q = 1/(n\gamma_e h)$, где γ_e — удельная проводимость металла в слое металлизации, то следовательно, увеличению толщины металлизации соответствует перемещение соответствующей точки по лестнице в направлении против часовой стрелки.

На рис. 3 следует, что при некотором значении r_q размеры зоны самоочищения получаются максимальными. Расчеты, проведенные на ЭВМ, показывают, что для конденсаторов с различными реальными параметрами этот максимум всегда оказывается в районе значения $r_q \approx 1$ Ом. Опытная проверка полностью подтвердила полученный результат. На рис. 4 приведена экспериментальная кривая $R_0 = f(r_q)$, максимум которой совпадает с максимумом кривой на рис. 3 в точке М. Как видно из рис. 3, одни и те же значения R_0 могут быть получены при двух различных значениях r_q и соответственно при двух различных значениях. Очевидно, что для практики более приемлемой является нижняя ветвь ОМ замкнутой петли, так как работа на ней связана с меньшим расходом энергии на самовосстановление и, следовательно, с меньшей деградацией диэлектрика при тех же размерах зоны деметаллизации на обкладках.

В свою очередь, на ветви ОМ можно выделить, как наиболее благоприятный, участок, прилегающий к точке, который обозначен на рис. 3 жирной линией. Выход за пределы этого участка ближе к точке О связан с серьезными технологическими затруднениями, возникающими при нанесении однородных сверхтонких металлизированных покрытий, и в то же время означает уменьшенную надежность самовосстановления вследствие чрезмерно малого значения R_0 и угрозы повторного перекрытия обкладок в том же месте. На рис. 3 жирной линией выделен также участок на ветви ОН, прилегающий к точке О и соответствующий конденсаторам, не обладающим свойством самовосстановления.

При помощи (8) и (10) возможно также исследовать зависимость размеров зоны самоочищения от любых других факторов. Так, например, при изменении емкости конденсатора за счет ширины обкладок получаем кривую, приведенную на рис. 5 (кривая 1). Из нее видно, что радиусы зон деметаллизации по мере роста емкости увеличиваются вначале быстро, а затем все медленней и медленней. Начиная примерно с емкости равной 10 мкФ, радиусы остаются почти постоянными, что совпадает с экспериментальными данными, приведенными в [2].

Если емкость конденсатора меняется в зависимости от числа витков w в секциях (т. е., иначе говоря, от длины обкладок), то характер зависимости $R_0 = f(C)$ иной. Как показывают расчеты, радиус зоны очищения вплоть до емкостей около 200 мкФ возрастает приблизительно прямо пропорционально числу витков (рис. 5, кривая 2). При изменении емкости за счет толщины диэлектрика кривая зависимости $R_0 = f(C)$ имеет падающий характер (рис. 5, кривая 3).

Был исследован также случай, когда емкость изменяется только из-за изменения количества параллельно включенных секций. Соответствующая кривая имеет качественно такой же вид, что и кривая 1 на рис. 5. Изменение диэлектрической проницаемости диэлектрика приводит к точно такому же эффекту, что и изменение числа секций.

По тем же уравнениям была рассчитана зависимость радиуса R_0 от рабочего напряжения конденсатора. Соответствующая кривая оказалась почти линейной, что подтверждается как результатами экспериментов, так и данными [2].

Были также исследованы зависимости размеров зоны деметаллизации, получающиеся при одновременной вариации нескольких параметров конденсатора, но при заданных, неизменных значениях его емкости и рабочей напряженности поля в диэлектрике. В одном случае изменялась ширина обкладки b с компенсацией этого изменения за счет числа витков w , в другом — толщина диэлектрика d с компенсацией опять-таки за счет w . По результатам расчетов построены кривые на рис. 6 и 7. Кривые подтверждены экспериментально, причем расхождение теории с экспериментом не превышает 16 %.

Из зависимостей на рис. 6 и 7 следует в частности то, что при заданной величине емкости целесообразнее изменять размеры зоны самоочищения путем вариации ширины обкладки, а не за счет изменения толщины диэлектрика, которая ограничивается допустимым значением напряженности и не может изменяться в широких пределах.

Приведенные выше математические выкладки справедливы для конденсаторов сухого исполнения (без пропитывающей жидкости). При наличии пропитывающей жидкости кривая $W_{\text{п}} = f(R)$ вследствие увеличения теплопроводности и теплоемкости изолирующей среды пройдет более круто, и точка пересечения кривых W и $W_{\text{п}}$ сместится влево. Следовательно, определяемые точкой пересечения энергия, которая выделяется при СВ, и радиус деметаллизации уменьшаются.

С целью применения полученного математического аппарата для случая пропитанных конденсаторов типа МКВ необходимо найти коэффициент, учитывающий уменьшение энергии W_0 , обусловленное наличием пропитывающей жидкости. Была поставлена серия экспериментов, в результате которых был определен коэффициент K_0 для конденсаторов с пропиткой из кремнийорганической жидкости марки ПМС. Коэффициент K_0 определяется отношением плотности энергии W_0 , выделяемой при СВ в пропитанном конденсаторе, к плотности энергии, выделяемой при пробое в сухом конденсаторе, и приблизительно равен 1/3. Значение коэффициента определено в результате статистической обработки более чем 150 точек. Таким образом, при наличии пропитывающей жидкости радиус R_0 , определенный по вышеуказанной методике, уменьшается в 3 раза.

Таким образом, можно сделать вывод, что предложена методика, позволяющая рассчитать размеры зоны самоочищения в любых конденсаторах с металлизированными обкладками, а также определить радиус СВ в зависимости от изменения конструктивных параметров секции конденсатора, что может представлять непосредственный практический интерес при разработке и проектировании таких конденсаторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. — Л.: Энергия, 1969.
2. Торошин П. А. Металлобумажные конденсаторы. — М.—Л.: Энергия, 1969.
3. Huraux C. Les condensateurs au papier metallisé. — Rev. Gen. Electr., 1963, vol. 72, № 11.
4. Heywang H., Pressinger H. MP-Impuls-Kondensatoren mit kleiner Selbstinduktivität. — Siemens-Z., 1964, Bd 38, № 5.
5. Чатинян Ю. С., Сараджев В. А., Кургинян Э. В. Электрические характеристики явления самовосстановления конденсаторов с металлизированными обкладками. — Межвузовский сборник научных трудов. Электротехника, 1978, вып. IV.
6. Чатинян Ю. С., Сараджев В. А., Кургинян Э. В. Расчет параметров разрядного контура при самовосстановлении конденсаторов разрядного контура при самовосстановлении конденсаторов с металлизированными обкладками. — Межвузовский сборник научных трудов. Электротехника, 1979, вып. V.
7. Чатинян Ю. С., Сараджев В. А., Кургинян Э. В. Исследование мощности разрядного процесса при пробое и самовосстановлении конденсаторов с металлизированными обкладками. — Межвузовский сборник научных трудов. Электротехника, 1979, вып. V.
8. Намитоков К. К. Электроизоляционные явления. — М.: Энергия, 1978.
9. Золотых Б. Н. Физические основы электрофизических и электрохимических методов обработки. Ч. I. — М.: Изд. МГУ, 1975.

[12.04.83]

Относительная диэлектрическая проницаемость пенополиэтиленовой изоляции

СТОЛБОВОЙ Л. Н.

Одним из основных направлений повышения эффективности использования кабелей связи является снижение их материалоемкости. Расход полиэтилена можно уменьшить путем замены полиэтиленовой изоляции на пенополиэтиленовую. При этом за счет снижения относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r материала можно уменьшить геометрические размеры кабеля и дополнительно сократить расход материалов.

Пенополиэтилен получают путем вспенивания композиции полиэтилена, содержащей газообразователи, активаторы разложения и другие компоненты. При определенной температуре газообразователи разлагаются с выделением газообразных продуктов и вспенивают полиэтилен. Соотношение газовой и полимерной фаз характеризуется показателем пористости (отношением объемов воздуха и пенополиэтилена) V_1 или средней плотностью пенополиэтилена γ .

В процессе наложения пенополиэтиленовой изоляции средняя плотность и относительная диэлектрическая проницаемость материала могут изменяться при изменении количества газообразователя, технологических режимов переработки и т. п. Следовательно, для расчета параметров кабелей связи и выбора оптимальных технологических режимов изолирования очень важно знать зависимость $\epsilon_r = f(V_1)$, которую можно определить экспериментально или аналитически. Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_r материала изоляции одножильного кабеля рассчитывалась по формуле

$$\epsilon_r = \frac{C_k \ln \frac{d_2}{d_1}}{2\pi\epsilon_0}$$

где C_k — емкость (между жилой и экраном) на единицу длины кабеля; d_1 и d_2 — внутренний и наружный диаметры изоляции; ϵ_0 — электрическая постоянная ($\epsilon_0 = 8,8541878$ Ф/м). Измерение емкости на единицу длины кабеля осуществлялось прибором Е8-4 на частоте 1000 Гц. Содержание воздуха в изоляции определялось по средней плотности пенополиэтилена:

$$V_1 = 1 - \gamma/\gamma_2,$$

где γ — средняя плотность пенополиэтилена; γ_2 — плотность полиэтилена высокого давления (0,92), из которого изготавливались образцы жилы с пенополиэтиленовой изоляцией.

Общая погрешность определения ϵ_r не превышает 1%. По экспериментальным данным построена сглаженная кривая зависимости $\epsilon_r = f(V_1)$ пенополиэтилена, представление о которой дает таблица.

Для аналитического расчета ϵ_r были использованы следующие распространенные формулы [1 и 2]:

$$\epsilon_r = \epsilon_{r2} \left[1 + \frac{(\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2}) V_1}{\epsilon_{r1} + 2\epsilon_{r2} - V_1 (\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2})} \right]; \quad (1)$$

$$\ln \epsilon_r = V_1 \ln \epsilon_{r1} + V_2 \ln \epsilon_{r2}, \quad (2)$$

где ϵ_r , ϵ_{r1} , ϵ_{r2} относятся соответственно к смеси, наполнителю, связующему (в данном случае к пенополиэтилену, воздуху, полиэтилену); V_1 , V_2 — объемные доли соответственно наполнителя и связующего.

В литературе эти выражения часто называются формулами Дж. Максвелла (1) и К. Лихтенеккера (2). Результаты расчета по ним также представлены в таблице, в которой курсивным шрифтом выделены расчетные значения ϵ_r , совпадающие с экспериментом с погрешностью $\pm 1\%$. Как видно, совпадение расчетных и экспериментальных данных наблюдается только в пределах определенного диапазона средних плотностей для каждой формулы.

Наиболее вероятной причиной расхождения данных расчета и эксперимента может быть изменение структуры пенополиэтилена при увеличении объемной доли включений. Структура пенополиэтилена характеризуется формой и размерами ячеек, межячеечного пространства и характером распределения обеих фаз. В зависимости от метода вспенивания и состава рецептуры ячейки пенопласта могут иметь форму сфер, многогранников и т. п., а размеры их колеблются от нескольких микрон до нескольких миллиметров. По характеру распределения обеих фаз различают пенопласты с замкнутоячейковой структурой (с изолированными газоструктурными элементами) и со взаимосвязанными ячейками (с сообщающимися газоструктурными элементами). Макроструктурный анализ пенополиэтилена показал [3], что с увеличением газообразной фазы возрастают размеры и количество сообщающихся пор. Следовательно, для точного расчета ϵ_r пенополиэтиленовой изоляции целесообразно иметь выражение, учитывающее изменение структуры материала. Такое выражение позволило бы технологам решать обратную задачу, т. е. по результатам измерения ϵ_r оценить структуру пенополиэтилена, не прибегая к трудоемким методам макроструктурного анализа.

Вывод аналитических выражений для расчета ϵ_r производится, как правило, на идеализированной модели структуры. Разработка модели для исследования конкретного неоднородного диэлектрика в значительной степени субъективна, но она должна учитывать все существенные факторы. Так, в [1] показано, что для различных моделей можно получить одинаковые выражения, если они адекватно описывают данную структуру.

В пенополиэтиленовой изоляции включения имеют хаотическое распределение. Если заменить хаотическую структуру упорядоченной, сохраняющей основные черты хаотической (например, изотропность и геометрическое неравноправие), то значительно упрощается анализ процессов на данной модели. В любой системе с упорядоченной структурой достаточно выделить элементарный объем (газоструктурный элемент), повторяя который определенным образом, можно получить весь объем исходной структуры.

Допустим, что элементарный объем состоит из двухкомпонентного материала с плоскими границами раздела между ними. Для данного элементарного объема можно построить модель в виде составного куба. Расчет ϵ_r такой модели можно произвести на основе схемы замещения, состоящей из плоских конденсаторов с геометрическими размерами, материалом диэлектрика и расположением, соответствующими модели. При этом для одной и той же формы включения можно представить две схемы замещения (рис. 1).

| Расчетная формула | Величина ϵ_r пенополиэтилена при значениях V_1 (в числителе) и γ (в знаменателе) | | | | | | | | | |
|--------------------------------------|--|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|--------|
| | 0,1/0,828 | 0,2/0,736 | 0,3/0,645 | 0,4/0,552 | 0,5/0,460 | 0,6/0,368 | 0,7/0,276 | 0,8/0,184 | 0,9/0,092 | 1,00/0 |
| (1) | 2,1435 | 1,9939 | 1,8507 | 1,7137 | 1,5824 | 1,4564 | 1,3355 | 1,2193 | 1,1075 | 1,0000 |
| (2) | 2,1162 | 1,9471 | 1,7915 | 1,6483 | 1,5166 | 1,3954 | 1,2838 | 1,1812 | 1,0869 | 1,0000 |
| (8) при $D = 1$, $K = 0$ | 2,0354 | 1,8254 | 1,6546 | 1,5131 | 1,3939 | 1,2921 | 1,2042 | 1,1274 | 1,0599 | 1,0000 |
| (8) при $D = 0$, $K = 0$ | 2,1700 | 2,0400 | 1,9100 | 1,7200 | 1,6500 | 1,5200 | 1,3900 | 1,2600 | 1,1300 | 1,0000 |
| (8) при $D = 1/3$, $K = 0$ | 2,1135 | 1,9584 | 1,8205 | 1,6889 | 1,5642 | 1,4444 | 1,3284 | 1,2162 | 1,1066 | 1,0000 |
| (8) при $D = 1/3$, $K = 2/3$ | 2,1609 | 2,0173 | 1,8744 | 1,7349 | 1,5984 | 1,4676 | 1,3421 | 1,2223 | 1,1083 | 1,0000 |
| (8) при $D = 1/3$, $K = 0 \div 2/3$ | 2,1372 | 1,9878 | 1,8474 | 1,7116 | 1,5816 | 1,4560 | 1,3352 | 1,2193 | 1,1074 | 1,0000 |
| (8) при $D = 1/3$, $K = 1/6$ | 2,1362 | 1,9831 | 1,8396 | 1,7039 | 1,5746 | 1,4510 | 1,3322 | 1,2177 | 1,1071 | 1,0000 |
| (8) при $D = 1/3$, $K = 0,04$ | 2,1204 | 1,9666 | 1,8255 | 1,6929 | 1,5668 | 1,4559 | 1,3294 | 1,2165 | 1,1068 | 1,0000 |
| Эксперимент | 2,122 | 1,967 | 1,824 | 1,693 | 1,567 | 1,445 | 1,329 | — | — | 1,0000 |

Примечания. 1. Для полиэтилена $\epsilon_{r2} = 2,3$ и $\gamma_2 = 0,92$ т/м³ (Г/см³). 2. В строке $K = 0 \div 2/3$ приведены значения ϵ_r средние для случаев $K = 0$ и $K = 2/3$.

На основании принятых представлений о модели материала ставится задача найти ее относительную диэлектрическую проницаемость по заданным объемным концентрациям и по ε_{r1} компонентов при различной форме и различном взаимном расположении включений. Подобная задача решалась в [4] при определении удельной проводимости картона, но при этом рассматривалось включение определенной формы и ориентации, которые не соответствуют структуре пенополиэтилена. Полученное аналитическое выражение не содержит зависимости от формы и ориентации включений и, следовательно, не применимо для пенополиэтилена.

Рассмотрим включение в виде прямоугольного параллелепипеда. В соответствии с первой схемой замещения

$$\varepsilon_r = \varepsilon_{r2} \left[1 + \frac{(\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) V_1}{\varepsilon_{r1} - (\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) h_1} \right], \quad (3)$$

где h_1 — высота прямоугольного параллелепипеда.

Представим h_1 через объемную долю включений. При этом для

| | | |
|--|--------------------|-------------|
| куба | $h_1 = V_1^{1/3};$ | } \quad (4) |
| стержней квадратного сечения | $h_1 = V_1^{1/2};$ | |
| пластин и параллелепипедов, ориентированных параллельно полю | $h_1 = V_1^0;$ | |
| пластин, ориентированных нормально полю | $h_1 = V_1^1;$ | |
| прямоугольного параллелепипеда | $h_1 = V_1^D.$ | |

Тогда выражение (3) можно записать в виде

$$\varepsilon_r = \varepsilon_{r2} \left[1 + \frac{(\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) V_1}{\varepsilon_{r1} (\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) V_1^D} \right]. \quad (5)$$

Для второй схемы замещения

$$\varepsilon_r = \varepsilon_{r2} \left[1 + \frac{(\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) V_1}{\varepsilon_{r2} + (\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) (1 - V_1^D) V_1^{2D}} \right]. \quad (6)$$

В [5] показано, что использование метода секущих плоскостей позволяет оценить границы предельных значений ε_r материала. Следовательно, (5) и (6) характеризуют нижнюю и верхнюю границы ε_r двухкомпонентного материала.

Для практических исследований наибольший интерес представляют не граничные значения параметра, а его среднее значение. Для нахождения выражения, описывающего среднее значение ε_r материала, сравним (5) и (6). Для этого (5) представим в виде

$$\varepsilon_r = \varepsilon_{r2} \left[1 + \frac{(\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) V_1}{\varepsilon_{r2} + (\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) (1 - V_1^D) V_1^0} \right]. \quad (5a)$$

Усредненные значения ε_r пенополиэтилена, рассчитанные по (5a) и (6), хорошо совпадают с расчетами по выражению

$$\varepsilon_r = \varepsilon_{r2} \left[1 + \frac{(\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) V_1}{\varepsilon_{r2} + (\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) (1 - V_1^D) V_1^{1/6}} \right]. \quad (7)$$

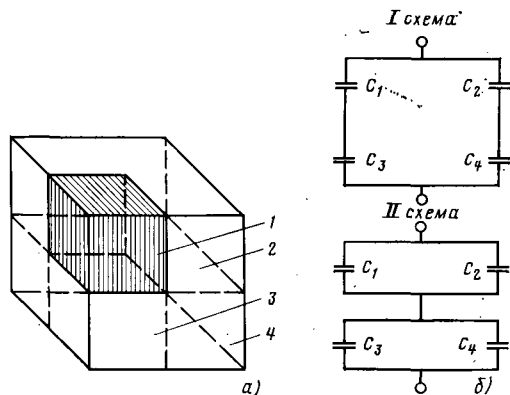
Выражения (5a), (6), (7) различаются характером изменения $\varepsilon_r = \Phi(V_1)$. В соответствии с рассмотренными схемами замещения можно предположить, что различие выражений связано со структурой материала. Эти выражения можно записать в общем виде:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_{r2} \left[1 + \frac{(\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) V_1}{\varepsilon_{r2} + (\varepsilon_{r1} - \varepsilon_{r2}) (1 - V_1^D) V_1^K} \right]. \quad (8)$$

Коэффициент D характеризует форму включения, а коэффициент K — характер изменения ε_r , т. е. изменения структуры материала.

Таким образом, (8) может быть использовано для расчета ε_r материала с любой формой и ориентацией включений, а также с различным характером изменения структуры.

По (8) произведен расчет ε_r пенополиэтилена при различном содержании воздуха (см. таблицу). При подстановке в (8) $K=0$ и $D=0$, $K=0$ и $D=1$ значения ε_r полностью совпадают с данными расчетов по формулам [1] для последовательного и параллельного соединения компонентов. Однако данная структура не соответствует структуре пенополиэтилена и, следовательно, эти



Модель элементарного объема неоднородного материала (a) и схемы замещения модели (б); 1 — включение; 2, 3, 4 — составляющие основного материала; C_1, C_2, C_3, C_4 — емкости конденсаторов с размерами и материалом в соответствии с моделью

выражения не применимы для расчета его ε_r . Это хорошо подтверждается экспериментальными данными. При подстановке в (8) $D=1/3$ и $K=1/6$ значения ε_r совпадают с расчетными значениями, вычисленными по (1). С экспериментальными данными хорошо совпадают данные расчетов по (8) с коэффициентами $D=1/3$, $K=0,04$.

Аппроксимация экспериментальных данных выражением (8) позволяет оценить структуру пенополиэтилена. Так, значение коэффициента $D=1/3$ указывает на симметричность формы включения, а коэффициента $K=0,04$ — на преобладающее влияние (при малых концентрациях) последовательного расположения компонентов. Макроструктурный анализ пенополиэтиленовой изоляции подтвердил, что при малом содержании воздуха большее число включений расположено у токопроводящей жилы. Такую структуру можно рассматривать как многослойную с переменной плотностью пенополиэтилена по радиусу жилы, т. е. слои с различной ε_r располагаются последовательно в направлении электрического поля. При увеличении содержания воздуха в пенополиэтилене наблюдается увеличение количества сообщающихся пор, ориентированных по радиусу жилы. Данная структура может характеризоваться переменной плотностью пенополиэтилена по длине жилы, т. е. слои с различной ε_r располагаются параллельно силовым линиям электрического поля. Следовательно, с увеличением содержания воздуха в пенополиэтилене увеличивается доля параллельной ориентации включений, которая и компенсирует влияние составляющей последовательной ориентации включений.

Выводы. 1. Существующие формулы для расчета ε_r неоднородных материалов не учитывают изменение структуры пенополиэтилена и, следовательно, не обеспечивают достаточную точность расчета.

2. Предложено выражение для расчета ε_r пенополиэтиленовой изоляции, учитывающее изменение структуры материала и обеспечивающее хорошее совпадение с экспериментальными данными.

3. Аппроксимация экспериментальных данных ε_r предложенным выражением позволяет прогнозировать структуру материала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нетушил А. В. Модели электрических полей в гетерогенных средах нерегулярных структур. — Электричество, 1975, № 10, с. 1—8.
2. Тареев Б. М. Физика диэлектрических материалов. — М.: Энергоиздат, 1982. — 320 с.
3. Берлин А. А., Шутов Ф. А. Химия и технология газонаполненных высокополимеров. — М.: Наука, 1980. — 504 с.
4. Ванин Б. В. О связи между электрическими свойствами электрокартона и его структурой. — Тр. ВНИИЭ, 1961, вып. XI, с. 258—273.
5. Ванин Б. В. Диэлектрическая проницаемость неупорядоченных неоднородных сред. — Электричество, 1965, № 7, с. 53—57.

О процессе самовосстановления электрической прочности металлизированных диэлектриков

ПЕТРЕНКО Л. Г., БИНЬКОВ С. Б.

Харьков

Одной из важнейших особенностей металлобумажных и металлопленочных конденсаторов является свойство самовосстановления электрической прочности при пробое диэлектрика. Эффект заключается в том, что в металлической обкладке вокруг места пробоя диэлектрика образуется зона деметаллизации (ЗДМ), размер которой значительно превышает размер зоны разрушения диэлектрика. Таким образом наиболее «слабые» места диэлектрика изолируются, и конденсатор восстанавливает свою работоспособность.

Однако самовосстановление сопровождается и рядом отрицательных явлений, наиболее существенным из которых является снижение емкости конденсаторов из-за уменьшения площади обкладок при деметаллизации. Поэтому особенно важно определить оптимальные условия самовосстановления, обеспечивающие минимальную площадь деметаллизированных участков, малую длительность импульсов тока при единичных пробоях, минимальное повреждение диэлектрика. Для решения этих задач очень важным является выяснение механизма процессов, происходящих при самовосстановлении.

В настоящее время физическая природа эффекта самовосстановления изучена мало несмотря на широкое применение этого явления в конденсаторостроении. В качественной модели эффекта самовосстановления [1], предложенной еще в 1957 г., предполагается, что деметаллизация и восстановление электрической прочности конденсатора происходит за счет разогрева металлического покрытия током, плотность которого максимальна вблизи канала пробоя, расплавления, испарения и разбрызгивания паров металла из зоны пробоя, в результате чего разрушается проводящий мостик, замыкавший обкладки конденсатора. Качественное описание процесса самовосстановления, основанное на экспериментальных данных, приведено в [2–3].

В [4–5] проведены расчеты, в результате которых получены зависимости величины тока от времени в процессе самовосстанавливающегося пробоя, позволяющие оценить мощность разряда и энергию, выделяющуюся в зоне пробоя. Расчеты проведены для разрядного контура, включающего последовательно соединенные емкость, активное сопротивление, индуктивность и элемент, эквивалентный сопротивлению самой разрядной зоны, имеющий резко нелинейный и изменяющийся во времени характер. Расчет основан на эмпирической вольт-секундной характеристике нелинейного элемента, имеющей вид возрастающей экспоненты. Полученные в [4–5] характеристики процесса самовосстановления являются результатом микроявлений, происходящих в зоне пробоя, но они не описывают эти явления непосредственно.

Целью настоящей статьи является математическое описание процессов, происходящих в непосредственной близости к зоне пробоя, связанных с разогревом, расплавлением и испарением металла. Определяются зависимости температуры T и толщины h слоя металла от времени t , которые позволяют оценить размеры зон деметаллизации.

В основу расчета положена модель, основанная на следующих явлениях. В момент пробоя через диэлектрик (перпендикулярно поверхности) и металлическое покрытие (радиально от места выхода на поверхность канала пробоя) протекает прямоугольный импульс тока. В [4] эмпирически установлено и теоретически рассчитано, что в момент самовосстанавливающегося пробоя через разрядный контур протекает импульс тока, имеющий форму, близкую к трапецеидальной. В данной статье для упрощения расчетов форма импульса тока принята прямоугольной. Благодаря разогреву током металлическое покрытие вблизи канала пробоя плавится и испаряется. В результате образуется ЗДМ. Естественно, что до завершения образования ЗДМ разрядный контур замкнут, а ток от канала пробоя до края ЗДМ распространяется либо по поверхности диэлектрика, либо через газовую среду (дуга). Для получения зависимостей $T(t)$ и $h(t)$ в некоторой точке, находящейся на расстоянии r от канала пробоя, необходимо решить систему дифференциальных уравнений:

$$\left(\frac{I}{2\pi r}\right)^2 \frac{\rho}{h(t)} = D c \quad h(t) \frac{dT(t)}{dt} - D\lambda \frac{dh(t)}{dt},$$

$$\frac{dh(t)}{dt} = -\gamma_0 e^{-T_0/T}, \quad (2)$$

где ρ , D , c , λ — удельное сопротивление, плотность, теплоемкость и удельная теплота испарения металлического покрытия; γ_0 и T_0 — константы, определяемые для каждого металла эмпирическим путем [6].

Уравнение (1) выражает тот факт, что энергия, выделяющаяся в металлическом покрытии при прохождении через него тока I , расходуется на нагрев металла и его испарение, а уравнение (2) выражает экспоненциальную зависимость изменения толщины испаряющейся металлической пленки [6].

Затратами энергии на плавление металла можно пренебречь, так как удельная теплота плавления цинка и алюминия, обычно применяемых для металлизации конденсаторных диэлектриков, почти на 2 порядка меньше удельной теплоты испарения.

Систему уравнений (1) и (2) решаем в двух предельных случаях: $h \lesssim h_0$, т. е. энергия, выделяющаяся при прохождении по металлическому покрытию тока, расходуется в основном на разогрев металла; $h \ll h_0$, т. е. происходит интенсивное испарение металла.

При $h \lesssim h_0$ система (1) и (2) преобразуется в одно уравнение:

$$\frac{\alpha}{h_0} = D ch_0 \frac{dT(t)}{dt} + D\lambda \gamma_0 e^{-T_0/T},$$

где

$$\alpha = \left(\frac{I}{2\pi r}\right)^2 \rho.$$

Решение этого уравнения:

$$T(t) = T_{к.п} - \frac{T_{к.п}^2}{T_0} \ln \left[1 + e^{\frac{\alpha}{D ch_0^2} \frac{T_0}{T_{к.п}^2} (t_{к.п} - t)} \right]. \quad (3)$$

Здесь введены некоторые характерные величины:

$$T_{к.п} = \frac{T_0}{\ln \left(\frac{1}{\alpha} D\lambda \gamma_0 h_0 \right)} - \text{температура, выше которой процесс}$$

испарения становится существенным;

$$t_{к.п} = \frac{D ch_0^2}{\alpha} \frac{T_{к.п}^2}{T_0} \ln \left[e^{\frac{T_0}{T_{к.п}^2} (T_{к.п} - T_{20^\circ\text{C}})} - 1 \right]$$

— время, за которое температура разогреваемого током металла достигает значения $T_{к.п}$.

Подставляя зависимость (3) в уравнение (2), получаем

$$h(t) = h_0 - \frac{ch_0}{\lambda} \frac{T_{к.п}^2}{T_0} \ln \times \left[1 + e^{-\frac{\alpha}{D ch_0^2} \frac{T_0}{T_{к.п}^2} (t_{к.п} - t)} \right]. \quad (4)$$

Уравнения (3) и (4) описывают изменения температуры и толщины металлического покрытия со временем при $T < T_{к.п}$ и $t < t_{к.п}$.

При $h \ll h_0$ происходит интенсивное испарение металла, его толщина заметно уменьшается. Энергия при этом расходуется в основном на фазовый переход (испарение), и температура металла мало изменяется. Этот процесс имеет место при $t > t_{к.п}$.

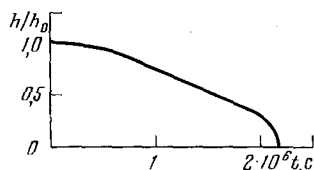


Рис. 1. Зависимость толщины цинкового покрытия на диэлектрике от времени в точке, находящейся на расстоянии r от канала пробоя ($I=30$ А; $h_0=0,02$ мкм)

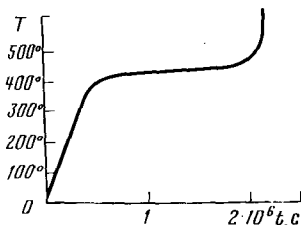


Рис. 2. Зависимость температуры цинкового покрытия от времени в точке, находящейся на расстоянии r от канала пробоя ($I=30$ А; $h_0=0,02$ мкм)

Решая систему уравнений (1) и (2) при условии $dT/dt=0$, получаем

$$h(t) = h_0 \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\lambda D h_0^2} (t - t_{к.п})}, \quad (5)$$

$$T(t) = \frac{T_0}{\ln \left[\frac{1}{\alpha} \gamma_0 \lambda D h(t) \right]} = \frac{T}{\ln \left(\frac{1}{\alpha} \gamma_0 \lambda D h_0 \right) + \frac{1}{2} \ln \left[1 - \frac{2\alpha}{\lambda D h_0^2} (t - t_{к.п}) \right]} \quad (6)$$

Уравнения (5) и (6) описывают изменения толщины металлического покрытия и его температуры со временем при $t_{к.п} \leq t < t_{исп}$ и $T_{к.п} \leq T < \infty$.

Уравнение (5) позволяет определить время, за которое металлическое покрытие полностью испарится ($h=0$):

$$t_{исп} = t_{к.п} + \frac{\lambda D h_0^2}{2\alpha}. \quad (7)$$

Анализируя формулы (4) и (5), полученные для обоих предельных случаев, можно получить единые для всего интервала $0 < t < t_{исп}$ зависимости $h(t)$. Действительно, для $t > t_{к.п}$ формулу (4) можно упростить

$$h(t) = h_0 \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\lambda D h_0^2} (t - t_{к.п})}.$$

Это выражение совпадает с разложением формулы (5) в ряд Тейлора при малых $(t - t_{к.п})$: т. е. формулы (4) и (5) совпадают в некоторой достаточно широкой области, и их можно представить в виде единой зависимости:

$$h(t) = h_0 \times \sqrt{1 - 2 \frac{c}{\lambda} \frac{T_{к.п}^2}{T_0} \ln \left[1 + e^{-\frac{\alpha}{D \chi h_0^2} \frac{T_0}{T_{к.п}^2} (t_{к.п} - t)} \right]}. \quad (8)$$

При $t < t_{к.п}$ формула (8) преобразуется в (4), а при $t_{к.п} < t < t_{исп}$ — в (5). Графически зависимость $h/h_0(t)$ представлена на рис. 1.

Анализ формул (3) и (6) позволяет получить единую для всего интервала $0 < t < t_{исп}$ зависимость $T(t)$. При $t > t_{к.п}$ в формуле (3) можно пренебречь вторым слагаемым. Тогда $T \approx T_{к.п}$, а при $t < t_{к.п}$, когда $h \approx h_0$, формула (6) также приводится к виду:

$$T \approx \frac{T_0}{\ln \left[\frac{1}{\alpha} \gamma_0 \lambda D h_0 \right]} = T_{к.п}.$$

Таким образом,

$$T(t) = \frac{T_0}{\ln \left[\frac{1}{\alpha} \gamma_0 \lambda D h(t) \right]} - \frac{T_{к.п}^2}{T_0} \ln \left[1 + \frac{\alpha}{D \chi h_0^2} \frac{T_0}{T_{к.п}^2} (t_{к.п} - t) \right]. \quad (9)$$

Формула (9) в предельных случаях переходит в формулы (3) и (6). Зависимость $T(t)$ представлена на рис. 2.

Графики зависимостей $h(t)$ и $T(t)$ (рис. 1 и 2), указывают на взрывной характер процесса деметаллизации — металлическое покрытие в течение практически всего времени разряда нагревается и очень медленно испаряется, и только перед завершением разряда в течение времени $\sim 0,1 t_p$ температура резко возрастает, и весь оставшийся металл, как бы взрываясь, испаряется.

Формула (7) позволяет оценить размер ЗДМ в зависимости от тока и времени разряда. На краю ЗДМ в точке $r_{ЗДМ}$ время полного испарения металла равно времени разряда

$$t_p = t'_{к.п} + \frac{D \lambda h_0^2}{2\alpha'}, \quad (10)$$

где

$$\alpha' = \alpha \Big|_{r=r_{ЗДМ}} = \left(\frac{I}{2\pi r_{ЗДМ}} \right)^2 \rho; \quad t'_{к.п} = t_{к.п} \Big|_{\alpha=\alpha'} \Big|_{r=r_{ЗДМ}}.$$

В уравнении (10) зависимость $r_{ЗДМ}(I, t_p)$ выражена неявно. Для получения этой зависимости в явном виде применялся метод последовательных приближений. В первом приближении получено

$$r_{ЗДМ}^1 = \frac{I}{\pi h_0} \sqrt{\frac{\rho t_p}{2D\lambda}}. \quad (11)$$

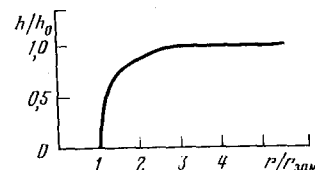


Рис. 3. Профиль цинкового покрытия на диэлектрике в эс-пробоя после завершения деметаллизации

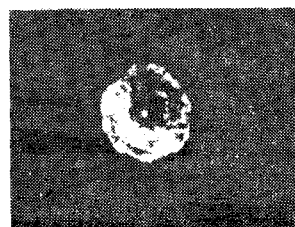


Рис. 4. Зоны деметаллизации на диэлектриках, имеющих однородное (а) и неоднородное (б) по толщине цинковое покрытие ($\times 40$)

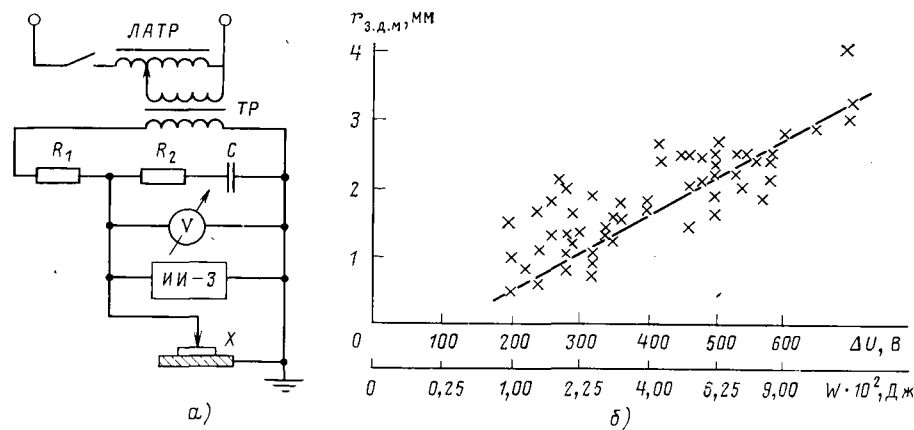


Рис. 5. Схема установки для исследования процесса самовосстановления электрической прочности металлизированных диэлектриков (а); зависимость радиуса зоны деметаллизации от энергии разряда или изменения напряжения на образце при самовосстанавливаемом пробое металлизированной цинком конденсаторной бумаги (б); прямая а — расчетная зависимость

во втором

$$r_{ЗДМ}^{II} = \frac{I}{2\pi h_0} \sqrt{\frac{\rho t_p}{D \left[\frac{cT_0}{\ln(2\gamma_0 t_p/h_0)} + \left(\frac{\lambda}{2} - cT_{20} \text{ } ^\circ\text{C} \right) \right]}}. \quad (12)$$

Легко показать, что для цинка и алюминия первое приближение является достаточно точным $(r_{ЗДМ}^I - r_{ЗДМ}^{II})/r_{ЗДМ} < 7\%$.

В момент завершения разряда, т. е. при $t = t_p$, функция (8) определяет профиль металлизированной пленки в зоне пробоя (рис. 3):

$$h/h_0 = \sqrt{1 - (r_{ЗДМ}/r)^2}. \quad (13)$$

Как следует из графика, толщина металлического покрытия на границе ЗДМ изменяется довольно резко, край ЗДМ четкий. Это подтверждает фотоснимками ЗДМ, сделанными на металлографическом микроскопе в проходящем свете (рис. 4, а).

Формулы (11) и (12) позволяют судить о роли материала металлического покрытия в процессе деметаллизации. Например, при всех равных условиях размер ЗДМ в цинке в 1,4 раза больше, чем в алюминии. Независимо от материала металлического покрытия радиус ЗДМ уменьшается обратно пропорционально его толщине. Если металлическое покрытие имеет неоднородную толщину, то радиус ЗДМ на участках с меньшей толщиной будет больше, чем на остальной части покрытия; ЗДМ будет иметь пятнистую форму (рис. 4, б).

Расчет размера ЗДМ по формуле (11) или (12) не требует учета распределения потерь энергии: в диэлектрике, в металлическом слое, за счет рассеяния в окружающей среде. Энергия, расходуемая на деметаллизацию, определяется величиной тока, протекающего по металлическому покрытию, а размер ЗДМ возрастает пропорционально этому току.

Проведена экспериментальная оценка размеров ЗДМ в зависимости от энергии разрядов. Исследовались образцы металлизированной цинком конденсаторной бумаги КОН-2 толщиной 10 мкм. Толщина металлического слоя составляла 0,02 мкм. Схема установки приведена на рис. 5, а. Применялась система электродов стержень (диаметр 0,8 мм) — плоскость, которая позволяла визуально наблюдать характер разрядов и образова-

ние ЗДМ на поверхности образцов. Зоны разрушения диэлектрика и цинкового покрытия изучались на металлографическом микроскопе в проходящем свете. На рис. 5, б представлена зависимость радиуса ЗДМ от энергии разряда (или скачка напряжения ΔU на емкости C при пробое) (энергия разряда $W = \frac{C\Delta U^2}{2}$).

Расчетная зависимость для таких же образцов представлена на этом же графике (прямая а). В расчете принималось, что напряжение на конденсаторе и на образце во время разряда линейно зависит от времени (так как в расчетной модели предполагалось, что ток нарастает мгновенно и в течение времени разряда сохраняет постоянное значение). Величина тока при самовосстанавливаемом пробое в этом случае $I = (C\Delta U)/t_p$. Время разряда $t_p = 5 \cdot 10^{-6}$ с [1, 2].

Как следует из графика, представленного на рис. 5, б расчетная зависимость $r_{ЗДМ}(\Delta U)$ хорошо согласуется с экспериментальными данными.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Sträb Н. Selbstheilende Metalpapierkondensatoren für Gleichspannung. — Elektrotechn. und Maschinenbau, 1957, Н. 17.
2. Торошин П. А. Металлобумажные конденсаторы. — М.: Энергия, 1965.
3. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние 1969.
4. Чатинян Ю. С., Сараджев В. А., Кургинян Э. В. Электрические характеристики явления самовосстановления конденсаторов с металлизированными обкладками. — Межвузовский сборник научных трудов. Серия XIII. Электротехника, 1978, вып. 4.
5. Чатинян Ю. С., Сараджев В. А., Кургинян Э. В. Исследование мощности разрядного процесса при пробое и самовосстановлении конденсаторов с металлизированными обкладками. — Межвузовский сборник научных трудов. Серия XIII. Электротехника, 1979, вып. 5.
6. Дэшман С. Научные основы вакуумной техники. — М.: Мир, 1964.

[23.08.83]

Петр Григорьевич Грудинский

(К 90-летию со дня рождения)

25 января исполнилось 90 лет со дня рождения профессора Петра Григорьевича Грудинского — одного из старейших советских энергетиков и педагогов.

Петр Григорьевич родился в Москве в семье земского врача. В 1912 г. поступил на механическое отделение МВТУ. Годы учебы он совмещал с работой вначале техником, затем — инженером.

В тяжелое для страны время гражданской войны Петр Григорьевич пошел добровольцем в железнодорожные войска и участвовал в восстановлении железнодорожных мостов; в 1921 г. был демобилизован и вновь вернулся к инженерной работе.

П. Г. Грудинский принимал участие в проектировании Каширской, Балахнинской, Штеровской, Зуевской, Кизилевской и других станций. Активно участвовал в организации диспетчерской службы Мосэнерго и некоторое время работал ее главным диспетчером. Занимался наладкой, а затем и эксплуатацией второй очереди Каширской ГРЭС. В качестве заместителя начальника электроцеха ОРГРЭС, а затем руководителя технадзора в Главэнерго ВСНХ много и плодотворно работал по совершенствованию эксплуатации новых машин электростанций.

Свои глубокие научные знания и богатый производственный опыт Петр Григорьевич щедро передает молодежи. Педагогической работой в вузах он занимался более 50 лет.

Вначале он совмещал преподавание в различных вузах, в том числе



в Московском энергетическом институте со дня его образования, с производственной работой, а с 1937 г. полностью перешел на педагогическую работу на кафедру электрических станций МЭИ.

Им были созданы и впервые прочитаны курсы по релейной защите, автоматизации электроустановок, курс «Техническая эксплуатация электрической части станций и подстанций».

В 1939 г. П. Г. Грудинскому было присвоено ученое звание профессора.

Круг научных интересов Петра Григорьевича очень широк. В числе первых его работ — исследования подщипниковых токов, заряда роторов турбогенераторов паром, крекинг-процесса в трансформаторах и др. В 1946 г.

он был одним из авторов предложения внести коренные изменения в методику расчета заземляющих устройств электроустановок. Предложенный метод позволил значительно сэкономить средства на сооружение заземляющих устройств, полностью обеспечить электробезопасность. В 1950 г. им был предложен используемый и сегодня оригинальный метод экономического обоснования выбора уровней потерь при проектировании трансформаторов. Важные исследования были проведены им по определению экономической плотности тока в проводниках линий и кабелей. Значительный вклад внес он в область объективной количественной оценки надежности электроустановок.

Список печатных работ П. Г. Грудинского насчитывает более 100 наименований. Свой богатый производственный опыт он обобщил в книге «Техническая эксплуатация электрической части электростанций и подстанций».

Помимо широты и глубины научных позиций Петра Григорьевича всегда отмечали прекрасные общечеловеческие качества — интеллигентность, принципиальная жизненная позиция, оптимизм, внутреннее обаяние, скромность. Как и прежде он полон бодрости и энергии и активно работает в Научно-техническом совете Минэнерго СССР, в президиуме Центрального Совета старейших энергетиков, в редакционном совете «Энергоатомиздата», в редакционной коллегии журнала «Электрические станции».

Пожелаем ему доброго здоровья, новых творческих успехов.

Группа товарищей, редакция и редколлегия журнала «Электричество»

Артемий Афанасьевич Сиротин

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения и 45 лет научно-педагогической и инженерной деятельности профессора кафедры автоматизированного электропривода Московского энергетического института, доктора технических наук, профессора Артемия Афанасьевича Сиротина.

А. А. Сиротин известен в широких научных кругах как крупный ученый в области автоматизированного электропривода, внесший значительный вклад в развитие теории и практики автоматического управления электроприводами.

Артемий Афанасьевич окончил Московский энергетический институт в 1938 г. С 1939 г. началась его научная и педагогическая деятельность в МЭИ в качестве научного сотрудника.

В начале Великой Отечественной войны А. А. Сиротин был командиро-



ван для работы на предприятиях оборонного значения. В 1945—1950 гг. он работал в аппарате ЦК ВКП(б).

В 1951 г. А. А. Сиротин возобновил работу в МЭИ, а в 1952 г. после защиты кандидатской диссертации приступил к чтению лекций и руководству одним из основных курсов кафедры «Автоматическое управление электроприводами». Много времени и сил отдал он улучшению методики преподавания курса, развитию лаборатории и совершенствованию учебного процесса.

С 1961 по 1963 гг. А. А. Сиротин плодотворно работал в Индии, в Бомбейском технологическом институте, профессором и экспертом ЮНЕСКО.

А. А. Сиротин ведет активные научные исследования в области дискретных систем автоматического управления электроприводами, оптимальных систем автоматического управления,

Виктор Дмитриевич Юренков



На 74-м году жизни скоропостижно скончался видный советский ученый в области техники высоких напряжений, один из старейших сотрудников Всесоюзного научно-исследовательского института электроэнергетики (ВНИИЭ), на протяжении почти 30 лет возглавлявший лабораторию высоковольтной аппаратуры, доктор технических наук, член КПСС, участник Великой Отечественной войны Виктор Дмитриевич Юренков.

После окончания Сибирского механико-машиностроительного института в г. Томске Виктор Дмитриевич в 1932 г. работал инженером на предприятии «Сибэнергострой» в г. Прокопьевске. В 1933 г. перешел на работу в систему «Мосэнерго» и в 1938 г. был назначен главным инженером Тульского района высоковольтных сетей. В 1941—1945 гг. — участник Великой Отечественной войны. В 1946 г. после демобилизации из рядов Советской Армии В. Д. Юренков вернулся в «Мосэнерго» и в 1948 г. возглавил Центральную высоковольтную лабораторию высоковольтных сетей. Одновременно он преподавал на кафедре электрических станций, сетей и систем ВЭПИ. В 1953 г. В. Д. Юренков перешел на работу в ЦНИЭЛ МЭС, позднее реорганизованную во ВНИИЭ.

Полностью посвятив себя научной деятельности, В. Д. Юренков создает новое направление в электроэнергетике — емкостный отбор мощности от высоковольтных линий электропередач для питания мелких рассредоточенных потребителей, расположенных вблизи трасс линий. Эти фундаментальные теоретические и экспери-

ментальные исследования позволили разработать различные способы однофазного и трехфазного отбора мощности с помощью тросовых, антенных и конденсаторных установок.

Всесторонне изучив режимы эксплуатации установок, В. Д. Юренков с группой сотрудников разработал систему защит от различных видов их возбуждения, обеспечивающую надежную работу таких установок как при чисто активной, так и при смешанной нагрузке с запуском асинхронных двигателей и всевозможных видах коммутаций на стороне низкого напряжения.

В последние годы своей жизни В. Д. Юренков много сил отдал изучению условий работы устройств ем-

костного отбора мощности в районах Крайнего Севера, решению проблем, связанных с их применением в тех случаях, когда ток нагрузки должен проходить через мерзлотный слой земли.

Кропотливые исследования В. Д. Юренкова обеспечили надежное электропитание оборудования нефте- и газопроводов, переключательных пунктов, радио-релейных станций и т. д.

Большой вклад внес В. Д. Юренков в создание первого в СССР Научно-исследовательского центра по испытаниям высоковольтной аппаратуры, открывшего новые возможности для развития отечественного электроаппаратостроения.

Под руководством В. Д. Юренкова лабораторией высоковольтной аппаратуры ВНИИЭ был выполнен ряд важных исследований по разработке способов модернизации высоковольтной коммутационной и измерительной аппаратуры энергосистем, изучению режимов ее работы, уточнению испытательных норм и требований к аппаратуре, разработке устройств контроля воздействующих на нее токов короткого замыкания.

В. Д. Юренков — автор около 150 научных трудов, в том числе трех книг.

Деятельность В. Д. Юренкова отмечена правительственными наградами — двумя орденами «Красной Звезды» и медалями.

Светлая память о Викторе Дмитриевиче Юренкове навсегда останется в сердцах его учеников и товарищей по работе.

Группа товарищей



включающих упругие звенья и нелинейные элементы. Им опубликовано свыше 100 научных работ.

Под его руководством подготовлено 20 кандидатов технических наук.

За создание и внедрение в промышленность элементов и систем дискретного электропривода с шаговыми двигателями А. А. Сиротину в 1967 г. присуждена Государственная премия СССР.

По результатам исследований в области теории систем автоматического управления с упругими элементами А. А. Сиротин в 1970 г. успешно защитил докторскую диссертацию. В 1971 г. ему присвоено ученое звание профессора, а в 1977 г. — почетное звание «Заслуженный деятель науки и техники РСФСР».

Профессор А. А. Сиротин уделяет большое внимание воспитательной

работе, принимает деятельное участие в общественной жизни кафедры и факультета электрификации и автоматизации промышленности и транспорта МЭИ. Он награжден орденом Красной Звезды и медалями.

Группа товарищей

Александр Александрович Вавилов

Скоропостижно скончался крупный советский ученый и организатор науки, ректор Ленинградского электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина), член-корреспондент АН СССР Александр Александрович Вавилов.

А. А. Вавилов родился 27 мая 1922 г. в д. Ключово Смоленской области, в 1939 г. поступил в Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина). В дальнейшем весь его жизненный путь был связан с ЛЭТИ. С первого курса в 1940 г. А. А. Вавилов был призван в армию, прошел войну, в 1945 г. вернулся в институт. Еще студентом был секретарем парткома, заведовал кафедрой автоматики и процессов управления, с 1967 г. и до последнего дня жизни был ректором ЛЭТИ.

Научная деятельность А. А. Вавилова охватывала широкий круг проблем теории и практики автоматического управления. Им выполнены фундаментальные исследования, заложившие основы теории и технологии эволюционного синтеза и системного моделирования сложных динамических систем. Ему принадлежат работы по созданию точных и приближенных методов расчета нелинейных систем, развитию теории организации экспе-



риментальных исследований процессов и систем управления.

Замечательной чертой А. А. Вавилова была его удивительная способность всегда определять главное в научной проблеме, широко и масштабно ставить задачи, нацеливать всю свою работу на результат, на обязательное практическое внедрение. Являясь руководителем крупной научной школы в Ленинграде, А. А. Вавилов имел огромный авторитет в промышленности. Под его руководством и при

непосредственном участии были созданы уникальные образцы новой техники, решены важнейшие народно-хозяйственные и оборонные задачи.

А. А. Вавилов был крупным организатором и руководителем высшей школы. Его деятельность в качестве члена Президиума ВАК при Совете Министров СССР, председателя Совета ректоров вузов Ленинграда, председателя Научно-методического Совета Минвузов СССР по автоматике и телемеханике, ректора крупнейшего вуза была направлена на повышение эффективности и качества подготовки и аттестации научных и инженерных кадров.

А. А. Вавилов вел большую научно-организационную работу, являясь заместителем председателя Межведомственного координационного совета АН СССР по Ленинграду, председателем МКС АН СССР по автоматизации научных исследований, автоматике и вычислительной технике и др.

За большие заслуги в научной работе, подготовке кадров и участие в Великой Отечественной войне А. А. Вавилов был награжден орденом Ленина, орденом Октябрьской Революции, двумя орденами Трудового Красного Знамени, медалью «За отвагу» и другими медалями.

Группа товарищей, коллег, учеников

Эдуард Степанович Лукашов

Советская энергетическая наука понесла тяжелую утрату. Трагически погиб профессор, доктор технических наук, член КПСС с 1955 г. Эдуард Степанович Лукашов.

Э. С. Лукашов родился 12 января 1927 г. в Дорогобуже Смоленской области. После окончания в 1950 г. Московского энергетического института работал на строительстве Цимлянского гидроузла — вначале диспетчером районных электрических сетей, затем инженером по автоматике и телемеханике Цимлянской ГЭС. С 1954 г. и до последних дней жизни деятельность Э. С. Лукашова связана с развитием энергетики и науки в Сибири.

В 1955 г. он поступил в аспирантуру Транспортно-энергетического института (Новосибирск), впоследствии Сибирского НИИ Энергетики и начал плодотворно заниматься научно-техническими проблемами формирования Единой электроэнергетической системы страны с дальними транспортными линиями электропередач сверхвысокого напряжения и повышением надежности ее работы. Успешно защищенная Э. С. Лукашовым в 1959 г. кандидатская диссертация по вопросам самовозбуждения и самораскачивания генераторов в настроенных электропередачах заложила основы созданной им впоследствии теории малых колебаний для анализа устойчивости электроэнергетических систем.



В 1971 г. Э. С. Лукашов защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук «Вопросы устойчивости в малом дальних электропередач переменного тока».

Э. С. Лукашов явился инициатором широкого применения в электроэнергетике частотных методов анализа и управления сложными динамическими объектами.

Научная деятельность Э. С. Лукашова всегда тесно переплеталась с

производственными проблемами. Под его руководством были начаты комплексные исследования надежности таких важных энергорайонов страны, как Тюменский нефтегазовый район, район энергоснабжения БАМа.

Большой личный вклад внес Э. С. Лукашов в обеспечение параллельной работы ЕЭС СССР и ОЭС Сибири, в разработку мероприятий по обеспечению устойчивой работы этой связи.

Огромное внимание уделял Э. С. Лукашов научно-методической работе. Им опубликовано 6 монографий и более 150 научных трудов и изобретений. Под его руководством подготовлено более 20 диссертационных работ. Много времени он уделял работе со студенческой аудиторией, являясь профессором кафедры «Электрические сети и системы» Новосибирского электротехнического института.

Большую работу проводил Э. С. Лукашов на посту члена Центрального правления и Новосибирского областного правления НТОЭ и ЭП.

Многогранная деятельность коммуниста Э. С. Лукашова высоко оценена партией и правительством. Он награжден орденом «Знак Почета», Почетной грамотой Верховного Совета РСФСР; ему присвоено звание «Почетный член НТО».

Товарищи, коллеги, ученики

Совалов С. А. Режимы единой энергосистемы. — М.: Энергоатомиздат, 1983

Начиная от ленинского плана ГОЭЛРО энергетика нашей страны развивалась в направлении создания Единой энергосистемы (ЕЭС СССР) — высшей формы организации энергетического производства. В настоящее время ЕЭС СССР находится на завершающей стадии формирования. В решениях XXVI съезда КПСС поставлена задача «продолжить работы по дальнейшему развитию Единой энергетической системы страны, повышению надежности и качества электроснабжения народного хозяйства».

Уже созданная к настоящему времени ЕЭС СССР представляет собой уникальный по сложности объект управления, не имеющий аналогов в мировой практике. Решение задач планирования и управления режимами ЕЭС СССР имеет исключительно большое практическое народнохозяйственное значение. В то же время рациональное решение указанных задач может быть выполнено лишь на основе глубоких теоретических разработок.

Основной особенностью книги С. А. Совалова является комплексное теоретическое и практическое рассмотрение сложных проблем планирования и управления режимами ЕЭС СССР. В монографии рассмотрены все основные аспекты рассматриваемой сложной проблемы: развитие и формирование ЕЭС СССР, задачи и организация диспетчерского управления ЕЭС СССР, автоматизированная система диспетчерского управления ЕЭС СССР, общая характеристика режимов ЕЭС СССР, методы решения электротехнических задач, оптимизация энергетических режимов, регулирование напряжения и оптимизация режима электрической сети, автоматизация регулирования частоты и активной мощности, противоаварийное управление.

Большой интерес представляет анализ развития нашей энергетике от плана ГОЭЛРО до настоящего времени: этапы создания энергосистемы, объединенных энергосистем, ЕЭС Европейской части СССР, ЕЭС СССР. В этом анализе показаны новые научные и практические задачи, возникавшие на каждом этапе формирования ЕЭС СССР. Особый интерес представляет анализ диспетчерского управления и история его развития на каждом новом этапе формирования ЕЭС СССР. Ценность этого анализа особенно велика, так как его проводит специалист, вносящий многие годы большой вклад в развитие диспетчерского управления отечественной электроэнергетики.

В книге дан глубокий анализ режимов ЕЭС СССР на основе обобщения многолетних данных опыта эксплуатации. На основе этого анализа определены режимные особенности ЕЭС СССР как объекта управления.

Управление таким уникальным по сложности объектом как

ЕЭС СССР немыслимо без применения современных экономико-математических методов и средств вычислительной техники поэтому в книге им уделено очень большое внимание. Подробно рассмотрена автоматизированная система диспетчерского управления (АСДУ) ЕЭС СССР: структура и принципы организации АСДУ, этапы и перспективы ее развития, а также методы решения основных групп задач АСДУ.

В области электротехнических задач описаны расчеты установившихся режимов сети, определение статической устойчивости, анализ электромеханических переходных процессов, расчеты токов коротких замыканий, эквивалентирование. В области энергетических задач — оптимизация долгосрочных режимов ГЭС, оптимизация годовых и месячных планов ремонтов основного оборудования ТЭС, оптимизация краткосрочных режимов энергосистем по активной и реактивной мощностям, оперативная корректировка режимов и т. п.

Характерной особенностью рецензируемой монографии является то, что в ней глубоко анализируются практически все применяемые в СССР методы решения каждой из указанных выше задач, акцентируется внимание читателя на получивших наибольшее распространение разработках.

В монографии рассмотрены также задачи регулирования напряжения и оптимизации режима электрической сети, автоматизации регулирования частоты и активной мощности, надежности энергосистем и противоаварийного управления. При этом анализируется опыт эксплуатации, описываются разработанные в СССР (с участием автора) нормативы по качеству электроэнергии, устойчивости и надежности энергосистем, формулируются основные требования, предъявляемые к соответствующим системам управления, рассматриваются основные принципы управления, анализируются реализованные в настоящее время и перспективные решения.

Оценивая монографию в целом, следует отметить ее энциклопедичность, органическое сочетание практических и научных аспектов управления режимами ЕЭС СССР. В монографии излагаются результаты многолетних исследований крупнейшего советского энергетика, обобщается опыт различных организаций СССР, занятых проблемами управления единой энергосистемой. Приводимые в монографии рекомендации аргументированы и всесторонни.

Без преувеличения можно констатировать, что рецензируемая монография — это наиболее полная и глубокая по содержанию книги по проблематике режимов энергосистем.

Следует особо отметить прекрасное издание книги и выразить за это благодарность Энергоатомиздату.

МАМИКОНЯНЦ Л. Г., ЦВЕТКОВ Е. В., ТИХОНОВ Ю. А., ЮРОВСКИЙ А. А

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. 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 17.01.84

Подписано в печать 21.03.84 Т-07943

Формат 60×90 1/8

Печать высокая

Усл. печ. л. 10

Усл. кр.-отт. 10,5 Уч.-изд. л. 13,16

Тираж 5828 экз.

Заказ 144

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический
комбинат ВО «Союзполиграфпром» Государственного комитета СССР по
делам издательства, полиграфии и книжной торговли, г. Чехов Московской
области

СОДЕРЖАНИЕ

| | | | |
|--|----|--|----|
| Карпов Г. В., Харламова Е. Ф. — Экспериментальное исследование электромагнитного поля гидрогенераторов | 1 | Фокин Ю. А. — Оценка вероятности каскадной аварии в сложной замкнутой сети 0,38 кВ | 48 |
| Литкенс И. В., Пуго В. И., Абдул-заде В. М. — Демпферные коэффициенты синхронных генераторов в многомашинных электрических системах | 8 | Груздев И. А., Труспекова Г. Х., Устинов С. М. — Одновременная координация настроек регуляторов возбуждения генераторов на базе численного поиска | 51 |
| Иофьев Б. И. — Противоаварийная автоматика и сложные аварийные процессы в электроэнергетических системах | 13 | Погосян Т. А. — Погрешности расчетов электромеханических переходных процессов в электроэнергетических системах | 54 |
| Глебов И. А., Каштелян В. Е., Кичаев В. В., Смолен Г. М. — Моделирование электроэнергетических агрегатов и их систем управления | 18 | Авруцкий В. А., Левитова Л. В., Наймарк Г. В. — Расчеты спирального генератора импульсного напряжения | 56 |
| Рощин Г. В., Иванов Н. А., Арсамаков И. И., Крючков Б. И., Ревякин В. В., Шимарова Т. П. — Электронно-физические модели электроэнергетических систем | 21 | Поляков Н. П., Синенко В. В. — Защита тиристоров от коммутационных перенапряжений в магнито-тиристорных генераторах импульсов | 58 |
| Пучков Г. Г. — Математическая модель заземляющего устройства переменного тока | 25 | Исхаков А. С. Уравнения динамики и устойчивость несимметричных выпрямителей | 60 |
| Ефремов И. С., Андреев Ю. М., Листвинский М. С. — Исследование систем тягового электропривода электромобилей с помощью математического моделирования | 30 | Мамедшахов М. Э. — Расчет характеристик электромеханических преобразователей энергии с учетом изменения температуры | 64 |
| Горбенко Л. И., Туник А. Т. — Температурное поле в корпусе полупроводникового прибора | 36 | Чатинян Ю. С., Сараджев В. А., Кургинян Э. В. — Расчет процессов самовосстановления электрической прочности после пробоя в конденсаторах с металлизированными обкладками | 67 |
| Савин А. Г. — Каскадные преобразователи постоянного и переменного тока | 40 | Столбовой Л. Н. — Относительная диэлектрическая проницаемость пенополиэтиленовой изоляции | 70 |
| СООБЩЕНИЯ | | Петренко Л. Г., Биньков С. Б. — О процессе самовосстановления электрической прочности металлизированных диэлектриков | 72 |
| Рудакова В. М. — Экспериментальное исследование влияния влажности воздуха на разрядные напряжения длинных воздушных промежутков | 45 | ХРОНИКА | 75 |
| | | БИБЛИОГРАФИЯ | 78 |

CONTENTS

| | | | |
|---|----|---|----|
| An Experimental Study of the Electromagnetic Field in Hydro-Electric Generators — G. V. Karpov, E. F. Kharlamova | 1 | Simultaneous Coordination of the Settings of Generator Excitation Regulators Based on a Numerical Search Approach — I. A. Gruzdev, G. H. Truspeкова, S. M. Ustinov | 51 |
| Damping Factors for Synchronous Generators in Multi-Machine Systems — I. V. Litkens, V. I. Pugo, V. M. Abdul-zade | 8 | Errors in the Calculation of Electromechanical Power System Transients — T. A. Pogosian | 54 |
| Emergency Condition Automation and Complex Fault Conditions in Power Systems — B. I. Yofiev | 13 | On the Design of a Spiral Surge Generator — V. A. Avrutski, L. V. Levitova, G. V. Naimark | 56 |
| Simulation of Generating Units and Their Control Systems — I. A. Glebov, V. E. Kashtelian, V. V. Kichayev, G. M. Smolin | 18 | Switching Surge Protection of Thyristors in Magneto-Thyristor Pulse Generators — N. P. Poliakov, V. V. Sinenko | 58 |
| Electronic Physical Models for Power Systems — G. V. Roschin, N. A. Ivanov, I. I. Arsamakov, B. I. Kriuchkov, V. V. Reviakin, T. P. Shimarova | 21 | Dynamic Equations and the Stability of Unsymmetrical Rectifiers — A. S. Iskhakov | 60 |
| A Mathematical Model for an A. C. Grounding Connection — G. G. Puchkov | 25 | Calculating the Characteristics of Electromechanical Energy Converters With Account Taken of Temperature Changes — M. E. Mamedshakhov | 64 |
| Mathematical Modelling of Electric Traction Drive Systems for Battery-Driven Vehiclec — I. S. Yefremov, U. M. Andreyev, M. S. Listvinski | 30 | Calculation of Processes During Self-Recovery of Electrical Withstand Strength After Punctures in Capacitors With Metallized Plates — U. S. Chatinian, V. A. Saradzhev, E. V. Kurginian | 67 |
| The Temperature Pattern in the Casing of a Semiconductor Device — L. I. Gorbenko, A. T. Tunik | 36 | The Relative Dielectric Permittivity of Polyethylene Foam Insulation — L. N. Stolbovoi | 70 |
| D. C. and A. C. Multi-Stage Converters — A. G. Savin | 40 | On Self-Recovery of the Electrical Withstand Strength of Metallized Dielectrics — L. G. Petrenko, S. B. Binkov | 72 |
| REPORTS | | CHRONICLE | 75 |
| An Experimental Study of How Air Humidity Influences the Discharge Voltages of Long Air Gaps — V. M. Rudakova | 45 | BIBLIOGRAPHY | 78 |
| The Probability of Chain Faults on Multi-Loop 380 V Networks — U. A. Fokin | 48 | | |

УДК 621.313.322-82.013.001.6

Экспериментальное исследование электромагнитного поля гидрогенераторов. Карпов Г. В., Харламова Е. Ф. — «Электричество», 1984, № 3.

Приводятся некоторые результаты исследования магнитных полей в симметричных режимах режимов гидрогенераторов при синхронной частоте вращения. Для подтверждения правильности основных положений метода и достоверности получаемых данных большое внимание уделено рассмотрению результатов непосредственных измерений э. д. с. датчиков индукции, установленных на статоре. На основе опытных данных дается оценка некоторых существующих методик расчета синхронного поля. Библ. 7.

УДК 621.311.018.782.3.001.57.001.24

Демпферные коэффициенты синхронных генераторов в многомашинных электрических системах. Литкенс И. В., Пуго В. И., Абдул-заде В. М. — «Электричество», 1984, № 3.

Рассмотрены способы моделирования демпферных свойств синхронных генераторов, работающих в сложных электрических системах. Разработана методика упрощенного моделирования таких свойств в виде демпферных коэффициентов, предвительно рассчитываемых в зависимости от параметров схемы, режима системы и формы электромеханических колебаний. Библ. 5.

УДК 621.311.019.34

Противоаварийная автоматика и сложные аварийные процессы в электроэнергетических системах. Иофьев Б. И. — «Электричество», 1984, № 3.

В связи с различными тенденциями нормирования функций противоаварийной автоматики в больших электроэнергетических системах охарактеризована роль различных мероприятий в деле предотвращения аварийного возмущения, его локализации, снижения потерь потребителей при сложном аварийном процессе и восстановления электроснабжения. Показано, что противоаварийная автоматика воспринимает аварийные возмущения, которые сами являются результатом нескольких случайных событий.

УДК 621.311.001.57

Моделирование электроэнергетических агрегатов и их систем управления. Глебов И. А., Каштелян В. Е., Кичаев В. В., Смолин Г. М. — «Электричество», 1984, № 3.

Приведено описание электродинамической модели, разработанной в институте «ВНИИЭлектротражмаш» для исследования режимов энергосистем, проектирования крупных электроэнергетических агрегатов и их систем управления.

УДК 621.311.1.001.57

Электронно-физические модели электроэнергетических систем. Рошин Г. В., Иванов Н. А., Арсмаков И. И., Крюков Б. И., Ревякин В. В., Шимарова Т. П. — «Электричество», 1984, № 3.

Рассмотрен новый метод моделирования сложных ЭЭС, названный электронно-физическим. Электронно-физическая модель ЭЭС содержит электронные трехфазные синхронные генераторы, связанные с физическими моделями ЛЭП через преобразователи координат. С целью повышения точности работы преобразование координат осуществляется через промежуточную вращающуюся ось. Созданная модель ЭЭС позволяет решать широкий круг вопросов, связанных с изучением переходных процессов в нормальных и аварийных режимах работы при симметричных и несимметричных нагрузках. Библ. 14.

УДК 621.316.95.3.025

Математическая модель заземляющего устройства переменного тока. Пучков Г. Г. — «Электричество», 1984, № 3.

Рассматриваются две системы дифференциально-интегральных уравнений, первая из которых связывает значения потенциала с поперечными характеристиками заземляющего устройства, а вторая — его продольные параметры с падением напряжения. С помощью допущения о линейном изменении потенциалов и продольных токов по элементам заземлителя дифференциально-интегральные решения сводятся к двум системам линейных алгебраических уравнений. Предлагаемая математическая модель правомерна в самом широком спектре частот и позволяет рассчитывать электромагнитное поле сложного заземляющего устройства. Библ. 7.

УДК 621.382.2.034.42.001.24

Температурное поле в корпусе полупроводникового прибора. Горбенко Л. И., Туник А. Т. — «Электричество», 1984, № 3.

С помощью метода последовательных приближений и построения функции Грина решена стационарная нелинейная третья граничная задача теплопроводности для цилиндрического корпуса полупроводникового прибора, охлаждаемого кипящим жидким диэлектриком. Изложенный подход позволяет найти аналитические решения для широкого круга инженерных задач теплопроводности.

Полученное аналитическое решение позволяет рассчитать температурное поле в ограниченном цилиндрическом теле с погрешностью не более +6 % и может быть использовано для оптимизации конструкции корпуса полупроводникового прибора. Библ. 16.

УДК 621.316.722

Каскадные преобразователи постоянного и переменного тока. Савин А. Г. — «Электричество», 1984, № 3.

Анализируются электромагнитные процессы в многомостовых преобразователях постоянного и переменного тока с соединенными последовательно по переменному току вентилями мостами на основе представления прямоуглобно-ступенчатых токов и напряжений дискретно вращающимися векторами. Показана возможность построения различных вариантов трехфазных регуляторов переменного напряжения с малым содержанием высших гармоник в выходном напряжении. Библ. 9.

УДК 621.315.1:621.37.333.8

Экспериментальное исследование влияния влажности воздуха на разрядные напряжения длинных воздушных промежутков. Рудаков В. М. — «Электричество», 1984, № 3.

При воздействии коммутационных импульсов с фронтом 3500 мкс определена зависимость 50 %-ных разрядных напряжений промежутков кольцо — стойка опоры и кольцо — кольцо заземленное от абсолютной влажности воздуха. Рекомендованы поправочные коэффициенты на влажность, значительно большие, чем принятые в ГОСТ 1516.2—76. Библ. 5.

УДК 621.316.1.019.34.001.24

Оценка вероятности каскадной аварии в сложном замкнутой сети 0,38 кВ. Фок и Ю. А. — «Электричество», 1984, № 3.

Приведено описание имитационной модели вероятностного процесса развития каскадных аварий в сложном замкнутой сети 0,38 кВ при нарушениях как в сетях 10, так и 0,38 кВ. На основе вероятностных характеристик предохранителей и выбросов случайных процессов нагрузок элементов сети определены наиболее вероятные пути развития каскадных аварий, позволяющие целенаправленно повышать живучесть участков сложном замкнутой сети 0,38 кВ. Библ. 5.

УДК 621.311.016.35.001.24

Одновременная координация настроек регуляторов возбуждения генераторов на базе численного поиска. Груздев И. А., Труспекова Г. Х., Устинов С. М. — «Электричество», 1984, № 3.

Рассмотрена эффективность методов последовательной и одновременной координации настроек регуляторов возбуждения генераторов нескольких станций. Предложена функция для оценки качества демпфирования и разработана процедура ее оптимизации на базе численного поиска. Библ. 3.

УДК 621.311.018.782.3.001.24

Погрешности расчетов электромеханических переходных процессов в электроэнергетических системах. Погосян Т. А. — «Электричество», 1984, № 3.

Рассмотрено влияние полной погрешности вычислительного процесса на результаты расчета длительных электромеханических переходных процессов в электроэнергетических системах. Приведены способы определения погрешности дискретизации и погрешности округления ЦВМ для различных методов численного интегрирования, применяемых при решении задач электроэнергетики. Библ. 9.

УДК 621.373.001.24

К расчету спирального генератора импульсного напряжения. — Аверухий В. А., Левитова Л. В., Наймарк Г. В. — «Электричество», 1984, № 3.

Предложено уточненное выражение для выходного напряжения спирального генератора с учетом затухания в обмотке и емкостной нагрузки. Получено экспериментально подтвержденное выражение для индуктивности крайних витков генератора с разомкнутым ферромагнитным сердечником. Библ. 2.

УДК 621.373.5

Защита тиристоров от коммутационных перенапряжений в магнитных генераторах импульсов. Поляков Н. П., Синенко В. В. — «Электричество», 1984, № 3.

Рассмотрены особенности работы тиристоров в магнитных генераторах импульсов и обоснована возможность использования насыщающихся дросселей для защиты тиристоров от послекоммутационных перенапряжений. Доказано, что при длительности импульса обратного напряжения меньшей, чем время восстановления управляющих свойств тиристора, применение насыщающихся дросселей более эффективно, чем использование выравнивающих RC-цепочек. Получены выражения для расчета основных параметров защитных насыщающихся дросселей. Библ. 4.

УДК 621.314.63—52.016.35.001.24

Уравнения динамики и устойчивость несимметричных выпрямителей. Исхаков А. С. — «Электричество», 1984, № 3.

Получены уравнения динамики несимметричных схем выпрямителя с различными типами асинхронных систем управления в виде нелинейных разностных уравнений первого порядка, вид которых зависит от областей изменения угла отпирания. Уравнения разделяются на стационарные, которые описывают переходные процессы для режимов, имеющих положение равновесия, и нестационарные, которые в области их существования не имеют положений равновесия. На основе линеаризации уравнений получены условия устойчивости в виде ограничений на величину управляющих сигналов и на пределы изменения угла отпирания. Библ. 9.

УДК 621.313.017.71.001.24

Расчет электромеханических преобразователей энергии с учетом изменения температуры. Мамедшахов М. Э. — «Электричество», 1984, № 3.

На основе совместного решения нелинейных одно- или двумерных краевых задач нагрева с результатом интегрирования системы уравнений электромагнитного поля оценено влияние температуры ротора на развиваемое электромеханическим преобразователем усилие. Библ. 16.

УДК 621.319.4:621.315.614.6

Расчет процессов самовосстановления электрической прочности после пробоя в конденсаторах с металлизированными обкладками. Чатинян Ю. С., Сараджев В. А., Кургина Э. В. — «Электричество», 1984, № 3.

Приведен аналитический метод расчета процессов пробоя и самовосстановления (СВ) конденсаторов с металлизированными обкладками. Определен радиус зоны деметаллизации при СВ в зависимости от толщины металлизированной обкладки, толщины диэлектрика, ширины обкладки, числа витков в секции и рабочего напряжения конденсатора. Результаты исследований могут быть полезны при проектировании и производстве указанных конденсаторов. Библ. 9.

УДК 621.3.013.001.24

Относительная диэлектрическая проницаемость пенополиэтиленовой изоляции. Столбовой Л. Н. — «Электричество», 1984, № 3. Рассматривается модель двухкомпонентной среды с плоскими границами раздела и приводится выражение для расчета относительной диэлектрической проницаемости пенополиэтилена с учетом изменения его структуры. Показана возможность применения предложенного выражения для прогнозирования структуры пенополиэтиленовой изоляции. Библ. 5.

УДК 621.319.4:621.315.61—418:537.226.001.57

О процессе самовосстановления электрической прочности металлизированных диэлектриков. Петренко Л. Г., Биньков С. Б. — «Электричество», 1984, № 3.

Представлено математическое описание процессов, происходящих при самовосстановлении электрической прочности металлизированных диэлектриков в конденсаторах. Определены зависимости температуры и толщины металлического покрытия от времени в процессе самовосстановления. Получены формулы, позволяющие оценить размеры зон деметаллизации в зависимости от параметров системы металл-диэлектрик и основных характеристик разряда. Библ. 6.