

Движение электрической дуги в магнитном поле

Доктор техн. наук, проф. О. Б. БРОН

Ленинград

Две точки зрения на процесс движения дуги. Движение электрической дуги в магнитном поле представляет собой сложное физическое явление. Некоторые исследователи в целях упрощения уподобляют движение дуги между параллельными электродами движению цилиндрического стержня. Другие предлагают пользоваться гидроаэродинамическими, термодинамическими и другими моделями. В действительности же столб электрической дуги представляет собой область, занятую термической плазмой, движение которой подчиняется законам электромагнитной газодинамики. В связи с возникающими здесь противоречиями на страницах печати [Л. 1—3] поднимается вопрос о характере движения дуги, а именно: движется ли вместе с дугой первоначально возникший столбик плазмы или при движении дуги возникают объемы новой плазмы путем нагревания и ионизации газа на набегающем краю дуги и остывания и деионизации плазмы на ее сбегающем краю? Иными словами, нужно ли затрачивать энергию на нагревание и ионизацию все новых поступающих в дугу частиц газа или эта энергия затрачивается только 1 раз при возникновении дуги, а в процессе движения она расходуется только на поддержание в плазменном состоянии занятого дугой объема газа?

Этот вопрос имеет существенное значение для правильной оценки дугогасительных устройств электрических аппаратов. В настоящей статье сопоставляются явления, имеющие место при движении электрической дуги в магнитном поле, и сравниваются первая и вторая из указанных точек зрения.

Явления, соответствующие первой точке зрения.
1. Рассмотрим движение в воздухе дуги постоянного тока между параллельными электродами под действием неизменного по величине поперечного магнитного поля. Длину дуги во время движения будем считать неизменной. В таком случае силы,

действующие на дугу и вызывающие ее движение, пропорциональны току. Однако скорость движения дуги растет не пропорционально току, а, как это можно видеть из рис. 1, значительно медленнее. Значит, дуга на своем пути встречает сопротивление, возрастающее с увеличением скорости. Это явление вполне объяснимо, если рассматривать дугу как движущийся столбик плазмы. Его объяснить трудно, если предположить, что движение дуги — это перемещающийся в пространстве процесс.

2. Величина сопротивления, которое воздух оказывает движению цилиндрического тела, если скорость v перпендикулярна к оси цилиндра, выражается соотношением

$$P = C s \rho \frac{v^2}{2g}, \quad (1)$$

где C — безразмерный коэффициент;
 s — продево сечение участка длиной 1 см;
 ρ — весовая плотность воздуха;
 g — ускорение силы тяжести.

Если при движении дуги по параллельным электродам внешнее магнитное поле отсутствует, то на дугу действуют только силы, создаваемые взаимодействием ее тока с током в параллельных электродах.

Величина этой силы равна:

$$F = A I^2, \quad (2)$$

где A — коэффициент, зависящий от геометрических размеров электродов и длины дуги.

При равномерном движении тела движущие силы должны быть равны силам сопротивления. Отсюда $F = P$ и

$$v = I \sqrt{\frac{2Ag}{Cs\rho}}. \quad (3)$$

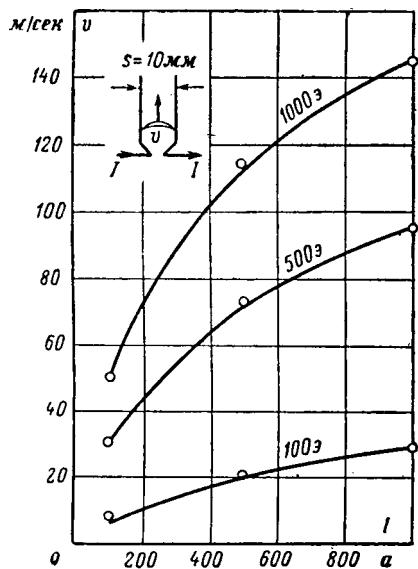


Рис. 1. Зависимость скорости дуги от тока [Л. 4].

Значит, скорость дуги должна быть в этом случае пропорциональна току. На рис. 2 приведена кривая, построенная на основании экспериментальных данных. Она подтверждает правильность сделанного вывода.

3. Детальному исследованию подвергалось движение дуги в узких продольных щелях между изоляционными пластинами из дугостойкого материала. Дуга двигалась под действием поперечного магнитного поля по параллельным электродам. Оказалось, что зависимость скорости дуги от величины тока при заданной напряженности магнитного поля в данном случае выражается весьма сложными кривыми (рис. 3). Они могут быть объяснены, если рассматривать дугу как движущийся столбик плазмы. Их трудно объяснить, исходя из представления о движении дуги как о перемещающемся процессе.

Весь диапазон токов, приведенных на рис. 3, можно разбить на четыре области.

Область I. Малые токи дуги. Диаметр дуги значительно меньше ширины щели. Явление происхо-

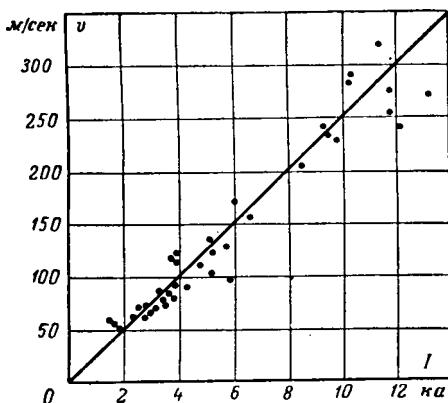


Рис. 2. Зависимость скорости дуги между параллельными шинами от тока. Магнитное поле создается только током в шинах [Л. 4].

дит так же, как при движении свободной дуги. Скорость растет пропорционально корню кубическому из тока.

Область II. Диаметр дуги растет с увеличением тока и приближается к ширине щели. Дуге, подобно поршню, приходится выталкивать столб воздуха, находящийся перед нею, и засасывать столб воздуха, находящийся сзади нее. Отсюда возрастание сопротивления движению и снижение скорости.

Область III. Дальнейшее увеличение тока приводит к более тесному соприкосновению столба дуги со стенками щели. Но это не может значительно увеличить силы сопротивления. В то же время возрастание движущих сил происходит из-за увеличения тока. Это приводит к новому росту скорости дуги с увеличением тока.

Область IV. Снижение скорости дуги здесь вызвано не газодинамическими, а тепловыми процессами: сильным нагреванием стенок щели дугой и образованием на этих стенках областей с высокой проводимостью.

Можно привести гидродинамическую модель описанных явлений. Рассмотрим движение пузырька воздуха в трубке с водой (рис. 4).

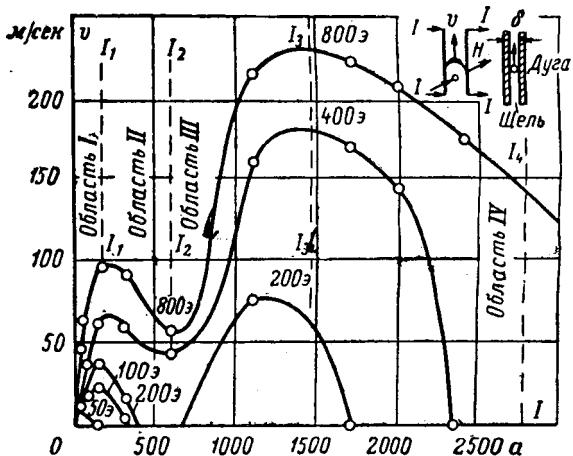


Рис. 3. Зависимость скорости дуги в узкой щели от тока [Л. 4].

Область I. Диаметр пузырька значительно меньше диаметра трубки. Пузырек быстро движется.

Область II. Диаметр пузырька стал равен диаметру трубки. Возросло сопротивление движению. Пузырек уподобился поршню. Скорость падает.

Область III. Диаметр пузырька не растет. Объем увеличивается за счет высоты. Силы сопротивления остаются неизменными. Движущие силы возрастают. Увеличивается и скорость.

4. Если движение дуги представляет собой перемещение в пространстве столбика плазмы, то перед дугой должна существовать область повышенного давления, а за дугой газ должен быть разрежен. Если же движение дуги представляет собой процесс, при котором в состав дуги вводятся все новые и новые частицы газа, то этих явлений не должно быть.

Для проверки этого положения были поставлены специальные опыты [Л. 1]. Дуга двигалась в уз-

кой щели между параллельными электродами. На ее пути были поставлены датчики, позволяющие регистрировать скорость, и емкостная мессодоза, позволяющая измерять давление газа.

Полученные таким образом осциллограммы приведены на рис. 5. На них отмечались: напряжение на дуге, ток, давление, напряжение на отметчиках времени. Осциллограмма на рис. 5, а получена при скорости дуги 170 м/сек, т. е. меньшей, чем скорость звука. По истечении 1,75 мсек после входления дуги в узкую щель датчик давления зарегистрировал его повышение на 0,48 атм. Это повышение вызывается волной, возникающей при входлении дуги в узкую щель и распространяющейся впереди дуги со скоростью звука. В момент прохождения дуги мимо датчика давления зарегистрирован новый подъем до 0,95 атм с последующим резким падением. При увеличении скорости дуги до 235 м/сек продолжительность существования волны, распространяющейся со скоростью звука, сокращается (осциллограмма на рис. 5, б) и, наконец, когда дуга начинает двигаться со сверхзвуковой скоростью, она совсем пропадает. Это можно видеть на осциллограмме рис. 5, в, полученной при скорости дуги 615 м/сек. Здесь сразу имеет место резкий скачок давления, достигающий 4,5 атм при прохождении дуги мимо датчика давления, после чего наблюдается более пологое его спадание. Можно отметить также некоторое понижение давления после прохождения дуги мимо датчика. На основании подобных осциллограмм построены кривые на рис. 6. На них показана зависимость давления, возникающего впереди дуги, движущейся в продольной щели, от тока.

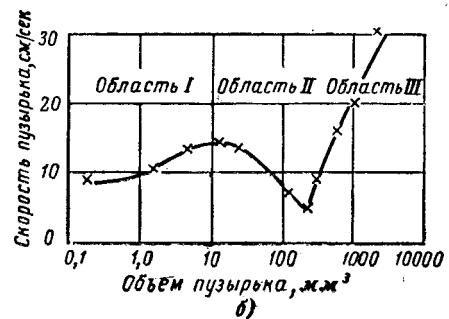
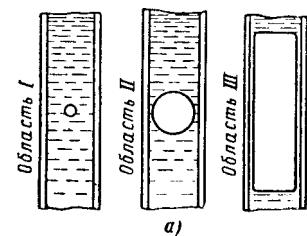
Наличие звуковой волны, распространяющейся впереди дуги, и последующий переход ее в ударную волну, когда скорость дуги становится сверхзвуковой, послужили основанием для создания аэродинамической модели описываемых явлений. Их уподобляют тому, что происходит в ударной аэродинамической трубе.

5. Наличие области повышенного давления перед движущейся дугой препятствует росту ее скорости. С понижением давления газа, окружающего дугу, сопротивление движению дуги уменьшается и ее скорость должна возрасти. Это подтвердили специально поставленные исследования [Л. 2]. На рис. 7 приведены кривые, выражющие зависи-

Рис. 4. Гидродинамическая модель движения дуги.

а — воздушный пузырек в трубке с водой; б — зависимость скорости воздушного пузырька в трубке с водой от его объема

[Л. 4].



мость скорости дуги от величины тока при разной степени понижения давления. При понижении давления до $3 \cdot 10^{-3}$ мм рт. ст. скорость дуги возросла в десятки раз и достигла 30 000 м/сек.

6. Особенностями, соответствующими представлениям о движении дуги как некоторого тела, обла- дает поведение ее в радиальном магнитном поле. Такое поле может быть создано одноименными полюсами или встречно включенными катушками.

Находясь в радиальном поле, электрическая дуга совершает два вращательных движения: во-первых, с угловой скоростью ω_1 вокруг оси O (рис. 8) радиально расходящегося магнитного поля; во-вторых, с угловой скоростью ω_2 вокруг своей собственной оси O_1 . Для того чтобы убедиться в этом, рассмотрим диаграмму магнитной индукции (рис. 8, а). Дуга здесь представлена в виде цилиндрического проводника с радиусом r . Ток направлен за плоскость чертежа. Проводник находится в радиальном поле, линии индукции которого исходят из точки O . В любой точке проводника магнитная индукция может быть разложена по двум направлениям: на составляющую B_1 , параллельную оси OO_1 и составляющую B_2 , к ней перпендикулярную.

В соответствии с этим возникают две силы (рис. 8, б): перпендикулярная к B_1 сила f_1 , вызы-

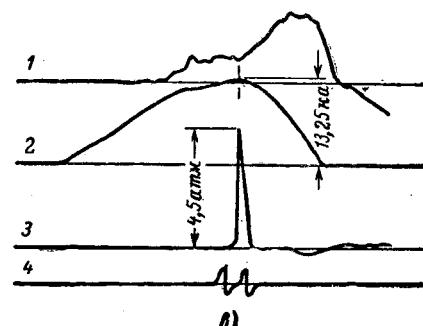
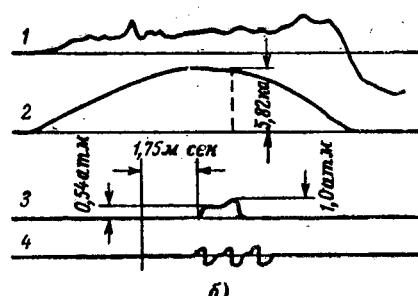
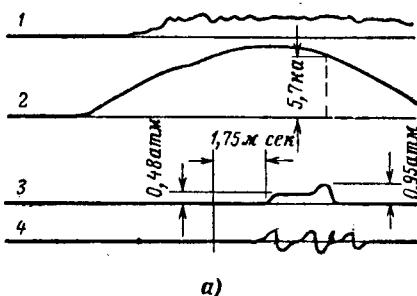


Рис. 5. Осциллограммы изменения давления при движении дуги [Л. 1] по параллельным шинам в щели шириной 5 мм.

1 — напряжение на дуге; 2 — ток в дуге; 3 — давление; 4 — напряжение на зондах.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

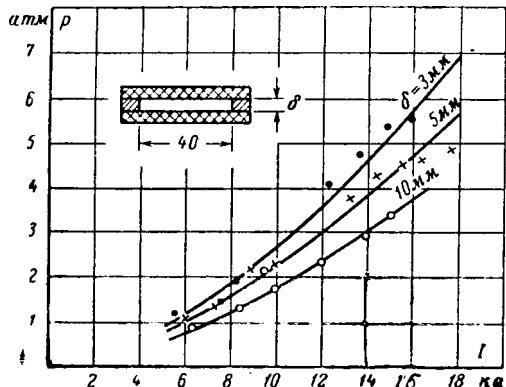


Рис. 6. Наибольшие измеренные значения давления p в зависимости от величины тока в дуге при ее движении в щелях с различной шириной δ . Расстояние между щинами $a=40$ мм = const [Л. 1].

вающая вращательное движение вокруг оси O с угловой скоростью ω_1 , перпендикулярная к B_2 сила f_2 , вызывающая вращательное движение с угловой скоростью ω_2 вокруг оси O_1 .

Дуга, двигаясь с угловой скоростью ω_1 , вызывает появление встречного ветра (рис. 8, в), средняя скорость которого $v_1 = \omega_1 R$. Таким образом, вращаясь вокруг своей оси, дуга находится в потоке встречного ветра. В точках a скорость v_1 потоков воздуха встречного ветра и скорость $v_2 = \omega_2 r$ вращения дуги вокруг своей оси вычитаются. В точках b эти скорости складываются. Отсюда на основании известных законов аэродинамики следует, что у точки a давление будет больше, чем у точки b . В результате этого появляется новая радиальная сила f , стремящаяся переместить дугу в направлении к оси поля O .

Под действием всех сил f_1 , f_2 и f дуга, находясь в радиальном магнитном поле, движется не по ок-

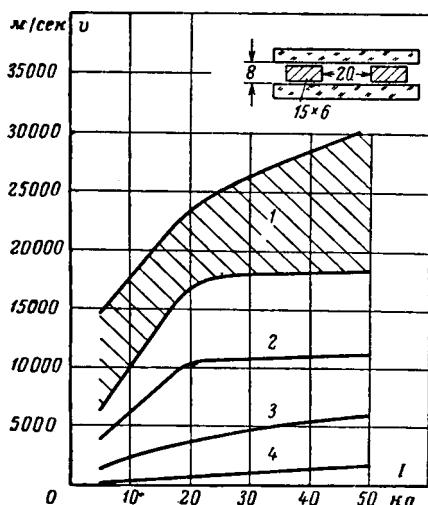


Рис. 7. Скорость переднего края дуги в зависимости от тока в дуге при различных величинах давления газа.

1 — область между $3 \cdot 10^{-3}$ и $2 \cdot 10^{-1}$ мм рт. ст.; 2 — $p=2$ мм; 3 — $p=20$ мм; 4 — p атмосферное давление [Л. 1].

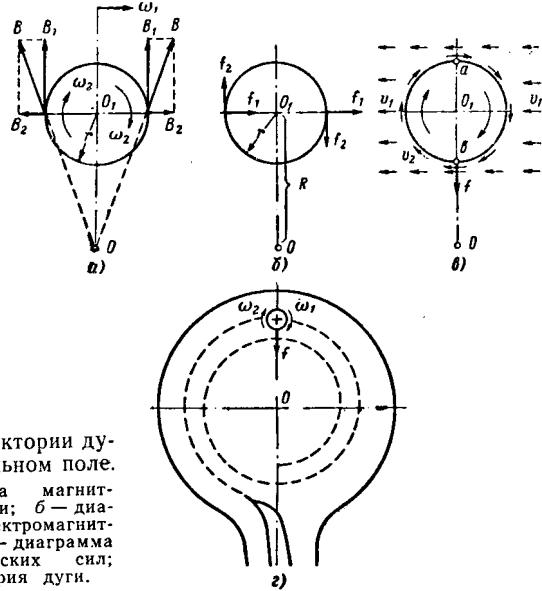


Рис. 8. Траектории дуги в радиальном поле.
а — диаграмма магнитной индукции; б — диаграмма электромагнитных сил; в — диаграмма аэродинамических сил; г — траектория дуги.

ружности, а по спирали. Она стремится переместиться к оси радиального поля, как это показано на рис. 8, г. Это подтверждает и опыт [Л. 5].

Явления, соответствующие второй точке зрения.

Приведенные выше соображения и наблюдения говорят в пользу того, что движущуюся дугу следует рассматривать как движущееся тело, а не как перемещающийся в пространстве процесс. Однако против этой точки зрения говорят следующие факты.

1. На рис. 9 приведена фотография дуги, движущейся в щели между параллельными электродами. Фотография сделана при помощи аппарата с быстровращающимся затвором-диском, имеющим много узких щелей. Рассмотрение этой фотографии позволяет установить, что за дугой тянется светящийся хвост ионизованных газов. Это значит, что часть возбужденных дугой газов остается позади нее. Возможно, они срываются с периферийных областей столба дуги, где плотность тока и температуры более низкие.

С наличием хвоста ионизованных газов позади дуги приходится считаться при решении ряда практических вопросов аппаратуростроения. Дуга, выходя из промежутка между расходящимися контактами, оставляет за собой ионизованные газы с низкой электрической прочностью, а это ведет к возникновению повторных зажиганий дуги между контактами.

2. Если в соответствии с первой точкой зрения принять, что движение дуги представляет собой перемещение в пространстве 1 раз возникшей плазмы, то следует признать, что на образование этой плазмы должна быть затрачена энергия только при возникновении дуги. При последующем же движении энергию нужно затрачивать лишь на поддержание плазменного состояния газа, а не на ионизацию новых частиц. Такое (или почти такое) положение имеет место в неподвижной дуге. Отсюда следует, что напряжения на неподвижной и на движущейся дуге должны быть одинаковы (или близки).

Однако этому противоречит опыт. На движущейся дуге напряжение больше, чем на неподвиж-

ной. И разница между этими напряжениями растет с увеличением скорости дуги. Это можно объяснить тем, что в дугу поступают свежие холодные частицы газа. На их нагревание и ионизацию затрачивается энергия. При неизменном токе это ведет к повышению напряжения на дуге.

3. Для определения скорости движения дуги в поперечном магнитном поле приравнивают движущие силы и силы аэродинамического сопротивления. В полученное таким образом выражение (3) для скорости дуги входит постоянная величина C . Однако для получения количественного совпадения результатов расчета и опыта приходится принимать, что величина C не является постоянной, или делать другие допущения [Л. 6]. Это значит, что сопротивление движению дуги отличается от сопротивления газа движущемуся стержню. Дуга встречает большее сопротивление, чем движущийся стержень.

Далее, скорость движения дуги в магнитном поле зависит от ее длины. На рис. 10 приведены кривые, выражающие эту зависимость. Если не рассматривать очень коротких дуг ($s < 10$ мм), на движение которых влияют приэлектродные явления, то оказывается, что скорость дуги уменьшается с увеличением ее длины, причем тем сильнее, чем быстрее движется дуга. Для объяснения этого явления можно предположить, что во время движения столб дуги деформируется, изгибается и расщепляется на параллельные волокна под действием встречных потоков воздуха, частично проникающих в область, занятую дугой. Вероятность изгиба и расщепления дуги на параллельные волокна возрастает с увеличением ее длины и скорости, что согласуется с опытом.

3. Говоря о движении дуги, мы не можем ограничиться только тем, что происходит в ее столбе, и обойти молчанием явления у ее опорных точек. В медленно движущейся дуге перемещение опорных точек непрерывно. При быстром перемещении дуги это движение приобретает скачкообразный характер. Схема такого скачкообразного перемещения показана на рис. 11 [Л. 7]. Оно происходит следующим образом. Нижняя опорная точка дуги неподвижна. Дуга изгибается под действием электромагнитных сил. Она касается электрода в новом месте. Там возникает новая опорная точка, а старая отмирает. Так как протекание тока через дугу в моменты скачков не прерывается, то следует полагать, что существуют такие моменты времени, когда дуга у опорной точки раздваивается. Там существуют некоторое время два параллельных



Рис. 9. Движение дуги между параллельными шинами под действием магнитного поля $H=360$ э; $I=500$ а; $s=8$ мм; $v=25$ м/сек [Л. 4].

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

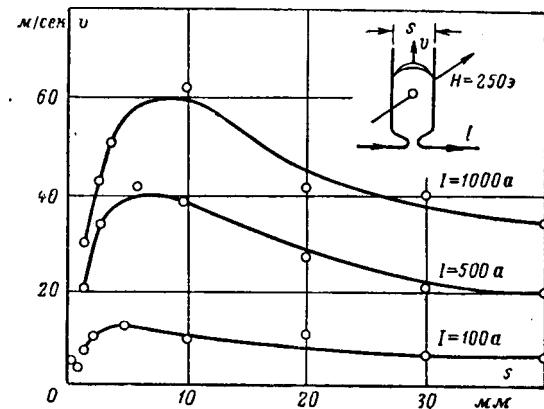


Рис. 10. Зависимость скорости дуги от расстояния между электродами.

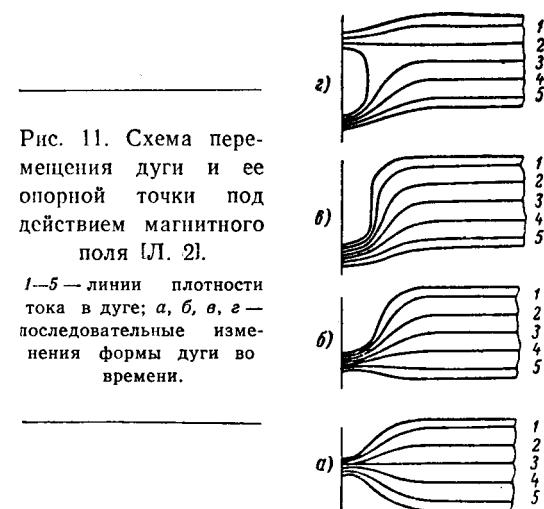


Рис. 11. Схема перемещения дуги и ее опорной точки под действием магнитного поля [Л. 2].

1-5 — линии плотности тока в дуге; а, б, в, г — последовательные изменения формы дуги во времени.

столба. В это время ток из нижнего столба переходит в верхний. Существенную роль, определяющую продолжительность одновременного существования параллельных столбов дуги, играет индуктивность образованного ими контура. В конце процесса нижний столб остывает и деионизуется, а верхний возникает в новом объеме газа.

Отсюда следует, что описание явлений у опорных точек дуги следует производить, исходя из второй точки зрения.

4. Дуга, находясь в собственном магнитном поле, подвергается действию сжимающих ее сил. Эти силы вызывают давление, которое на оси дуги выражается соотношением

$$p = jI \cdot 10^{-8} [\text{кг}/\text{см}^2], \quad (4)$$

где I — ток; j — плотность тока в дуге.

Однако плотность тока имеет неодинаковое значение вдоль оси дуги. Она достигает наибольшего значения у опорных точек и падает при удалении от них. Значит, и давление p меняется вдоль оси дуги. В результате этого возникают потоки плазмы, направленные от мест с высоким давлением к месту, где давление имеет меньшую величину, и, в частности, от электродов к столбу дуги. Газ всасывается в дугу из областей, примыкающих к катодному и анодному пятнам, и движется по направлению к средней части столба. Если одновременно проис-



Рис. 12. Потоки плазмы на контактах рубильника и образованные ими факелы при $I=500$ а, $U=500$ в.

ходит испарение материала электродов, то струя захватывает с собой пары металла. Максимальная скорость струи на оси дуги вблизи электродов определяется уравнением [Л. 8]

$$v_{\max} = \sqrt{\frac{2Ij}{\rho}}, \quad (5)$$

где ρ — средняя плотность газа или пара между электродами и столбом.

Это явление и правильное его истолкование послужило основанием для объяснения многих про-

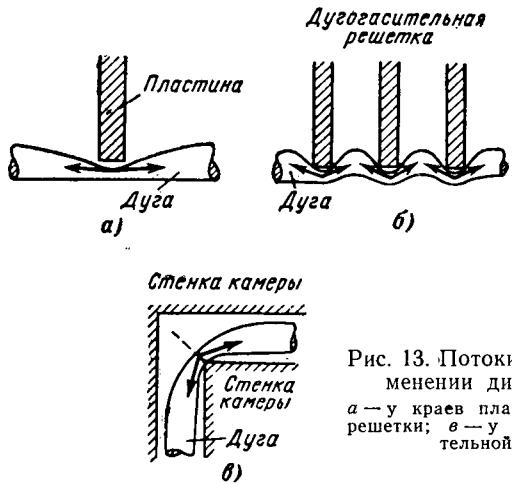


Рис. 13. Потоки плазмы при изменении диаметра дуги.
а — у краев пластины; б — у края решетки; в — у изгиба дугогасительной камеры.

цессов в дугогасительных устройствах электрических аппаратов.

Оказалось, что направление струй плазмы перпендикулярно к электродам. Этим объясняется наблюдающееся часто отклонение формы дуги от кратчайшего расстояния между электродами и появление у ее опорных точек ярких факелов. Приведенные на рис. 12 снимки иллюстрируют это. Заметим, что потоки плазмы появляются в результате сужения канала дуги не только у электродов. Их может вызвать любое изменение диаметра дуги. На рис. 13 приведены схемы некоторых деталей дугогасительных устройств, где имеет место такое явление. Оно играет важную роль в процессе уноса материала электродов, а стало быть и в механизме электрического износа контактов.

Заключение. Попытки создать для движения дуги механические или гидроаэродинамические модели, как равно и представления о том, что движение дуги есть некоторый перемещающийся в пространстве процесс, имеют ограниченный характер.

Дуга представляет собой столбик плазмы. Некоторые свойства ее движения в воздухе или другом газе действительно имеют ряд черт, качественно общих с движением материального тела¹. Однако дуга — это не абсолютно непроницаемое для газа твердое тело.

Внутрь движущейся дуги могут проникать свежие частицы окружающего ее воздуха. За дугой остается хвост ионизованных газов. У опорных точек дуги существуют потоки плазмы, несущие внутрь дуги пары металла. Все эти особенности движения дуги, как равно и перемещение опорных точек, носят черты, свойственные процессу.

Таким образом, движение дуги в магнитном поле обладает как свойствами, присущими движению материального тела, так и свойствами, характерными для перемещающегося процесса.

Для характеристики явлений в движущейся дуге, исходя из рассматриваемых двух точек зрения, можно ввести некоторый коэффициент α . Назовем его коэффициентом восполнения. Он равен отношению

$$\alpha = \frac{n}{N}, \quad (6)$$

где N — количество ионизованных частиц в объеме, занимаемом дугой в некоторый момент времени;

n — количество новых частиц, поступающих в дугу за время прохождения ею пути, равного ее диаметру.

Если дуга движется как некоторое материальное тело и в нее не поступает новых частиц, то $n=0$ и $\alpha=0$. Если дуга рассматривается как перемещающийся в пространстве процесс, то $n=N$ и $\alpha=1$. Все многообразие явлений в электрической дуге лежит между этими двумя крайними случаями. При $\alpha=0$ облегчаются условия горения дуги, а при $\alpha=1$ — условия ее гашения.

Литература

1. Schütte H. G., Über den einfluss von Strömungsvorgängen auf die Lichtbogenwanderung in engen Spalten, ETZ-A, Bd 83, 1962, H. 1.
2. Salge J., Über die Wanderungen von Hochstromlichtbögen in engen Spalten bei Unterdruck, ETZ-A, Bd 85, 1964, H. 14.
3. Neumann J., Über die Lösung von Lichtbögen in engen Spalten zwischen Isolierstoffwänden, ETZ-A, Bd 82 1961, H. 11.
4. Брон О. Б. Электрическая дуга в аппаратах управления, Госэнергоиздат, 1954.
5. Брон О. Б., Автоматы гашения магнитного поля, Госэнергоиздат, 1961.
6. Кукеков Г. А., Исследование дуги постоянного тока в магнитном поле, Журнал технической физики, 1941, т. 11, вып. 3 и 10.
7. Müller L., Wanderungsvorgänge von kurzen Hochstromlichtbögen in eigenerregten Magnetfeld zwischen ruhenden Laufschienen und zwischen sich trennenden Kontakten, Energiewirtschaft, Bd 57, 1958, S. 196—200.
8. Maecker H., Plasmaströmungen in Lichtbögen in folge eigenmagnetischen Kompression, Z. Phys., Bd 141, 1955, [15.2.1965]

¹ Под понятие «материальное тело» подходит также область каких-либо неоднородностей в окружающей среде.

К выбору закона регулирования напряжения в центрах питания распределительных сетей

Инж. Л. П. ПАДАЛКО и инж. В. Г. ПЕКЕЛИС
Минск

Постановка задачи. В настоящее время общепризнано, что задача регулирования напряжения в распределительных электрических сетях не ограничивается поддержанием его уровней в допустимых пределах. Регулирование напряжения в сетях должно осуществляться с учетом экономичности работы приемников электрической энергии во всех режимах нагрузки [Л. 1].

Однако нахождение оптимального закона регулирования напряжения связано со значительными трудностями, обусловленными прежде всего неоднородностью графиков нагрузок потребителей и различием их экономических характеристик.

В нашей работе для определения оптимальной зависимости между регулируемым напряжением источника питания и нагрузками потребителей используется математический аппарат вариационного исчисления, причем в отличие от решений, данных Айере и другими французскими специалистами, у нас отсутствует дополнительное условие об однородности присоединенных к распределительной сети электроприемников. В соответствии с [Л. 2 и 3] принимается исходное положение: ущерб у потребителей прямо пропорционален квадрату отклонения напряжения от оптимального и, кроме того, находится в линейной зависимости от нагрузок потребителей [Л. 4]. Тогда минимизируемому функционалу соответствует интегральное выражение, имеющее смысл средней интенсивности ущерба:

$$\frac{1}{I_2 - I_1} \int_{I_1}^{I_2} aI[U(I) - U_n]^2 dI, \quad (1)$$

где a — коэффициент ущерба.

В целях упрощения последующих выкладок принимаются следующие допущения:

1. Нагрузка потребителей является чисто активной, а индуктивное сопротивление линий равно нулю.

2. Оптимальным для всех потребителей является их номинальное напряжение.

3. Потери электрической энергии в сети не учитываются [Л. 5].

4. В сети не имеется местных средств регулирования напряжения.

Метод решения. Начнем с простейшего случая (рис. 1), когда от шин источника питания отходит одна тупиковая линия с сосредоточенной нагрузкой на конце. Для этого случая можем записать следующее очевидное соотношение:

$$U_2 = U_1 - Ir,$$

где U_2 — напряжение у потребителя;

U_1 — напряжение источника питания.

Подставив U_2 в формулу (1) и раскрыв подынтегральное выражение, находим:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{I_2 - I_1} \int_{I_1}^{I_2} aI(U_1 - Ir - U_n)^2 dI = \\ & = \frac{1}{I_2 - I_1} \int_{I_1}^{I_2} aI[U_1^2 - 2U_1Ir + I^2r^2 - 2U_n(U_1 - Ir) + \\ & + U_n^2] dI. \end{aligned}$$

В соответствии с определением искомой функцией, минимизирующей формулу (1), является зависимость U_1 от I .

Из курса вариационного исчисления [Л. 6] известно, что для нахождения функции, обеспечивающей минимум функционалу

$$\int_{x_1}^{x_2} F(x, y, y') dx,$$

необходимо составить и решить уравнение Эйлера:

$$F_y - \frac{d}{dx} F_{y'} = 0.$$

Для исследуемого случая ввиду отсутствия в по-длинтегральном выражении производной искомой функции уравнение Эйлера принимает следующий вид:

$$\frac{dF}{dU_1} = 0,$$

или в развернутой форме

$$aI(2U_1 - 2Ir - 2U_n) = 0.$$

Решив последнее уравнение относительно U_1 , находим:

$$U_1 = U_n + Ir. \quad (2)$$

Как видим, дифференциальное уравнение Эйлера свелось к простому алгебраическому уравнению, решение которого не представляет трудностей.

Полученный результат убедительно иллюстрирует правомерность применения аппарата вариационного исчисления для решения поставленной задачи.

Аналогично могут быть составлены функциональные выражения и найдены решения для более сложных схем. Учитывая то, что выражение, стоящее перед интегралом, не влияет на вид искомой функции, мы можем в дальнейшем опускать его.

Для схемы, представленной на рис. 2, функционал запишется в следующем виде:

$$\begin{aligned} & \int \int \int [a_1 I_1 (U_1 - U_n)^2 + a_2 I_2 (U_2 - U_n)^2 + \\ & + a_3 I_3 (U_3 - U_n)^2] dI_1 dI_2 dI_3. \end{aligned}$$

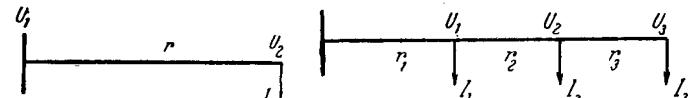


Рис. 1. Белорусская областная научная библиотека
www.booksite.ru

Рис. 2.

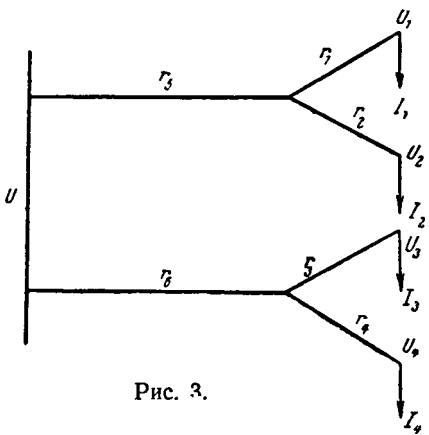


Рис. 3.

Для нахождения оптимальной зависимости между напряжением на шинах источника питания U и параметрами нагрузки I_1, I_2, I_3 в подынтегральное выражение вводятся следующие соотношения:

$$U_1 = U - (I_1 + I_2 + I_3)r_1;$$

$$U_2 = U - (I_1 + I_2 + I_3)r_1 - (I_2 + I_3)r_2;$$

$$U_3 = U - (I_1 + I_2 + I_3)r_1 - (I_2 + I_3)r_2 - I_3r_3.$$

После составления и решения уравнения Эйлера получаем искомую оптимальную зависимость:

$$U = U_n + (I_1 + I_2 + I_3)r_1 + \\ + \frac{a_2 I_2 + a_3 I_3}{a_1 I_1 + a_2 I_2 + a_3 I_3} (I_2 + I_3)r_2 + \frac{a_3 I_3}{a_1 I_1 + a_2 I_2 + a_3 I_3} I_3r_3. \quad (3)$$

Рассмотренные примеры имеют ограниченное практическое значение, поскольку от шин подстанций, как правило, отходит не одна, а несколько линий. Поэтому более важным представляется нахождение оптимального закона регулирования напряжения для схемы, приведенной на рис. 3. Минимизируемый функционал в этом случае имеет следующее выражение:

$$\iiint \{a_1 I_1 (U_1 - U_n)^2 + a_2 I_2 (U_2 - U_n)^2 + \\ + a_3 I_3 (U_3 - U_n)^2 + a_4 I_4 (U_4 - U_n)^2\} dI_1 dI_2 dI_3 dI_4.$$

После соответствующих преобразований, составления и решения уравнения Эйлера определяется оптимальная зависимость между напряжением источника питания, токами нагрузки и параметрами сети:

$$U = U_n + \frac{1}{a_1 I_1 + a_2 I_2 + a_3 I_3 + a_4 I_4} [(a_1 I_1 + a_2 I_2)(I_1 + \\ + I_2)r_5 + (a_3 I_3 + a_4 I_4)(I_3 + I_4)r_6 + (a_1 I_1)I_1r_1 + \\ + (a_2 I_2)I_2r_2 + (a_3 I_3)I_3r_3 + (a_4 I_4)I_4r_4]. \quad (4)$$

Анализ выражения (4) показывает, что оно составлено по определенному правилу, и для схем, аналогичных последней (рис. 3), но с большим числом фидеров, оптимальный закон регулирования можно записать, не прибегая к уравнению Эйлера. Очевидно, что и последняя схема условна, так как схемы реальных сетей несравненно сложнее и многообразней. Это не означает, однако, что для каждой конкретной схемы оптимальное напряжение на шинах должно определяться как функция нагрузок всех потребителей и параметров всей сети. Такое

определение лишено практического смысла, поскольку на питающей подстанции, где устанавливаются регуляторы напряжения, отсутствует информация о нагрузках отдельных потребителей. Приходится ориентироваться лишь на нагрузки отходящих линий и суммарную нагрузку подстанции. Если предположить, что коэффициенты ущерба отдельных потребителей распределительной сети равны между собой:

$$a_1 = a_2 = \dots = a_n = a,$$

то выражение (4) можно записать в общем упрощенном виде для k отходящих линий:

$$U = U_n + \frac{1}{I_\Sigma} (I_{\Sigma 1}^2 r_{\Sigma 1} + I_{\Sigma 2}^2 r_{\Sigma 2} + \dots + \\ + I_{\Sigma k}^2 r_{\Sigma k} + \sum_{i=1}^n I_i^2 r_i). \quad (5)$$

В выражении (5) фигурирует ток суммарной нагрузки подстанции I_Σ , токи нагрузки и сопротивления отходящих линий $I_{\Sigma i}$, $r_{\Sigma i}$, токи нагрузки отдельных потребителей I_i и сопротивления отпаек, к которым они подключены r_i . Если не принимать во внимание последний член выражения (5), значение которого на подстанции определено быть не может, то и без него закон регулирования получается слишком сложным для практической реализации. Достаточно сказать, что в регулятор, кроме значения суммарной нагрузки, должны быть введены значения токов нагрузки всех линий, отходящих от шин подстанции. Существующие конструкции регуляторов не рассчитаны на ввод такого объема информации и тем более не приспособлены для ее переработки. Очевидно, что для реализации оптимального закона регулирования потребуется специальное счетно-решающее устройство.

Целесообразность создания такого устройства далеко не очевидна. Однако не исключено, что усложнение регуляторов будет оправдано повышением эффективности централизованного регулирования напряжения.

Некоторые допущения в постановке задачи приняты нами только из соображений сокращения выкладок при иллюстрации метода, и они могут быть исключены, если потребуется более точное решение. Можно, например, учесть реактивные составляющие нагрузок потребителей и индуктивные сопротивления проводов; тогда, например для рис. 1, искомое решение будет иметь следующий вид:

$$U_1 = U_n + I(r \cos \varphi + x \sin \varphi). \quad (6)$$

При необходимости также можно учесть и потери электрической энергии в сети, но при этом несколько усложняются вывод и вид искомых решений.

Выводы. 1. Регулирование напряжения с отрицательным статизмом по суммарной нагрузке в общем случае не обеспечивает минимизацию ущерба у потребителей.

2. Для нахождения оптимальных законов регулирования весьма плодотворным оказывается применение вариационного исчисления.

Роль компенсации влияния вспомогательных проводов в продольной дифференциальной защите линий

Доктор техн. наук, проф. В. Л. ФАБРИКАНТ и инж. Л. А. ОРЕХОВ

Riga

Постановка вопроса. Вспомогательные провода являются неотъемлемой частью продольной дифференциальной защиты линий. Для исключения искажающего влияния вспомогательных проводов на характеристики защиты были предложены схемы с компенсацией этого влияния [Л. 1]. В схемах с компенсацией при внешних коротких замыканиях и отсутствии погрешностей устройств, формирующих сравниваемые величины (трансформаторы тока, фильтры), рабочее напряжение на реагирующем органе равно нулю и защита не действует. Защиты, использующие принцип компенсации влияния вспомогательных проводов, были разработаны как за рубежом [Л. 2], так и в СССР [Л. 3]. Наряду с этим широко применяются и защиты без специальной компенсации. К таким относится, в частности, выпускаемая отечественной промышленностью защита ДЭЛ-1. Эти защиты успешно эксплуатируются [Л. 4 и 5].

Возникает вопрос, имеются ли какие-либо различия в свойствах (а не только в выполнении) дифференциальных защит линий, использующих и не использующих компенсацию влияния вспомогательных проводов? В чем именно заключаются эти различия? Рассмотрению этих вопросов и посвящается настоящая статья.

Оценка защиты по ее характеристикам в комплексной плоскости. В 1959 г. Гамильтоном была предложена продольная дифференциальная защита линий, реагирующая на входное сопротивление линии связи Z_L [Л. 6]. В [Л. 7] было показано, что любая из существующих продольных дифференциальных защит реагирует сопротивление Z_L и имеет определенную характеристику срабатывания в комплексной плоскости Z_L . Таким образом, Гамильтон в сущности предложил не новую защиту, а новый способ рассмотрения защит.

Токи в рабочей и тормозной обмотках дифференциального реле являются функциями напряжения и тока в линии связи:

$$I_p = f_1(\dot{U}_L, I_L) = k_1 \dot{U}_L + k_2 I_L; \quad (1)$$

$$I_t = f_2(\dot{U}_L, I_L) = k_3 \dot{U}_L + k_4 I_L, \quad (2)$$

3. Всесторонний учет всех факторов и получение полноценного решения поставленной задачи требуют дальнейших исследований.

Литература

1. Мельников Н. А., Основные положения проекта Руководящих указаний по регулированию напряжений и распределению активных мощностей в энергосистеме, Доклады на Всесоюзной конференции по качеству напряжения и его регулированию в электрических сетях и системах, М., 1961.

2. Gaußens P., Réglage des fluctuations alétoires de

где \dot{U}_L и I_L — напряжение и ток на входе линии связи;

k_1, k_2, k_3 и k_4 — постоянные для данной защиты коэффициенты.

Функции f_1 и f_2 линейны, так как во всех существующих защитах между линией связи и дифференциальным реле размещаются линейные элементы. Реле срабатывает при определенном отношении рабочего тока к тормозному:

$$k_T = \frac{I_p}{I_t} = \frac{|k_1 \dot{U}_L + k_2 I_L|}{|k_3 \dot{U}_L + k_4 I_L|} = \frac{|k_1 \dot{Z}_L + k_2|}{|k_3 \dot{Z}_L + k_4|}, \quad (3)$$

где $\dot{Z}_L = \frac{\dot{U}_L}{I_L}$ — входное сопротивление линии связи.

Как следует из выражения (3), действие защиты при достаточно больших \dot{U}_L и I_L зависит только от сопротивления \dot{Z}_L и, следовательно, для данной защиты существует вполне определенная характеристика срабатывания, изображаемая в комплексной плоскости \dot{Z}_L .

Преимущества рассмотрения характеристик срабатывания защиты именно в комплексной плоскости \dot{Z}_L заключаются в том, что значения Z_L в некоторых важных режимах зависят только от параметров вспомогательных проводов и не зависят от построения защиты. Так, только от параметров вспомогательных проводов зависит значение Z_L в режиме внешнего короткого замыкания при отсутствии погрешностей в формировании сравниваемых величин, а также значение Z_L при коротком замыкании в зоне при равных токах с обеих сторон. В других важных режимах (внешнее короткое замыкание при наличии погрешностей, короткое замыкание в зоне при одностороннем питании) значение Z_L зависит от параметров вспомогательных проводов и от одного параметра защиты — ее внутреннего сопротивления Z_0 .

Малая зависимость значений Z_L от параметров защиты позволяет определить эти значения для режимов, когда защита должна действовать, для режимов, когда она не должна действовать, и затем

tension dans les réseaux électriques. Bulletin de l'Association Suisse des électriciens, № 26, Deseembre, 1959, pp. 1271—1279.

3. Веников В. А. и Солдаткин Л. А., К вопросу о критериях качества автоматического регулирования режима энергосистем, «Электричество», 1959, № 12.

4. Левин М. С., Дискуссия, «Электричество», 1962, № 4.

5. Мельников Н. А., Регулирование напряжения в энергосистемах и повышение качества электрической энергии, «Электричество», 1962, № 8.

6. Эльгольц Э. А., Вариационное исчисление, ФМ, 1958.

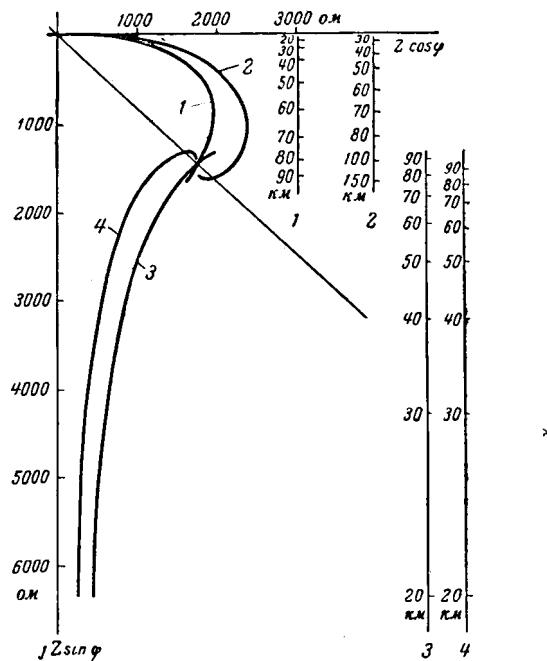


Рис. 1. Годографы Z_L в основных режимах для защиты на циркуляцию токов.

1, 2 — для внешнего короткого замыкания при учете вспомогательных проводов сосредоточенными и распределенными параметрами соответственно; 3, 4 — для короткого замыкания в зоне при учете вспомогательных проводов сосредоточенными и распределенными параметрами соответственно.

П р и м е ч а и е. Для защиты на равновесие напряжения характеристики 1 и 2 соответствуют короткому замыканию в зоне, а 3 и 4 — внешнему короткому замыканию.

выбрать характеристику срабатывания защиты так, чтобы соответствующие точки Z_L оказались в зоне срабатывания и в зоне несрабатывания. При удовлетворяющей этим требованиям характеристике защиты будет действовать правильно, т. е. срабатывать при повреждениях в зоне и не срабатывать при повреждениях вне зоны. Такое поведение защиты будет определяться ее характеристикой в комплексной плоскости Z_L и не будет зависеть от того, получена ли эта характеристика с использованием компенсации влияния вспомогательных проводов или без такой компенсации.

В линейных схемах характеристика срабатывания, как известно, имеет вид окружности или прямой линии, и любая такая характеристика может быть получена и без использования компенсации. Запасы по селективности при внешних коротких замыканиях и запасы по чувствительности при повреждениях в зоне будут зависеть от того, насколько далеко проходит характеристика срабатывания от соответствующих этим режимам точек, а также от абсолютных значений величин, подводимых к реагирующему органу. Однако для увеличения абсолютных значений, которое обеспечило бы большие запасы, необходимо увеличение потребляемой мощности. При одинаковых же характеристиках и потреблении запасы, как и сами характеристики, не зависят от того, используется ли в схеме защиты компенсация влияния вспомогательных проводов или нет.

Таким образом, одна и та же характеристика

срабатывания защиты в комплексной плоскости Z_L и одинаковые запасы по селективности и чувствительности могут быть получены как при использовании компенсации влияния вспомогательных проводов, так и без нее.

Трудности при выполнении защиты для больших длин вспомогательных проводов. Значения Z_L в характерных режимах зависят прежде всего от параметров вспомогательных проводов. При коротких вспомогательных проводах точки Z_L , соответствующие внешним коротким замыканиям, отстоят достаточно далеко от точек Z_L , соответствующих замыканиям в зоне. Поэтому легко может быть проведена характеристика, разделяющая области, занятые этими точками. Более того, одна и та же характеристика с достаточной надежностью может разделить эти области для различных длин вспомогательных проводов, если длины не превосходят определенных значений.

На рис. 1 (характеристики 2 и 4) показаны годографы, по которым перемещаются точки Z_L при коротких замыканиях в зоне защиты и вне ее в зависимости от длины вспомогательных проводов. Расчет выполнен для кабеля типа ТЗБ со средними удельными параметрами $r_0 = 70 \text{ ом/км}$ и $C_0 = -0,05 \text{ мкФ/км}$ по следующим выражениям:

а) для режима короткого замыкания в зоне защиты с равными токами с обеих сторон (вследствие полной симметрии схемы ток в середине линии связи для защиты на циркуляцию токов равен нулю, и линию в этом месте можно разорвать)

$$Z_{L,a} = \frac{A_L}{C_L} = Z_c \operatorname{cth} \gamma \frac{l}{2}; \quad (4)$$

б) для режима внешнего короткого замыкания (вследствие полной симметрии схемы напряжение между проводами в середине линии связи для защиты на циркуляцию токов равно нулю, и линию в этом месте можно закоротить)

$$Z_{L,b} = \frac{B_L}{D_L} = Z_c \operatorname{th} \gamma \frac{l}{2}. \quad (5)$$

Для защиты на равновесие напряжений режимы *a* и *b* меняются местами.

В приведенных выражениях:

$$A_L = D_L = \operatorname{ch} \gamma \frac{l}{2}, \quad B_L = Z_c \operatorname{sh} \gamma \frac{l}{2},$$

$$C_L = \frac{1}{Z_c} \operatorname{sh} \gamma \frac{l}{2}$$

— параметры четырехполюсника, которым заменяется линия связи; Z_c — волновое сопротивление линии связи; γ — коэффициент распространения.

Индуктивное сопротивление кабельной линии мало по сравнению с активным, и им можно пренебречь. Точно так же активной проводимостью между жилами кабеля можно пренебречь по сравнению с емкостной. Тогда выражения для волнового сопротивления (Z_c) и коэффициента распространения (γ) получают следующий вид:

$$Z_c = \sqrt{\frac{r_0}{j\omega C_0}} \quad \text{и} \quad \gamma = \sqrt{j r_0 \omega C_0}. \quad (6)$$

Как видно из рис. 1, для длины вспомогательных проводов до 30—40 км можно легко провести характеристику срабатывания в виде окружности, обеспечивающую селективность и чувствительность защиты.

Однако при увеличении длины вспомогательных проводов точки $Z_{\text{л}}$, соответствующие режимам внешнего короткого замыкания и короткого замыкания в зоне, сближаются. В [Л. 7] было даже указано, что при определенной «критической» длине эти точки совпадают в режиме внешнего короткого замыкания без учета погрешностей и в режиме короткого замыкания в зоне с равными токами с обеих сторон. Это указание было ошибочным. Ошибка была вызвана заменой вспомогательных проводов Т-образной и П-образной схемой замещения с активным продольным и емкостным поперечным сопротивлениями, что недопустимо для вспомогательных проводов большой длины. При такой замене годографы $Z_{\text{л}}$ имеют вид характеристик 1 и 3 на рис. 1. При учете же линии связи распределенными параметрами равенство $Z_{\text{л.а}} = Z_{\text{л.б}}$ достигается лишь при $l = \infty$:

$$l_{\text{кр}} = \frac{2 \operatorname{Arth} 1}{\gamma} = \infty.$$

На принципиальную возможность выполнения защиты при большой длине вспомогательных проводов указано также в [Л. 2].

Однако при достаточно больших l значения $Z_{\text{л.а}}$ и $Z_{\text{л.б}}$ оказываются весьма близкими и прове-

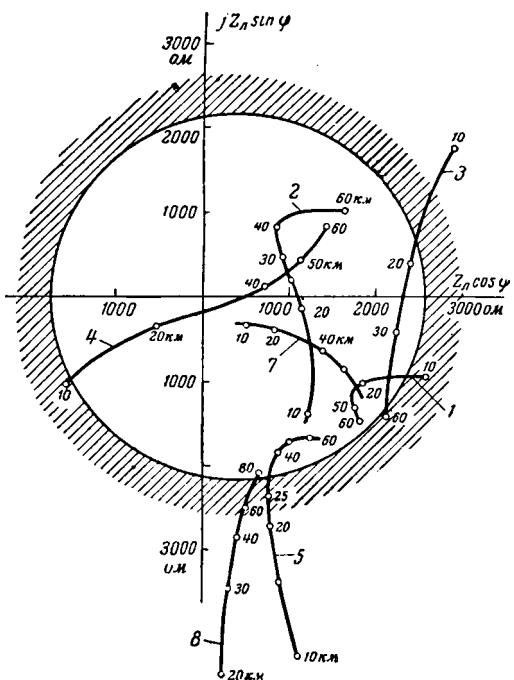


Рис. 2. Годографы $Z_{\text{л}}$ в дополнительных режимах применительно к защите ДЗЛ-1.

1, 2, 3, 4 — для внешнего короткого замыкания при погрешностях соответственно +20% и +25%, +20% и -25%, -20% и +25%, -20% и -25%; 5 — для короткого замыкания в зоне в режиме одностороннего питания; 6 — характеристика срабатывания защиты ДЗЛ-1; 7 — для внешнего короткого замыкания при отсутствии погрешностей; 8 — для короткого замыкания в зоне с равными токами с обеих сторон.

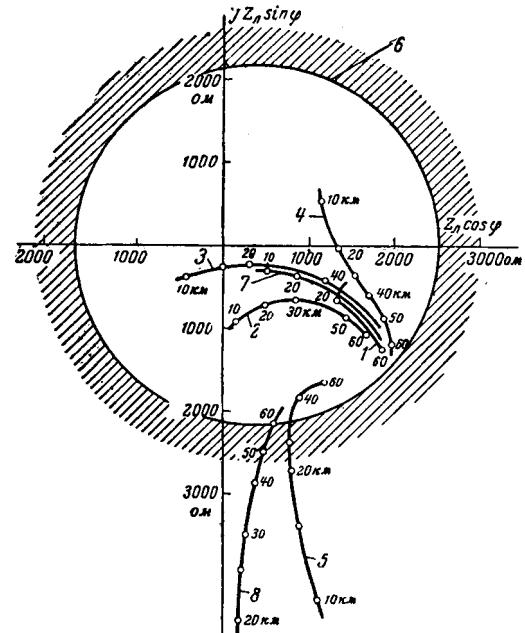


Рис. 3. Годографы $Z_{\text{л}}$ в дополнительных режимах применительно к защите ДЗЛ-1.

1, 2, 3, 4 — для внешнего короткого замыкания при погрешностях соответственно +10% и +10%, +10% и -10%, -10% и +10%, -10% и -10%; 5 — для короткого замыкания в зоне в режиме одностороннего питания; 6 — характеристика срабатывания защиты ДЗЛ-1; 7 — для внешнего короткого замыкания при отсутствии погрешностей; 8 — для короткого замыкания в зоне с равными токами с обеих сторон.

дение разграничительной линии между ними требует большой точности. Кроме того, нельзя провести универсальную разграничительную линию для любых длин. Для различных длин эта линия должна быть разной. Еще больше осложняется положение при учете других режимов (учет погрешностей, одностороннее питание при коротком замыкании в зоне). Все это видно на рис. 2 и 3.

Расчет входных сопротивлений линии связи в дополнительных режимах выполнен применительно к защите ДЗЛ-1 по выражениям [Л. 7]:

в) для режима внутреннего повреждения при одностороннем питании для питающего конца

$$Z_{\text{л.в.пит}} = \frac{2Z_{\text{л.а}}Z_{\text{л.б}} + Z_0(Z_{\text{л.а}} + Z_{\text{л.б}})}{Z_{\text{л.а}} + Z_{\text{л.б}} + 2Z_0}, \quad (7)$$

а для приемного конца

$$Z_{\text{л.в.пр}} = -Z_0; \quad (8)$$

в выражениях (7) и (8) Z_0 является сопротивлением защиты, измеренным со стороны линии связи;

г) для режима внешнего повреждения с учетом погрешностей

$$Z_{\text{л.г}} = \frac{Z_{\text{л.а}} \pm \frac{\dot{E}_6}{\dot{E}_6} Z_{\text{л.а}} + Z_0}{1 \pm \frac{\dot{E}_6}{\dot{E}_a} Z_{\text{л.б}} + Z_0} Z_{\text{л.б}}, \quad (9)$$

где $\dot{E}_a = \frac{\dot{E}_1 + \dot{E}_{\text{II}}}{2}$ и $\dot{E}_6 = \frac{\dot{E}_1 - \dot{E}_{\text{II}}}{2}$ — э. д. с., действующие в комплектах защиты в режимах a и b соответственно,

в) для режима короткого замыкания в зоне с равными токами с обеих сторон

Преимущества схем с компенсацией вспомогательных проводов. При большой длине вспомогательных проводов необходимы удовлетворительные для практики средства настройки характеристики защиты применительно к заданным вспомогательным проводам. В этом отношении защита с компенсацией влияния вспомогательных проводов имеет некоторые преимущества. Устройства компенсации позволяют получить рабочее напряжение на реагирующем органе, равным нулю в режиме внешнего короткого замыкания. При наличии торможения это обеспечивает достаточно надежное действие защиты в этом режиме.

Настройка на равенство нулю рабочего напряжения производится для конкретных вспомогательных проводов. Если настройка производится первичным сквозным током, то можно частично учесть и фактические погрешности формирующих устройств (трансформаторов тока, фильтров). Впрочем, из-за нелинейности этих устройств (особенно трансформаторов тока) погрешности частично зависят от значения сквозного тока. Однако имеется линейная составляющая погрешности, зависящая от неточности настройки. Эта погрешность учитывается при настройке первичным током. В данном случае настройка производится по одному параметру— рабочему напряжению, что значительно проще, чем регулировка на заданную характеристику. После настройки следует, конечно, снять всю характеристику для контроля.

Компенсация влияния вспомогательных проводов обеспечивает, следовательно, такую настройку защиты, при которой точка, соответствующая внешнему короткому замыканию (с частичным учетом фактических погрешностей), надежно находится в области несрабатывания.

Хотя при такой настройке погрешности учитываются не полностью и не учитывается работа защиты при повреждении в зоне, такая настройка является весьма ценным свойством защиты с компенсацией. Естественно, что при проектировании

защиты должны быть предусмотрены элементы такой настройки. Настройка защиты на правильное действие при повреждении в зоне должна при этом обеспечиваться другими средствами, не нарушающими настройку компенсации.

Выводы. 1. Селективность и чувствительность продольной дифференциальной защиты в основном определяется ее характеристикой в плоскости Z_L . При одинаковой характеристике защиты с компенсацией влияния вспомогательных проводов и без нее практически равнозначны.

2. Преимущества защиты с компенсацией влияния вспомогательных проводов заключаются в возможности удобной настройки характеристики при заданных вспомогательных проводах. Такая настройка особенно важна при большой длине вспомогательных проводов.

3. Настройка защиты при сквозном первичном токе на рабочее напряжение на измерительном органе, равное нулю, обеспечивает такую характеристику, при которой точка, соответствующая внешнему короткому замыканию (с частичным учетом погрешностей), находится в зоне несрабатывания.

Литература

1. Kimbark E. W., Power System stability, v. 2, 1950.
2. Neher J. A., A new approach to the pilot wire protection of transmission lines using leased pilot wires having relatively long electrical characteristics, A.I.E.E. Transactions, p. III, 1960.
3. Дроzdov A. D. и Каинский Ю. И., Продольная дифференциальная защита линий с аналогом соединительных проводов, Изв. высших учебных заведений, Энергетика, 1961, № 7.
4. Федосеев А. М., Основы релейной защиты, Госэнергоиздат, 1961.
5. Атабеков Г. И., Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей, Госэнергоиздат, 1957.
6. Английский патент на имя Гамильтона (№ 742189).
7. Фабрикант В. Л., Анализ продольных дифференциальных защит линий методом диаграмм в комплексной плоскости, «Электричество», 1960, № 12.

[26.7.1965]



УДК 621.316.933

Условия работы вентильных разрядников в электропередачах 750 кв

Инж. А. И. ЯРОШЕНКО

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

Для электропередач переменного тока 700 кв на основании предварительных разработок, проведенных в ВЭИ и ряде других организаций, были приняты относительные уровни изоляции оборудования, сниженные по сравнению с уровнями изоляции передач 500 кв [Л. 1]. Позднее было решено поднять номинальное напряжение таких передач до 750 кв (наибольшее рабочее напряжение до 787 кв), оставив испытательные напряжения для оборудования без изменений. Тем самым относительные уровни изоляции были дополнитель но сни-

жены. С другой стороны, в передачах 750 кв возрастают протяженности и зарядные мощности линий, а вместе с ними и значения установившихся и переходных напряжений при аварийных коммутациях. Поэтому требует специального рассмотрения вопрос о возможности использования вентильных разрядников в сетях 750 кв и условиях их работы. В частности, особого внимания заслуживают условия, при которых можно обеспечить успешное гашение токов, проходящих через разрядник.

Искровые промежутки разрядника после пробоя

гасят дугу при первом переходе тока через нулевое значение. Если напряжение на разряднике после гашения дуги превысит восстановливающуюся прочность искровых промежутков, произойдет повторный пробой и вновь возникнет ток в рабочем сопротивлении. Многократные срабатывания могут быть опасными для разрядника вследствие ограниченной теплоемкости рабочего сопротивления. Современные материалы типа *тервит* позволяют получить приемлемые конструкции разрядников, рабочее сопротивление которых способно выдержать несколько срабатываний при коммутационных перенапряжениях. Однако после затухания переходного процесса, вызванного коммутацией, повторные срабатывания таких разрядников все же недопустимы и их рабочие сопротивления должны надежно отделяться от сети искровыми промежутками.

Для надежного гашения дуги тока недостаточно превышения электрической прочности искровых промежутков над напряжением промышленной частоты в месте установки разрядника. После каждого гашения дуги искровыми промежутками разрядника в схеме возникает переходный процесс, благодаря которому восстановливающиеся напряжения на разряднике несколько превышают напряжение промышленной частоты. Поскольку сопротивление коммутационного разрядника обычно соизмеримо с эквивалентным внутренним сопротивлением питающей его схемы, эти превышения могут быть значительными. В частности, в электропередачах 750 кв они могут составлять 15—20% от напряжения промышленной частоты. Именно эти значения напряжений, которые определены после затухания переходного процесса с учетом повышения напряжения из-за предшествующих срабатываний разрядника, мы будем называть восстановливающимися напряжениями. Очевидно, восстановливающаяся прочность искровых промежутков разрядника всегда должна быть выше восстановливающихся напряжений, в противном случае повторные срабатывания будут продолжаться до тех пор, пока разрядник не разрушится.

Защитный уровень разрядника пропорционален напряжению гашения. Для разрядников 500 кв с повышенным дугогашением завод-изготовитель гарантирует значение напряжения гашения, составляющее примерно 76% от верхней границы области разброса пробивных напряжений искровых промежутков. Для того чтобы в процессе оперативных и аварийных коммутаций не допустить появления на оборудовании 750 кв опасных напряжений, верхняя граница области разброса пробивных напряжений искровых промежутков разрядников при промышленной частоте, а также остающееся напряжение на разряднике при наиболее тяжелых коммутационных воздействиях не должны превышать $2,1U_{\Phi}^*$ [Л. 1]. Полагая, что относительные характеристики восстановливающейся прочности искровых промежутков у разрядников 750 кв будут не хуже, чем у разрядников 500 кв с повышен-

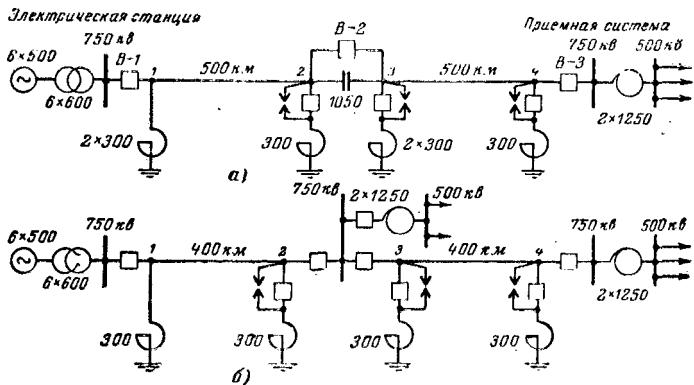


Рис. 1. Типовые схемы электропередач 750 кв.

Мощности оборудования указаны в Мвт. Параметры оборудования: генераторы $x_d' = 30\%$; трансформаторы $x_{B-H} = 13\%$; автотрансформаторы $x_{B-C} = 10\%$, $x_{B-H} = 70\%$, $x_{C-H} = 60\%$. Мощность короткого замыкания на шинах 500 кв: приемной системы — 10 млн. ква, в месте промежуточного отбора — 6,5 млн. ква.

ным дугогашением, мы можем считать, что напряжение гашения у разрядников 750 кв

$$U_{\text{гаш}} \geq 0,76 \times 2,1U_{\Phi} = 1,6U_{\Phi}.$$

У разрядников с повышенным дугогашением прочность искровых промежутков, соответствующая напряжению гашения, восстанавливается в течение 2—3 мсек после гашения дуги и затем достаточно длительное время остается практически неизменной. С другой стороны, благодаря низкой частоте и малой амплитуде свободных колебаний при многократных повторных срабатываниях разрядников в схемах электропередач 750 кв скорость нарастания восстановливающегося напряжения на разряднике мало отличается от скорости нарастания напряжения промышленной частоты и максимум напряжения достигается обычно в течение 4—5 мсек. Это позволяет при оценке возможности возникновения повторных срабатываний разрядника сопоставлять лишь амплитуду восстановливающегося напряжения на нем с напряжением гашения. Поэтому в дальнейшем мы будем полагать, что после затухания переходного процесса, вызванного коммутацией, разрядник надежно погасит проходящий ток, если значение восстановливающегося напряжения на нем не будет превышать $1,6U_{\Phi}$.

Для оценки возможных значений перенапряжений в электропередачах 750 кв институтом Энергосетьпроект рекомендованы по существу две типовые схемы, представленные на рис. 1. Отличительной особенностью схемы а является отсутствие значительных отборов мощности в промежуточных пунктах электропередачи и наличие достаточно мощных установок продольной и поперечной компенсации. В схеме б имеется отбор мощности в середине электропередачи. Размещение реакторов в этих передачах, как и в передачах 500 кв, выбрано по режимам малых нагрузок и включения линий с целью получения приемлемых значений напряжения и потоков реактивной мощности. В режимах максимальной нагрузки (2 500 Мвт) часть реакторов должна быть отключена от линии. Для того чтобы отключенные реакторы можно было

* U_{Φ} — наибольшее рабочее фазное напряжение; для систем 750 кв амплитудное значение $U_{\Phi} = 643$ кв, эффективное значение — 455 кв.

использовать для снижения напряжений в тех случаях, когда разрыв передачи происходит в режиме максимальной нагрузки, предусмотрена установка искровых промежутков, которые при повышениях напряжения подсоединяли бы реакторы к линии [Л.2]. Пробивное напряжение искровых промежутков должно быть по возможности более низким. При этом условии большинство отключенных реакторов будет подсоединяться к линии даже при незначительных повышениях напряжений в процессе коммутации, что позволит при меньшей мощности компенсирующих устройств получить необходимое снижение напряжений промышленной частоты. Кроме того, чем раньше присоединяется реактор в переходном процессе, тем большее ограничивающее влияние окажет он на амплитуду переходного напряжения. В настоящее время предполагается для присоединения реакторов использовать стабилизированные искровые промежутки (разброс пробивных напряжений $\pm 7\%$ от среднего пробивного напряжения), что позволит, отстроив пробивные напряжения этих промежутков от повышений напряжения при синхронных качаниях и асинхронном ходе передачи, получить верхнюю границу области разброса пробивных напряжений на уровне $1,4-1,5U_{\Phi}$.

Расчеты и измерения на модели линии показывают, что в приведенных схемах восстанавливающиеся напряжения могут существенно превышать напряжения гашения разрядников ($1,6U_{\Phi}$). В табл. 1 для схемы *a* приведены значения напряжений промышленной частоты, которые устанавливаются на линии после разрыва передачи в режиме максимальной нагрузки. Разрыв передачи в режиме максимальной нагрузки, как правило, приводит к наибольшим повышениям напряжений промышленной частоты. Данные таблицы показывают, что напряжения во всех пунктах передачи могут превышать $1,6U_{\Phi}$. В большинстве пунктов передачи это может быть лишь при несимметричных коротких замыканиях на линии. Однако в отдельных пунктах (например, в точке 4) напряжения выше $1,6U_{\Phi}$ могут быть в схеме и при отсутствии несимметрии на линии. Совершенно очевидно, что во всех пунктах передачи могут существовать условия, при которых разрядник не сможет погасить проходящий через него ток. Чтобы

обеспечить нормальные условия для работы разрядника, необходимы специальные меры для снижения установившихся, а следовательно, и восстанавливающихся напряжений.

При тех же условиях напряжения промышленной частоты в схеме *b* могут достигать уровня $1,6U_{\Phi}$ лишь на открытом конце линии при несимметричном коротком замыкании на отключаемом участке. Подсоединение реактора хотя бы только на конце отключаемого участка снижает напряжения до приемлемых значений. Поэтому выбор средств, необходимых для снижения напряжений промышленной частоты, будет производиться только для схемы *a*.

Эффективным средством снижения напряжений является увеличение мощности компенсирующих реакторов. Для этого необязательно устанавливать дополнительные реакторы на передаче. Применением специальных устройств можно на время существования аварийного режима увеличивать мощность уже имеющихся на передаче реакторов. В частности, такое увеличение мощности реактора с ответвлением может быть осуществлено путем его форсировки, т. е. шунтирования части обмотки реактора с помощью внешнего искрового промежутка [Л. 2]. Применение реакторов с дополнительными обмотками, соединенными по схеме треугольника, позволяет существенно снизить сопротивление нулевой последовательности реакторной группы (что эквивалентно увеличению мощности компенсирующих устройств в цепи тока нулевой последовательности) и тем самым ограничить повышения напряжений в схемах с несимметричными короткими замыканиями на линии [Л. 3]. Наконец, дополнительные обмотки, как и ответвления, позволяют в случае необходимости осуществлять форсировку реакторов. Окончательный выбор типа реактора будет произведен после разработки конструкции реактора с ответвлением и с дополнительной обмоткой. Поэтому ниже рассмотрено влияние на восстанавливающиеся напряжения обоих способов ограничения установившихся напряжений.

Восстанавливающиеся напряжения при многократных повторных срабатываниях разрядника измерялись на модели линии. Лаборатории перенапряжений ВЭИ для всех состояний схемы, указанных в табл. 1. Результаты измерений приведены на рис. 2 и 3 в виде кривых, точки которых показывают наибольшее измеренное значение восстанавливающегося напряжения на разрядниках передачи при данной мощности (сопротивлении) реактора. При измерениях в широких пределах изменились: сопротивление реакторной группы (для реакторов с дополнительными обмотками — сопротивление нулевой последовательности) и вольт-амперные характеристики разрядников. Кривыми, ограничивающими рассматриваемую область изменения последних, являлись вольт-амперные характеристики разрядников, имеющих коэффициент нелинейности рабочего сопротивления 0,37 и амплитудное значение остающегося напряжения 1350 кв при амплитуде тока 2 и 5,5 ка. В соответствии с этим и результаты измерений представлены в виде областей возможного изменения восстанови-

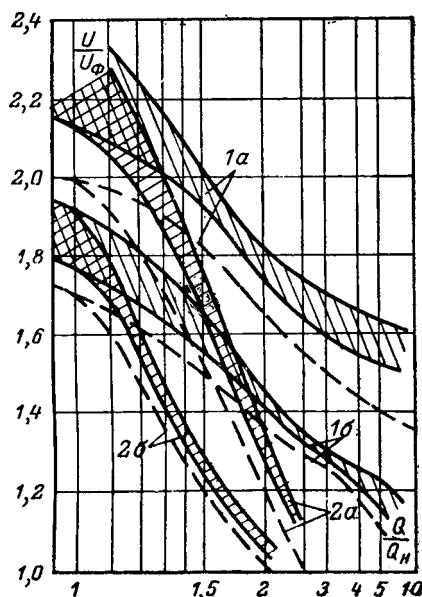
Таблица 1

Состояние выключателей			Аварийное состояние схемы	Напряжение в точке (рис. 1)			
В-1	В-2	В-3		1	2	3	4
+	—	—	I	1,31	1,56	1,47	1,59
			II	1,30	1,82	1,82	1,99
+	+	—	I	1,31	1,59		1,71
			II	1,33	1,70		2,0
—	—	+	I	1,39	1,36	1,45	1,32
			II	1,6	1,51	1,57	1,34
—	+	+	I	1,48	1,46		1,33
			II	1,63	1,56		1,35

Обозначения: (+) — выключатель включен, (—) выключатель отключен. I — линия симметрична; II — на линии имеется несимметричное короткое замыкание на землю.

Рис. 2. Зависимость наибольших восстанавливавшихся напряжений на разряднике и установившихся напряжений на линии от мощности Q реакторной группы ($Q_n = 300$ Мвт).

— восстанавливавшиеся напряжения на разряднике; — установившиеся напряжения на линии; 1 — при изменении мощности реакторной группы, установленной у шин приемной системы; 2 — при изменении мощности всех реакторов, установленных на передаче; а — при несимметричных коротких замыканиях на линии; б — при симметричной линии в аварийной схеме.



ливающихся напряжений. При этом нижние границы областей получены при разрядниках с расчетным током 2 ка, верхние — 5,5 ка. Оценка восстанавливавшихся напряжений произведена для двух, по-видимому, предельных случаев. В первом случае изменялось сопротивление только одной реакторной группы, установленной в месте наибольшего повышения напряжений промышленной частоты (точка 4 на рис. 1), во втором случае одновременно изменялись сопротивления всех реакторных групп, установленных на передаче.

Как следует из рис. 2, восстанавливавшиеся напряжения в рассматриваемой передаче $\frac{Q}{Q_n} = 1$ во всем диапазоне изменения вольт-амперных характеристик разрядника могут превышать верхнюю границу области разброса его пробивных напряжений. Для получения приемлемых восстанавливавшихся напряжений на разряднике в аварийных схемах с симметричной линией достаточно увеличить мощность реакторной группы в точке 4 (рис. 1) примерно в 1,5 раза. При несимметричных коротких замыканиях на линии и неблагоприятных характеристиках разрядников для той же цели потребовалось бы примерно 10-кратное увеличение мощности этой реакторной группы. Если в этом случае форсировать все установленные на передаче реакторы, то потребуется увеличение мощности каждой реакторной группы на 20—30 %. По-видимому, следует признать наиболее целесообразным увеличение мощности реакторной группы при форсировке в 2—2,5 раза. Это позволит применять форсировку в ограниченном числе пунктов передачи, где влияние ее наиболее эффективно.

Влияние сопротивлений нулевой последовательности реакторной группы на значения восстанавливавшихся напряжений на разряднике оценивалось в схеме с удвоенной мощностью реакторной группы в точке 4 (рис. 1). Это обеспечивало приемлемые восстанавливавшиеся напряжения в схемах с симметричной линией. Результаты измерений, приведенные на рис. 3, показывают, что

отношение сопротивления нулевой последовательности реакторной группы к сопротивлению прямой последовательности, необходимое для ограничения восстанавливавшихся напряжений до уровня $1,6U_\Phi$, в зависимости от вольт-амперной характеристики разрядника изменяется в пределах от 0,45 до 0,65. Снижение этого отношения ниже указанных значений позволяет получить требуемое ограничение восстанавливавшихся напряжений, используя дополнительные обмотки лишь части реакторных групп. Чрезмерное снижение отношения этих сопротивлений до значений порядка 0,05—0,1 нежелательно, так как в этом случае существенно возрастают восстанавливавшиеся напряжения в аварийных схемах с симметричной линией.

Допустимый уровень напряжений промышленной частоты при наличии несимметрии на линии, обеспечение которого гарантирует приемлемые восстанавливавшиеся напряжения, по мере изменения вольт-амперных характеристик разрядников меняется в пределах от $1,35$ до $1,55 U_\Phi$. При этом он мало зависит от способа ограничения повышенных напряжений (рис. 2 и 3). При отсутствии несимметрии на линии реакторы с дополнительными обмотками позволяют допускать повышения установившихся напряжений примерно до $1,5 U_\Phi$. Применение форсировки вынуждает снижать эти напряжения до значений порядка $1,2 U_\Phi$ с тем, чтобы обеспечить необходимое напряжение при наличии несимметрии.

Для примера в табл. 2 приведены наибольшие значения напряжений промышленной частоты, измеренные после разрыва передачи в схеме а рис. 1. При измерениях у шин приемной подстанции был установлен дополнительный реактор и, кроме того, все реакторы передачи были снабжены дополнительными обмотками.

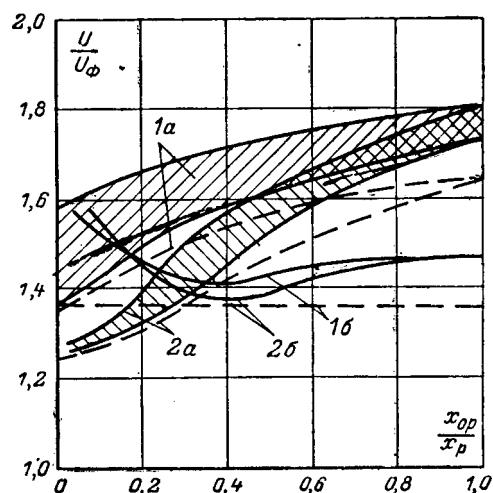


Рис. 3. Зависимость наибольших восстанавливавшихся напряжений на разряднике и установившихся напряжений на линии от сопротивления нулевой последовательности x_0p реакторной группы ($x_p = 1880$ ом).

1 — при изменении сопротивления реакторной группы, установленной у шин приемной системы; 2 — при изменении сопротивления всех реакторных групп, установленных на передаче; остальные обозначения те же, что и на рис. 2.

Таблица 2

Состояние выключателей			Аварийное состояние схемы	Напряжение в точке (рис. 1)			
B-1	B-2	B-3		1	2	3	4
+	-	-	I	1,21 (1,11)	1,32 (1,33)	1,32 (1,33)	1,32 (1,27)
			II	1,19 (1,19)	1,35 (1,35)	1,33 (1,34)	1,35 (1,38)
-	-	+	I	1,25 1,31	1,25 1,37	1,31 1,42	1,21 1,16
			II				

Условные обозначения те же, что в табл. 1.

тельными обмотками, соединенными в треугольник. Сопротивление нулевой последовательности реакторной группы в модели составляло 30% от сопротивления прямой последовательности. Приведенные данные показывают, что применение перечисленных выше средств позволило снизить напряжения промышленной частоты до уровня 1,4 U_{Φ} как при симметричной нагрузке фаз линии, так и при несимметричных коротких замыканиях на линии.

При действии автоматических регуляторов возбуждения (АРВ) и под влиянием насыщения силовых трансформаторов указанный уровень напряжений промышленной частоты изменяется незначительно. В табл. 2 в скобках указаны значения напряжений, определенные с учетом насыщения силовых трансформаторов. Относительная характеристика намагничивания трансформаторов при измерениях на модели соответствовала характеристике, опубликованной в [Л. 4]. Появление при насыщении трансформаторов высших гармонических составляющих в напряжении компенсирует снижение основной составляющей, вследствие чего амплитуда напряжения, как видно из приведенных данных, практически не меняется. Влияние автотрансформаторов значительно слабее, поскольку номинальная индукция у них ниже, чем у трансформаторов, и для насыщения требуются более высокие значения напряжений. Заметное снижение

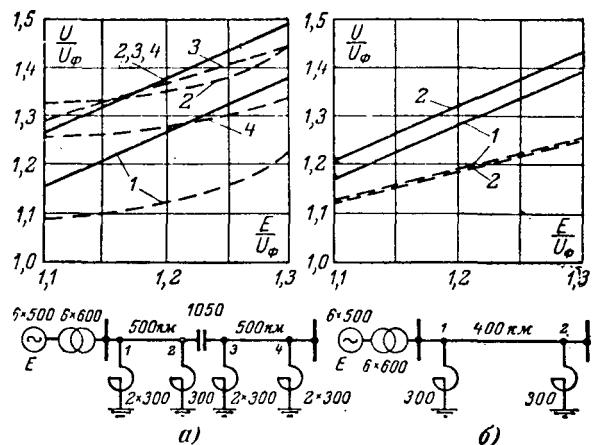


Рис. 4. Зависимость амплитудных значений напряжения промышленной частоты от э. д. с. E питающей станции.

— без учета насыщения силовых трансформаторов;
— — с учетом насыщения.

амплитуд напряжения проходит лишь при сильном насыщении трансформаторов, которое достигается, например при действии АРВ. На рис. 4 приведены зависимости напряжений от э. д. с. питающей станции после разрыва передачи. При этом рассматриваются напряжения, возникающие при отсутствии коротких замыкания на линии, так как при коротких замыканиях передача отключается прежде, чем регуляторы успевают изменить э. д. с. исходного режима. Как видно из приведенных зависимостей, в схеме б (рис. 1) насыщение трансформаторов практически полностью компенсирует увеличение напряжений под действием АРВ. Несколько слабее влияние насыщения в этом случае в схеме а (рис. 1), тем не менее амплитуды напряжения промышленной частоты и при действии АРВ ни в одном из пунктов передачи не поднимаются выше 1,45 U_{Φ} .

Ограничение напряжений промышленной частоты, естественно, снижает перенапряжения и в переходных процессах. Для рассмотренной выше схемы а с двумя реакторами у шин приемной подстанции и дополнительными реакторными обмотками, соединенными в треугольник на всех реакторах передачи, наибольшие измеренные на модели перенапряжения при включении линии имели значение порядка 1,9—2,0 U_{Φ} . При измерениях включение всех трех фаз линии производилось при амплитудном значении напряжения каждой фазы на шинах станции. Перенапряжения после разрыва передачи при несимметричных коротких замыканиях на линии могут достигать уровня 2,4 U_{Φ} . Наибольшие перенапряжения обычно возникают при раз-

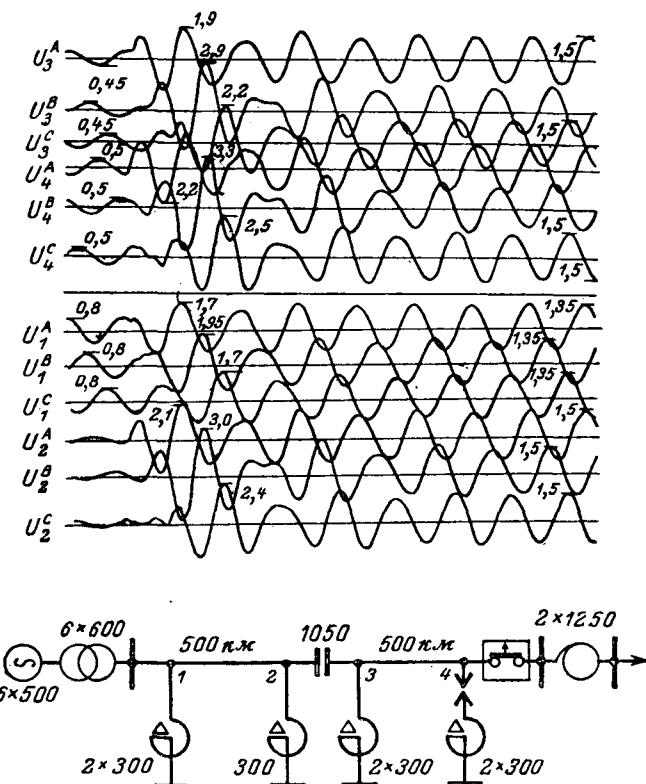


Рис. 5. Напряжения в схеме а рис. 1 при разрыве передачи

рыве передачи после нарушения синхронной работы станции и приемной системы. На рис. 5 приведена осциллограмма напряжений, зарегистрированных на модели при разрыве передачи у шин приемной подстанции в момент максимального расхождения векторов э. д. с. станции и приемной системы. В обозначениях напряжений подстрочный индекс указывает пункт электропередачи, в котором производились измерения; надстрочный индекс — фазу, на которой измерено напряжение. При измерениях отключенные в исходном режиме максимальной нагрузки реакторы присоединялись к линии в переходном процессе через искровые промежутки с пробивным напряжением $1,5 U_{\Phi}$. С учетом возможного действия АРВ э. д. с. питающей станции принималась равной $1,3 U_{\Phi}$. Как видно из приведенных осциллограмм, наибольшая амплитуда фазного напряжения в месте разрыва передачи появляется лишь на третьей полуволне и достигает значения $3,3 U_{\Phi}$. В середине электропередачи (точка 2) фазные напряжения практически не отличаются по форме от напряжений в месте разрыва передачи, но наибольшая амплитуда напряжения не превышает $3 U_{\Phi}$. Несколько меньших значений достигают перенапряжения при разрыве передачи у шин станции. В этом случае наибольшая амплитуда фазного напряжения в месте разрыва передачи имеет значение $3 U_{\Phi}$, а в середине электропередачи (точка 3) — $2,9 U_{\Phi}$.

На рис. 6 приведены осциллограммы напряжений при разрыве передачи у шин промежуточной подстанции в схеме б (рис. 1). В переходном процессе амплитуда первой полуволны напряжения достигает значения $2,3 U_{\Phi}$, амплитуда второй полуволны (наибольшая) — $2,6 U_{\Phi}$. Длительность полуволны напряжения в рассмотренных переходных процессах равна примерно 6—8 мсек.

Как показали измерения, для ограничения напряжений до уровня $2,1 U_{\Phi}$ установленные в схеме а (точка 2) разрядники должны пропустить ток с амплитудой порядка $3,5 \text{ ka}$, а разрядники, установленные в точке 4, — ток с амплитудой порядка 2 ka . Для ограничения до того же уровня перенапряжений в схеме б установленный в месте разрыва передачи разрядник должен пропустить ток с амплитудой, равной $1,1$ — $1,2 \text{ ka}$.

При расчете токов разрядника необходимо учитывать влияние индуктивных сопротивлений, подсоединеных в месте установки разрядника, благодаря которым могут существенно увеличиваться проходящие через разрядник токи. Кроме того, благодаря медленному нарастанию амплитуд напряжения в переходном процессе первое срабатывание разрядника обычно предшествует появлению полуволны напряжения с наибольшей амплитудой и ограничивает эту амплитуду. Поэтому для определения наибольшего тока необходимо вычислить амплитуды его, по крайней мере, для первых двух срабатываний.

Приведенные выше перенапряжения и токовые нагрузки получены для достаточно тяжелых условий, вероятность появления которых в электропередачах мала. Учет статистических закономерностей

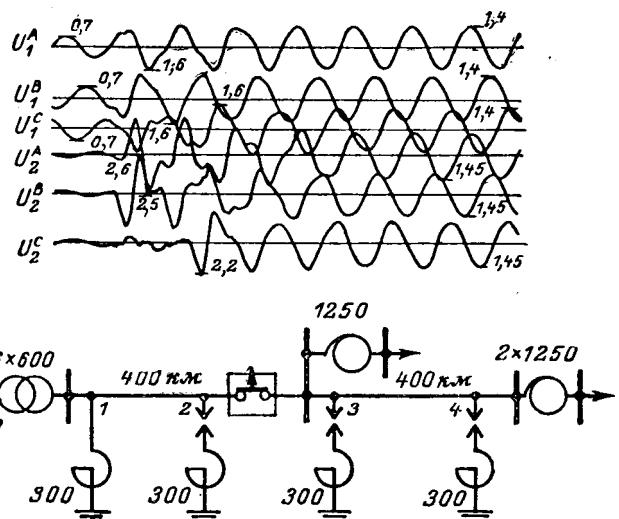


Рис. 6. Напряжения в схеме б рис. 1 при разрыве передачи у шин промежуточной подстанции.

в распределении амплитуд перенапряжений позволяет снизить расчетные нагрузки разрядников. Возможно также снижение токовых нагрузок разрядника путем применения специальных средств, таких как автоматика асинхронного хода, локализующая коммутации разрыва в пунктах передачи, где они сопровождаются меньшими перенапряжениями, и др. Однако и приведенные выше данные свидетельствуют об умеренных требованиях к нагрузочной способности рабочих сопротивлений разрядника.

Выводы. Защита от перенапряжений электроподходования 750 кв, как и оборудования 500 кв, может быть осуществлена с помощью магнитно-вентильных разрядников. При этом требуется лишь некоторое дополнительное увеличение степени компенсации реактивной мощности в аварийных схемах электропередач. Необходимая степень компенсации достигается с помощью вполне доступных средств, применение которых, безусловно, оправдано экономическим эффектом, полученным от снижения уровней изоляции. Применение этих средств снижает также перенапряжения в переходных процессах, что обеспечивает приемлемые требования для разрядников с точки зрения предельной нагрузки рабочих сопротивлений.

Литература

1. Акопян А. А., Панов А. В., Шматович В. В. и Ярошенко А. И., Уровни перенапряжений и требования к изоляции в электропередачах 700 кв переменного тока, «Вестник электропромышленности», 1962, № 2.
2. Лысков Ю. И. и Рокотян С. С., Защита от внутренних перенапряжений дальних электропередач 500 кв, «Электрическая станция», 1963, № 3.
3. Фотин В. П., Повышение напряжений в длинных линиях при несимметричных коротких замыканиях на землю, Госэнергоиздат, 1958.
4. Акопян А. А., Комаров А. Н. и Фотин В. П., Измерение характеристик намагничивания силового трансформатора и шунтирующего реактора 400 кв, сб. статей «Исследования и пусконаладочные работы на электропередаче 400 кв Волжская ГЭС им. В. И. Ленина — Москва», Госэнергоиздат, 1959.

[18.5.1965]

Снижение разрядного напряжения и напряжения гашения вентильных разрядников при увлажненном загрязнении

Канд. техн. наук В. В. ШМАТОВИЧ и инж. В. А. ФИЛИМОНОВ

Всесоюзный электротехнический институт им. Ленина

Внешняя изоляция аппаратов высокого, а особенно сверхвысокого напряжения обычно комплектуется из ряда последовательных единичных изоляторов. Естественно, что одним из основных факторов, определяющих общую электрическую прочность такой многоэлементной изоляции, является распределение напряжения по ее элементам.

Для ряда электрических аппаратов, в особенности для защитных разрядников, характер распределения напряжения по элементам важен с точки зрения их нормальной работы, т. е. обеспечения стабильности пробивного напряжения разрядников и возможности гашения сопровождающего тока при заданном напряжении.

Любая изоляция обладает емкостной и активной проводимостями. При напряжении промышленной частоты обе эти проводимости влияют на распределение напряжения. В передачах постоянного тока постоянная составляющая напряжения распределяется по последовательным элементам в соответствии с их активной проводимостью.

Активная проводимость внешней фарфоровой изоляции в сухом состоянии даже при пылевом загрязнении на несколько порядков ниже, чем емкостная при промышленной частоте. Однако при увлажнении загрязненной изоляции распределение напряжения и при промышленной частоте в основном определяется величиной и характером токов утечки по поверхности изоляции.

Токи утечки по поверхности фарфоровых изоляторов. Величины токов утечки по поверхности загрязненной и увлажненной изоляции зависят от конфигурации изолятора, величины напряжения, степени и характера увлажненного загрязнения. Как показывает опыт эксплуатации при номинальном напряжении, токи утечки по поверхности

увлажненной опорной изоляции в районах с нормальным загрязнением могут доходить до 10—20 ма. В районах с повышенным загрязнением фиксировались и большие токи.

Вряд ли можно ожидать резкой неравномерности загрязнения отдельных элементов одного и того же аппарата. Действительно, напряжение по многоэлементной изоляции при испытании под дождем распределяется практически равномерно при условии отсутствия увеличения потока воды на нижних изоляторах. При загрязнении цементом и увлажнении поверхности изолятора ток утечки пропорционален напряжению при постоянстве длины пути утечки и конфигурации изолятора. Однако под влиянием тока утечки изоляция подсыхает и ток снижается (рис. 1). В первом приближении можно считать, что проводимость поверхности увлажненного и загрязненного изолятора постоянна в течение определенного отрезка времени. При дальнейшем подсыхании ток утечки продолжает снижаться, а затем при определенном токе, зависящем от степени загрязнения, начинается «режим прерывистых токов» (рис. 2), характеризующийся резкими снижениями тока с последующим его восстановлением до прежней величины.

При увеличении степени загрязнения величина тока, при которой начинается «режим прерывистых токов», увеличивается. Дальнейшая подсушка поверхности изолятора сопровождается заметным увеличением периодов малых токов и некоторым снижением амплитудных значений.

Распределение напряжения по элементам изоляционной конструкции в «режиме прерывистых токов». «Режим прерывистых токов» сопровождается появлением частичных дуговых перекрытий на поверхности изолятора. Это дает основание предполагать, что имеет место высыхание отдельных участков с последующим их дуговым перекрытием. Естественно, что на одном из последовательных изоляторов условия, определяющие режим прерывистых токов, возникнут раньше, так как некоторое повышение сопротивления какого-либо участка приведет к более интенсивному его подсушиванию. Это обусловливает повышение напряжения на данном участке, а следовательно, и на данном элементе. Элементарный опыт подтвердил это предположение.

На два последовательных, предварительно загрязненных и увлажненных опорных изолятора высотой 500 мм было подано постоянное напряжение. Фиксировались общий ток утечки и напряжения на каждом изоляторе. Вначале в режиме постоянного тока утечки напряжение распределялось практически равномерно, затем одновременно с появлением «режима прерывистых токов» распределение напряжения существенно искалилось, причем наблюдались резкие перебросы напряжения с одного элемента на другой. Перегрузка одного из элемен-

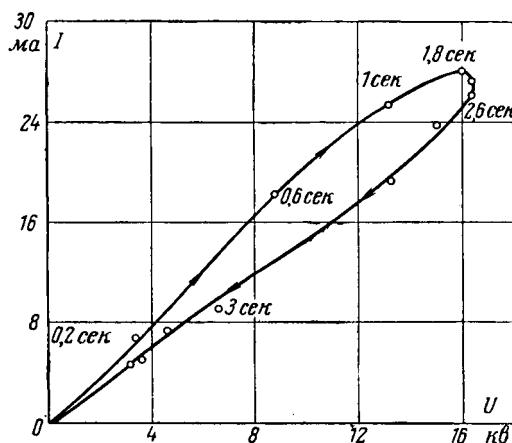


Рис. 1. Зависимость токов утечки по поверхности фарфорового чехла от напряжения. Цифры на кривой указывают время от начала приложения напряжения. Высота чехла с армированным фланцем 500 мм. Длина пути утечки 570 мм.

тов доходила до 1,7-кратной. Если бы один из элементов полностью потерял проводимость, то перегрузка была бы двукратной.

Следовательно, один из элементов не полностью терял проводимость и имел место режим, показанный на осциллограммах рис. 2, а и б.

Однако, как видно на осциллограмме рис. 2, в, следует также считаться с практически полной потерей проводимости одним из элементов.

При увеличении числа последовательных изоляторов возможны более чем двукратные перегрузки отдельных элементов. Следует, правда, учитывать, что высохший участок будет препятствовать безграничному повышению напряжения на данном элементе. Пробивное напряжение разрядников определяется в сухом состоянии и под дождем. В режиме же подсыхания изоляции (в режиме «прерывистых токов утечки») возможно резкое снижение их пробивного напряжения. Эксплуатация разрядников постоянного тока в передаче Волгоград—Донбасс подтвердила это предположение. Пуск передачи в сырую погоду (роса, увлажнение изоляции после дождя, туман) часто сопровождался ложными срабатываниями разрядников спустя несколько десятых долей секунды после подачи на них напряжения. Непосредственное измерение на одном из разрядников в увлажненном состоянии показало, что первоначально (после подачи напряжения) равномерное распределение напряжения со временем резко нарушается (1,5-кратная перегрузка одного из элементов).

Влияние принудительной активной шунтировки на распределение напряжения по элементам разрядника. Одним из эффективных средств улучшения распределения напряжения по многоэлементной изоляции является принудительная активная шунтировка отдельных элементов. Обычно стремится применить нелинейную шунтировку элементов, когда увеличение тока через сопротивление вызывает непропорционально меньшее падение напряжения на сопротивлении. Это приводит к лучшему выравнивающему действию шунтировки при данном токе и номинальном (длительно приложенном) напряжении. Последнее обстоятельство важно, так как шунтирующие сопротивления располагаются внутри чехла и выделяющаяся в них энергия при номинальном напряжении должна рассеиваться без недопустимого их перегрева.

Для расчета влияния шунтировки на распределение напряжения в «режиме прерывистых токов утечки», исходя из полученных данных, примем следующие исходные положения:

1. Изоляционная конструкция состоит из n последовательных элементов.

2. Ток утечки по поверхности изоляции линейно зависит от напряжения на элементе.

3. Ток принудительной шунтировки создается нелинейным сопротивлением с характеристикой $u = ki^\alpha$.

4. В одном из n элементов начался «режим прерывистого тока», в результате чего он на какое-то мгновение полностью потерял проводимость по поверхности.

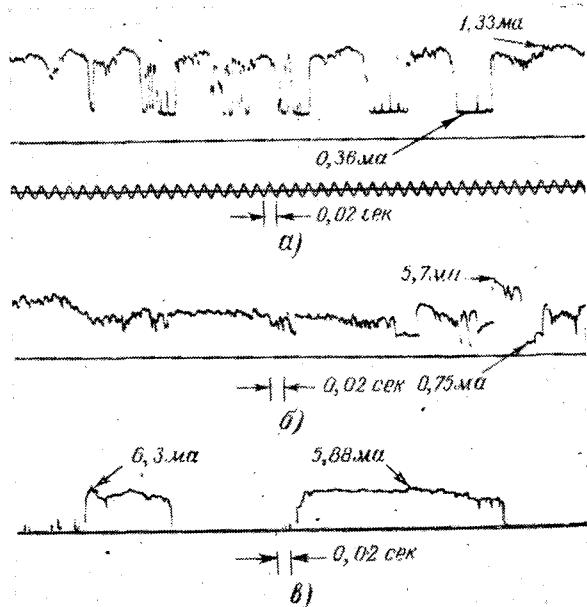


Рис. 2. Осциллограммы «режима прерывистых токов» по загрязненным и увлажненным изоляторам при напряжении около 20 кв.

Примем следующие обозначения:

U — напряжение на многоэлементной изоляции; U_n — номинальное напряжение на многоэлементной изоляции;

n — количество элементов;

U_1 — напряжение на элементе, потерявшем проводимость (высохшем);

I_y — ток утечки по поверхности изоляции увлажненного элемента при напряжении U_n ;

$I_{\text{ш}}$ — ток шунтировки элемента при напряжении U_n ;

α — коэффициент нелинейности шунтирующего сопротивления ($u = ki^\alpha$).

При этом получим аналитическую зависимость:

$$\frac{I_y}{I_{\text{ш}}} = \left(\frac{n}{U_n} \right)^{1/\alpha-1} \left[\frac{U_1^{1/\alpha} (n-1)}{U - U_1} - \left(\frac{U - U_1}{n-1} \right)^{1/\alpha-1} \right]. \quad (1)$$

Применим к разряднику нас интересует снижение пробивного напряжения в рассматриваемом режиме. Пробой разрядника начнет развиваться при условии, что на одном из его элементов напряжение возрастает до пробивного:

$$U_1 = U_{\text{пр.эл.}} \quad (2)$$

Введем понятие относительного пробивного напряжения:

$$U_{\text{пр.эл.}}^* = \frac{U_{\text{пр.}}}{U_{\text{пр.эл.}}}, \quad (3)$$

где $U_{\text{пр.}}$ — пробивное напряжение разрядника в «режиме прерывистого тока».

После подстановки (2) и (3) в формулу (1) получим:

$$\frac{I_y}{I_{\text{ш}}} = \left(\frac{U_{\text{пр.эл.}} n}{U_n} \right)^{1/\alpha-1} \left(\frac{n-1}{U_{\text{пр.}}^* (n-1)} - \left(\frac{U_{\text{пр.}}^* (n-1)}{n-1} \right)^{1/\alpha-1} \right) = \\ = m^{1/\alpha-1} \left[\frac{n-1}{U_{\text{пр.}}^* (n-1)} - \left(\frac{U_{\text{пр.}}^* (n-1)}{n-1} \right)^{1/\alpha-1} \right], \quad (4)$$

где

$$m = \frac{U_{\text{пр.зл}} n}{U_h} \quad (5)$$

представляет отношение пробивного напряжения разрядника в сухом состоянии к его номинальному напряжению, при котором определяются токи I_y и I_{sh} .

По полученной аналитической зависимости (4) построены графики на рис. 3, показывающие снижение пробивного напряжения многоэлементных разрядников при $t=2,88$ и $a=0,33$ (реальное условие работы одного из разрядников постоянного тока передачи Волгоград — Донбасс).

Измеренные в эксплуатации токи утечки одного из разрядников при редком и влажном снеге составили 3—4 ма. При принятой для этих разрядников шунтировке $I_{ш}=0,2$ ма и утечке 3 ма $\left(\frac{I_y}{I_{ш}}=15\right)$

$= 15$) из кривых на рис. 3 для $n=5$ следует считаться со снижением пробивного напряжения примерно в 2 раза. Действительно, в эксплуатации подобные разрядники срабатывали иногда при номинальном напряжении.

При постоянном напряжении пробой одного из элементов не прекратится, и последующее развитие пробоя может завершиться либо мгновенно (если приложенного напряжения достаточно для пробоя оставшихся элементов даже при условии равномерного распределения напряжения), либо после появления на них «режима прерывистых токов». Таким образом, снижение пробивного напряжения разрядника постоянного тока целиком определяется рассмотренными выше условиями пробоя одного из элементов. При переменном напряжении промышленной частоты полный пробой может не завершиться в пределах, близких к амплитудным значениям напряжения. Тогда картина полного пробоя усложнится в связи с гашением тока в первоначально пробитом элементе при проходе напряжения через нулевое значение.

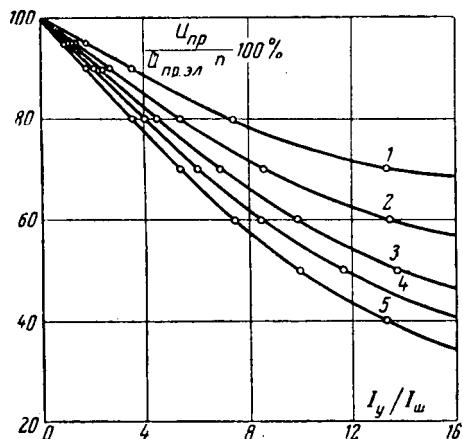


Рис. 3. Снижение пробивного напряжения разрядника при увлажненном загрязнении в зависимости от соотношения токов утечки и токов шунтировки

n — число последовательных элементов; 1 — $n=2$; 2 — $n=3$; 3 — $n=5$; 4 — $n=10$; 5 — $n=\infty$.

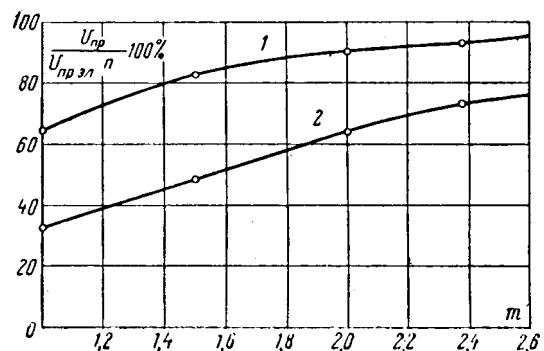


Рис. 4. Снижение пробивного напряжения разрядников при увлажненном загрязнении в зависимости от отношения m пробивного напряжения разрядника в сухом состоянии к номинальному напряжению.

$$1 - \frac{I_y}{I_{\text{av}}} = 1,5; 2 - \frac{I_y}{I_{\text{av}}} = 6.$$

Условие мгновенного пробоя разрядника после пробоя первого элемента следующие:

$$U^*_{\text{np}} \geq \frac{n-1}{n}. \quad (6)$$

При этом сделанные ранее выводы справедливы и для переменного тока.

Опыт применения нелинейных шунтирующих сопротивлений в разрядниках показывает, что при существующей конструкции можно реализовать токи шунтировки при номинальном напряжении порядка 1—2 ma без недопустимого перегрева разрядника. При этом даже обычные токи утечки 5—10 ma приведут к снижению пробивного напряжения разрядников примерно на 20%. Для того чтобы ограничиться снижением пробивного напряжения в специфических условиях «режима прерывистых токов» не более чем на 10%, следует увеличить токи утечки примерно до 4—5 ma , что потребует конструктивных изменений шунтировки.

Увеличение числа последовательных элементов приводит, как это видно из рис. 3, к заметному снижению пробивного напряжения при переходе от двух элементов до пяти. В дальнейшем это влияние снижается. Следует еще учесть, что при увеличении номинального напряжения единичного элемента (за счет снижения числа элементов) абсолютное увеличение напряжения на нем в режиме потери проводимости участка элемента будет ограничено электрической прочностью этого участка. Отсюда очевидно, что следует стремиться к снижению числа последовательных элементов в вентильных разрядниках, т. е. увеличивать номинальное напряжение единичных элементов.

При снижении пробивного напряжения разрядника относительно его номинального напряжения (m) степень неравномерности распределения напряжения увеличивается (рис. 4). Кривые на рис. 4 можно рассматривать и как снижение напряжения гашения этого же разрядника, но за m следует принимать отношение напряжения гашения к номинальному напряжению. Поскольку напряжение гашения вентильных разрядников переменного

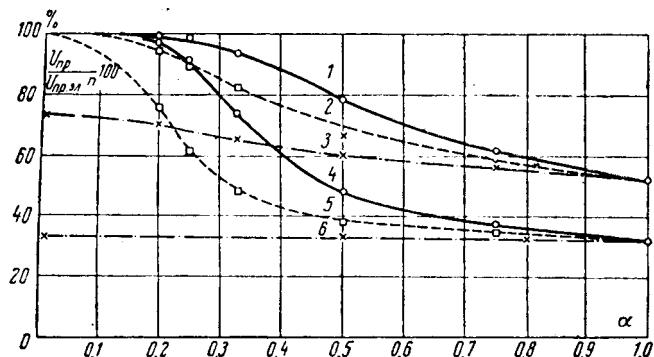


Рис. 5. Снижение пробивного напряжения разрядников при увлажненном загрязнении в зависимости от нелинейности шунтирующих сопротивлений для пяти последовательных элементов.

$$1, 2 \text{ и } 3 - \frac{I_y}{I_{\text{ш}}} = 1,5; 4, 5 \text{ и } 6 - \frac{I_y}{I_{\text{ш}}} = 6;$$

○ — $m = 2,38$; □ — $m = 15$; × — $m = 1,0$.

тока обычно принимается в пределах 1,0—1,4 длительно допустимого, а пробивное напряжение составляет 2—3 допустимого, то, как это видно из рис. 4, напряжение гашения снижается при тех же условиях заметно больше, чем пробивное. Так, при сравнительно низком отношении $\frac{I_y}{I_{\text{ш}}} = 1,5$, реальной нелинейности $\alpha = 1/3$, $n = 5$ и $m = 1$ напряжение гашения снижается на 35%. Это означает, что при срабатывании разрядника в «режиме прерывистых токов» возможны случаи отказа в гашении. Вероятность этого такая же, как и вероятность снижения пробивного напряжения, поскольку вслед за срабатыванием разрядник вынужден гасить сопровождающий ток.

Представляет интерес рассмотреть влияние нелинейности шунтирующего сопротивления. На рис. 5 показана зависимость относительного снижения пробивного напряжения $U^*_{\text{пр}}$ от нелинейности шунтирующих сопротивлений для пяти элементов при различных значениях m . Наиболее сильная зависимость проявляется в области реальной нелинейности ($\alpha \approx 0,3$). При меньших значениях m кривые смещаются влево и зависимость в области реальных значений α сглаживается, а при $m = 1$ зависимость от α очень небольшая.

Рассмотренные режимы снижения пробивного напряжения разрядников могут иметь место при условии совпадения перенапряжений, достаточных для срабатывания разрядника, с «режимом прерывистого тока», т. е. с режимом подсушки изоляции или ее первоначальным увлажнением. Это обстоятельство и сравнительно высокое пробивное напряжение наиболее распространенных разрядников типа РВС делают маловероятными проявление снижения пробивного напряжения в эксплуатационных условиях. Однако при современной тенденции снижения уровня пробивного напряжения вентильных разрядников вероятность появления таких режимов в эксплуатации резко возрастет.

Неблагоприятно также и снижение высоты разрядников, а следовательно, и путей утечки по поверхности изоляции, если это не позволяет сделать разрядник в одном чехле или уменьшить количество элементов. Увеличение же номинального напряжения элементов с рассмотренной точки зрения следует признать рациональным.

Выводы. 1. Наибольшую опасность, с точки зрения искажения распределения напряжения по многоэлементной изоляции, представляет «режим прерывистых токов», возникающий при подсыхании увлажненной и загрязненной изоляции.

2. Нелинейная шунтировка значительно улучшает распределение напряжения по элементам вентильных разрядников. Однако при токах утечки порядка 5—10 ma следует считаться с вероятностью заметного снижения пробивного напряжения в условиях их подсушки после увлажнения или начала увлажнения.

3. Срабатывание вентильных разрядников при искаженном распределении напряжения может привести к их повреждению (негашению), так как при напряжении гашения распределение напряжения значительно хуже, чем при пробивном напряжении.

4. При определении пробивного напряжения вентильных разрядников целесообразно (особенно для разрядников, предназначенных для районов сильного загрязнения) ввести испытания при увлажненном загрязнении в режиме подсыхания.

5. С точки зрения распределения напряжения при конструировании разрядников целесообразно стремиться к увеличению номинального напряжения последовательных элементов.

[28.11.1965]



Импульсная корона на одиночных и расщепленных проводах

Инж. Б. Б. БОЧКОВСКИЙ
ВНИИЭ

При разработке мер по обеспечению грозоупорности ЛЭП и подстанций большое значение придается учету влияния импульсной короны, сопровождающей атмосферные перенапряжения, возникающие на проводах и тросах. Импульсная корона вызывает увеличение коэффициентов связи между тросом и проводами, уменьшение волновых сопротивлений тросов и проводов и деформацию фронта волн, распространяющихся по линии. Все это существенно облегчает устройство грозозащиты ЛЭП и подстанций и является предметом многочисленных исследований наряду с исследованиями самого явления импульсной короны. Экспериментальное изучение деформации волн и изменения коэффициентов связи между проводами под действием импульсной короны проводилось рядом авторов [Л. 1—4] на реальных линиях при подаче на них волн от импульсного генератора напряжений. Следует отметить весьма большую трудоемкость и вытекающую отсюда ограниченность экспериментов.

Поэтому важной задачей является получение обобщающих зависимостей, позволяющих распространить немногочисленные экспериментальные данные на различные случаи, встречающиеся на практике. Основой такого подхода является функция емкости провода при короне от напряжения $C_{ст} = \phi(u)$ или, что то же самое, зависимость коэффициента связи между коронирующим и некоронирующим проводом от напряжения $k_{ст} = \Psi(u)$, получаемая в статических условиях, т. е. в экспериментах на коротких отрезках проводов. Отсюда можно [Л. 5—7] определить деформацию фронта волн в однопроводной линии с помощью введения понятия фазовой скорости, с которой распространяется отдельная ордината фронта u :

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC_d}}, \quad (1)$$

где L — индуктивность провода на единицу длины;
 Q — заряд единицы длины провода при напряжении на проводе u ;
 C_d — динамическая емкость провода на единицу длины,

$$C_d = \frac{\partial Q}{\partial u} = \frac{\partial C_{ст}u}{\partial u}. \quad (2)$$

Сдвиг фронта волны в сторону запаздывания при напряжениях, превышающих напряжение начала короны при пробеге вдоль линии, определяется выражением

$$\Delta t = \frac{l}{v} - \frac{l}{c} \text{ [мксек]}, \quad (3)$$

где c — скорость света в воздухе;
 l — длина пробега вдоль линии.

Помимо вычисления деформации волн, была показана [Л. 6 и 7] возможность определения влия-

ния импульсной короны на волновое сопротивление провода z_k и коэффициент связи между проводами в волновом режиме k_d при напряжении u :

$$z_k = \frac{u}{i} = \frac{u}{\int_0^u \frac{du}{\sqrt{\frac{L}{C_d}}}} = \frac{uZ_0}{\int_0^u \sqrt{\frac{C_d}{C_0}} du}; \quad (4)$$

$$k_d = \frac{k_0 Z_0}{z_k}, \quad (5)$$

где C_0 , C_d — соответственно геометрическая и динамическая емкости коронирующего провода;

Z_0 — волновое сопротивление провода в отсутствие короны;

k_0 — геометрический коэффициент связи.

Исследование статических характеристик проводов проводилось рядом авторов на моделях. В экспериментах ЛПИ [Л. 8] использовались тонкие провода при высоте подвески над землей 1,5—3,5 м. Полученные на основании эксперимента данные экстраполировались на реальные высоты подвески провода над землей на ЛЭП [Л. 9], и в ряде случаев использование этих данных давало удовлетворительное совпадение с экспериментом по непосредственному измерению деформации волн.

В опытах Вагнера [Л. 10] провод подвешивался на высоте 3 м над землей. Полученные данные использовались без какого-либо пересчета для определения деформации волн в линии с таким же проводом при высоте подвески 19 м.

М. В. Костенко [Л. 4], используя эксперименты по деформации волн напряжения под действием импульсной короны на установке с высотой подвеса одиночных проводов 8—10 м, предложил эмпирическую зависимость для расчета деформации.

В экспериментах Мак Канна [Л. 11] гладкие провода подвешивались на высоте 3,05; 9,15 и 15,25 м над землей и были получены зависимости коэффициентов связи от напряжения.

В работе Д. В. Разевига [Л. 7] на основании предпосылки о сплошной структуре коронного чехла и постоянного значения градиента на его поверхности, определенного по экспериментам Мак Канна при высоте подвески провода 9,15 м, выводится зависимость для определения характеристик импульсной короны, справедливая для определенного диапазона высот подвески провода.

В настоящее время не имеется метода пересчета данных одних авторов к данным других авторов и, что более важно, метода пересчета данных, полученных на модели, к условиям реальной линии, т. е. к реальным проводам, подвешенным на высоте 10—40 м. Представляют интерес также характеристики импульсной короны на расщепленных фазах различного типа.

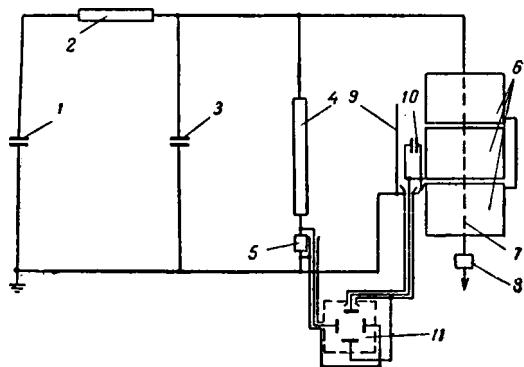


Рис. 1. Принципиальная схема установки для определения вольт-кулоновых характеристик импульсной короны на проводах в цилиндре.

1 — генератор импульсных напряжений (ГИН); 2 — фронтовое сопротивление; 3 — фронтовая емкость; 4 — омический делитель сопротивлением 6 кОм; 5 — шунт к омическому делителю; 6 — металлический цилиндр диаметром 300 см; 7 — исследуемый провод; 8 — груз; 9 — металлический экран; 10 — конденсатор; 11 — пластины осциллографа ОК-17м.

В настоящей работе зависимость статической емкости от напряжения $C_{ст} = \phi(u)$ была получена в виде вольт-кулоновых характеристик импульсной короны (зависимость заряда на проводе и в коронном чехле от напряжения между проводом и цилиндром) в цилиндрическом конденсаторе (рис. 1), в котором в качестве внутреннего электрода использовался исследуемый провод, а в качестве внешнего электрода — металлический цилиндр диаметром 3 м, состоящий из трех секций длиной 2 м каждая. Центральная секция использовалась для измерений, а две другие заземлялись и служили для устранения краевых эффектов.

Волна напряжения 1,2/40 мксек (рис. 2) с максимальной амплитудой 650 кВ создавалась генератором импульсных напряжений (ГИН). Для измерения напряжения был использован омический делитель сопротивлением 6 кОм и осциллограф ОК-17м. Для измерения заряда на проводе между центральной секцией цилиндра и землей включалась емкость с диэлектриком из слюды; напряжение на этой емкости, пропорциональное заряду провода, подавалось отрезком кабеля 2 м на вторую пару пластин осциллографа.

Импульсная корона на одиночных проводах. На рис. 3 представлены типичные осциллограммы вольт-кулоновых характеристик импульсной короны для одиночного гладкого провода диаметром 3,7 мм. Каждая фотография представляет собой наложение нескольких вольт-кулоновых характеристик, полученных при различных амплитудах приложенного напряжения. Восходящие ветви характеристик фиксируются в виде тонких линий и соответствуют фронту волны напряжения; ниспадающие части записаны на хвосте волны. Пунктирная прямая представляет собой геометрическую емкость. Наклон этой прямой на конкретной осциллограмме вольт-кулоновых характеристик исследуемого провода, полученной при соответствующей величине сопротивления и емкости шунтов, определялся следующими тремя методами:

1) расчетом по известным значениям сопротивлений омического делителя и шунта, емкости

емкостного шунта, чувствительности пластин осциллографа и вычисленному значению емкости провода в цилиндре;

2) пересчетом наклона вольт-кулоновой характеристики исследуемого провода на осциллограмме, полученной при других шунтах и для напряжений, меньших напряжения начала короны, с учетом соотношения между сопротивлением и емкостью шунтов в обоих экспериментах;

3) пересчетом наклона вольт-кулоновой характеристики, определенной при тех же шунтах для трубы диаметром 22 см, имеющей большее значение напряжения начала короны, исходя из соотношения расчетных значений геометрической емкости трубы и исследуемого провода в цилиндре.

Использование всех этих методов дало совпадающие результаты.

В соответствии с осциллограммами рис. 3 влияние короны на фронт волны напряжения проявляется в отклонении восходящей ветви вольт-кулоновой характеристики от пунктирной прямой, характеризующей геометрическую емкость. Это отклонение с ростом напряжения становится все более заметным, поскольку с увеличением перенапряжения по отношению к напряжению начала короны происходит возрастание геометрических размеров коронного чехла, а также внедряемого в него заряда.

Зависимость между значением заряда на проводе и в коронном чехле и перенапряжением может быть представлена в виде эмпирического критериального соотношения $\frac{Q}{Q_{н.к.}} \text{ от } \frac{u}{U_{н.к.}}$, где Q — заряд на проводе при напряжении u ; $Q_{н.к.}$ — заряд на проводе при напряжении начала короны $U_{н.к.}$.

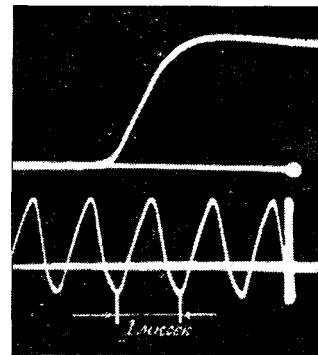


Рис. 2. Форма напряжения ГИИ при опытах.

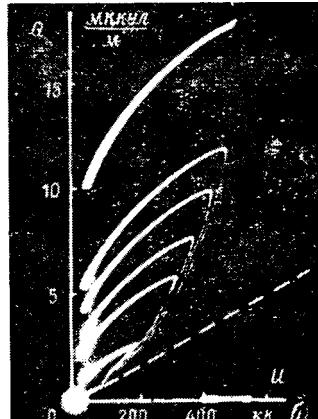
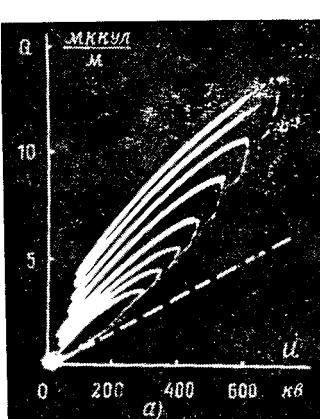


Рис. 3. Осциллограммы вольт-кулоновых характеристик импульсной короны на одиночном гладком проводе диаметром $D=0,37$ см.

а — отрицательная полярность напряжения; б — положительная полярность напряжения.

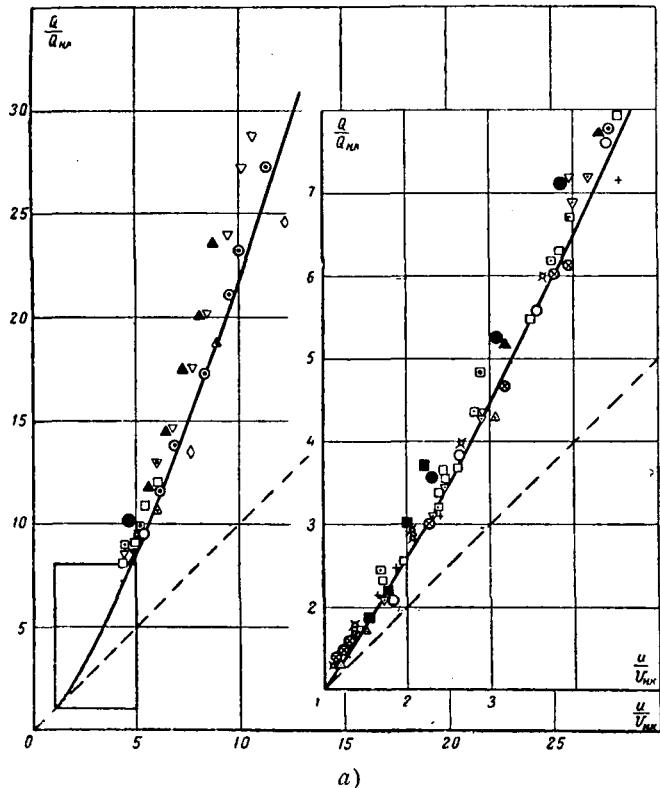


Рис. 4. Экспериментальные данные по измерению характеристик импульсной короны на одиночных проводах в статических условиях в координатах $\frac{Q}{Q_{n,k}} = f\left(\frac{u}{U_{n,k}}\right)$.

а — положительная полярность напряжения; б — отрицательная полярность напряжения.

Напряжение начала короны $U_{n,k}$ определялось в соответствии с [Л. 12]:

$$\left. \begin{aligned} U_{n,k} &= m E_{n,k} r_{np} \ln \frac{2H}{r_{np}}, \\ E_{n,k} &= 30 \left(1 + \frac{0.3}{\sqrt{r_{np}}} \right), \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где H — высота подвески провода над землей, см; m — коэффициент негладкости; для витых проводов равен 0,82, а для гладких проводов — 1;

r_{np} — радиус провода, см;

$U_{n,k}$ — напряжение начала короны, кв.

Эта форма не только отражает зависимость импульсной короны от перенапряжения, но и учитывает такой параметр, как высота провода над землей, поскольку при изменении высоты изменяется $U_{n,k}$.

Вольт-кулоновые характеристики одиночных проводов с диаметрами 0,37; 1,52 и 3,36 см, полученные в настоящей работе и обработанные таким образом, представлены на рис. 4,а и б для положительной и отрицательной полярностей напряжения соответственно. В табл. 1 приведены результаты обработки экспериментов ряда авторов по вольт-кулоновым характеристикам короны и коэффициентам связи для одного и двух коронирующих проводов.

Как следует из рис. 4, экспериментальные данные с некоторым разбросом образуют зависимость, изображенную сплошной кривой; ход геометриче-

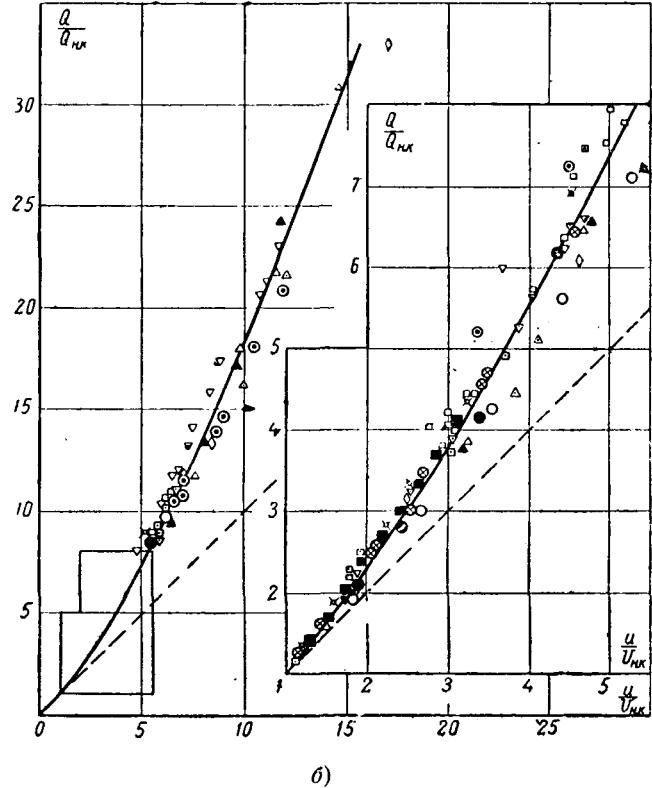


Таблица 1 (к рис. 4а)

Литературный источник	Высота подвески провода над землей (радиус цилиндра), м	Диаметр провода, см	Расстояние между проводами в экспериментах по измерению коэффициента связи, м	Напряжение начала короны, кв	Условное обозначение на рис. 1
По опытам автора в цилиндрическом конденсаторе	(1,5)	3,36	—	228	■
	(1,5)	1,52	—	131	●
	(1,5)	0,37	—	63	▲
По Вагнеру [Л. 10]	3,05	2,3	—	227	△
По данным ЛПИ [Л. 8]	3,5	0,12	0,5	58	○
	3,5	0,12	1,5	58	△
По Мак Канну [Л. 11]	3,05	0,317	0,305	69	△
	3,05	0,317	0,61	69	○
	3,05	0,317	1,22	69	△
	9,15	0,254	2,44	67	○
	15,25	1,59	1,52	262	△
	15,25	1,59	4,27	262	○
	15,25	1,59	6,1	262	△
	15,25	1,59	3,66	314	○
	15,25	1,59	5,5	314	△

ской емкости представлен там же пунктирной прямой.

Зависимости рис. 4 можно описать следующей эмпирической формулой:

$$\frac{Q}{Q_{n,k}} = A + B \left(\frac{u}{U_{n,k}} \right)^{\frac{4}{3}}, \quad (7)$$

где $A=0,15$, $B=0,85$ — при отрицательной полярности напряжения;
 $A=0$, $B=1,02$ — при положительной полярности.

Для получения динамической емкости провода выражение (7) подставляется в (2), что после преобразований дает:

$$C_d = C_0 M \sqrt[3]{\frac{u}{U_{n,k}}}, \quad (8)$$

где $M=1,13$ — при отрицательной полярности напряжения;

$M=1,35$ — при положительной полярности напряжения.

Аналогичным образом, подставляя (8) в (1), получаем выражение для фазовой скорости распространения фронта волны:

$$v = \frac{c}{\sqrt[6]{M} \sqrt{\frac{u}{U_{n,k}}}}. \quad (9)$$

Из выражений (3) и (9) получается сдвиг ординаты напряжения при пробеге волны вдоль линии:

$$\Delta t = 3,33 \left(D \sqrt[6]{\frac{u}{U_{n,k}}} - 1 \right) l \text{ [мксек]}, \quad (10)$$

где $D=1,06$ — при отрицательной полярности напряжения и

$D=1,17$ — при положительной полярности;
 l — пробег волны, км.

Сопоставление расчетных значений запаздывания фронта волны по формуле (10) и некоторых осциллограмм, полученных различными авторами для линий в разнообразных условиях, представлено на рис. 5 и в табл. 2. Как следует из рис. 5 и табл. 2, такое сопоставление дает удовлетворительное соответствие; аналогичный результат был получен и при использовании других экспериментальных данных, опубликованных в литературе.

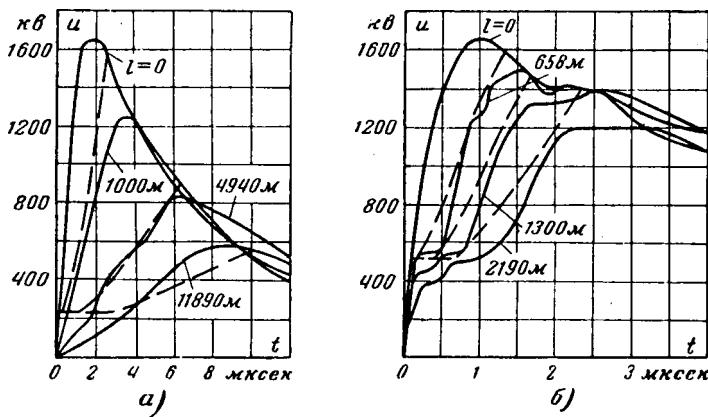
Для расчета коэффициентов связи в динамическом режиме с учетом импульсной короны воспользуемся уравнениями (4), (5) и (8).

Тогда

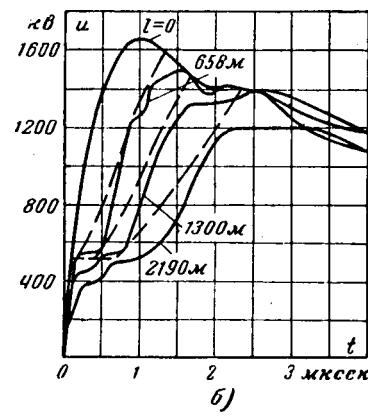
$$\frac{k_d}{k_0} = \frac{Z_0}{z_k} = \frac{Z_0}{u Z_0} = \frac{1}{u} \int_0^u \sqrt{\frac{C_d}{C_0}} du. \quad (11)$$

Разбивая интеграл на две части и подставляя значение C_d из уравнения (8), получаем:

$$\frac{k_d}{k_0} = \frac{1}{u} \int_0^{U_{n,k}} du + \frac{1}{u} \int_{U_{n,k}}^u \sqrt{M \sqrt[3]{\frac{u}{U_{n,k}}}} du = \\ = \frac{U_{n,k}}{u} \left(1 - \frac{6 \sqrt{M}}{7} \right) + \frac{6 \sqrt{M}}{7} \sqrt[6]{\frac{u}{U_{n,k}}}. \quad (12)$$



а)



б)

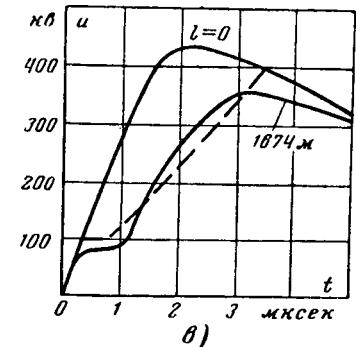


Таблица 2 (к рис. 5)

Литературный источник	Средняя высота подвески провода, м	Диаметр провода, м	Наличие тросов	Напряжение начала короны, кВ	Осциллограмма волны на рис. 5
ХПИ [Л. 2]	8,3	19	—	230	5,а
Вагнер [Л. 3]	19 (Для учета влияния тросов в расчете принята эквивалентная высота 12 м)	50,8 2 троса		510	5,б
ЛПИ [Л. 4]	10	4,52	—	100	5,в

После подстановки численного значения M получим:

для отрицательной полярности напряжения

$$\frac{k_d}{k_0} = 0,09 \frac{U_{n,k}}{u} + 0,91 \sqrt[6]{\frac{u}{U_{n,k}}}, \quad (12a)$$

для положительной полярности напряжения

$$\frac{k_d}{k_0} = \sqrt[6]{\frac{u}{U_{n,k}}}. \quad (12b)$$

Обобщенная характеристика импульсной короны рис. 4 включает также эксперименты по определению коэффициентов связи как с одним, так и с двумя тросами. Поэтому для использования выведенных с ее помощью выражений (12a) и (12b) для случая с двумя тросами напряжение $U_{n,k}$ должно быть отнесено к моменту начала короны

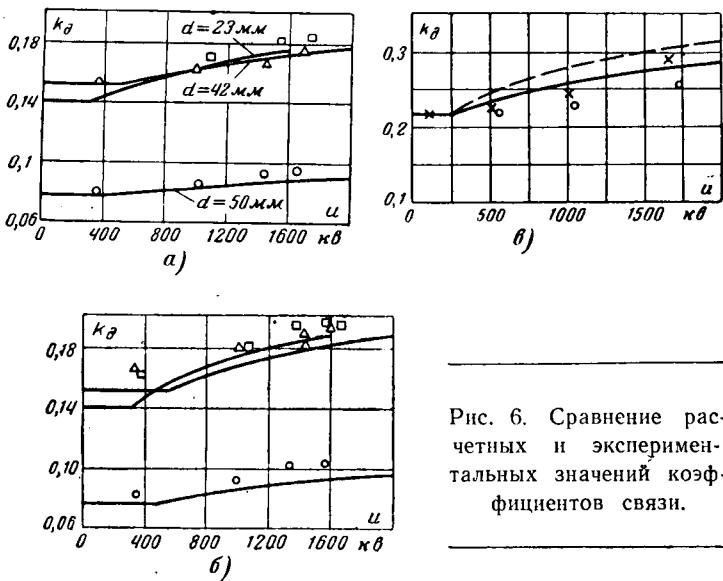


Рис. 6. Сравнение расчетных и экспериментальных значений коэффициентов связи.

Таблица 3 (к рис. 6)

Автор	Диаметр провода, подвергшегося перенапряжению, мм	Полярность напряжения	Условное обозначение	Рисунок
Вагнер [J1. 3]	23*	—	□	6,а
	42*	—	△	
	50**	—	○	
	23*	+	□	6,б
	42*	+	△	
	50**	+	○	
Потужный А. К., Фертик С. М.	19	—	○	6,в

* Коэффициент связи измерен между соседними фазовыми проводами.

** Коэффициент связи измерен между крайними фазовыми проводами.

комбинации из двух тросов, имеющей один и тот же потенциал. Сопоставление измеренных в экспериментах на реальных линиях значений динамического коэффициента связи k_d с рассчитанными значениями по формулам (12а), (12б), представленное на рис. 6 (см. также табл. 3), свидетельствует о возможности оценки влияния короны рассматриваемым методом и в данном случае.

Если согласно [Л. 13] поправку на корону для коэффициента связи учитывать в виде постоянного коэффициента k_1 в выражении

$$k_d = k_0 k_1, \quad (13)$$

то расчетные значения поправочного коэффициента должны соответствовать потенциальному опоры (троса) в момент перекрытия изоляции. Потенциал вершины опоры определялся по [Л. 14], а значение коэффициента k_1 представлено в табл. 4, причем в скобках приведены ранее рекомендованные значения [Л. 13]. Следует отметить, что значения поправочного коэффициента по [Л. 13] несколько большие полученных в настоящей работе. Волновое сопротивление при наличии короны может быть определено по уравнениям (5) и (12).

Таблица 4
Значения поправочного коэффициента k_1

	Номинальное напряжение линии, кВ				
	35	110—220	330	500	750
Два троса	1,1 (1,1)	1,2 (1,2—1,3)	1,25	1,35	1,4
Один трос	1,15 (1,2)	1,25 (1,3—1,4)	1,3	—	—

$$z_k = \frac{Z_0}{k_d} = \frac{Z_0}{\frac{U_{h,k}}{u} \left(1 - \frac{6\sqrt{M}}{7} \right) + \frac{6\sqrt{M}}{7} \sqrt{\frac{u}{U_{h,k}}}}. \quad (14)$$

При отрицательной полярности напряжения

$$z_k = \frac{Z_0}{0,09 \frac{U_{h,k}}{u} + 0,91 \sqrt{\frac{u}{U_{h,k}}}}. \quad (14a)$$

При положительной полярности напряжения

$$z_k = \frac{Z_0}{\sqrt{\frac{6}{U_{h,k}} \frac{u}{u}}}. \quad (14b)$$

Расчет волнового сопротивления для отрицательной полярности напряжения, отнесенный к моменту перекрытия изоляции линий, дает по выражению (14а) 250 и 450 ом для двух и одного троса соответственно.

Для расчета числа отключений ЛЭП, вызванных прорывами молнии на провода с последующим перекрытием на опору, необходимо оценить влияние импульсной короны на волновое сопротивление провода.

Произведенный по формуле (14а) расчет для напряжения, равного 50% разрядному напряжению гирлянды, показал, что при применяемых одиночных проводах в фазе можно поправочный коэффициент принять равным 1,1.

Тогда

$$z_k = \frac{Z_0}{1,1}. \quad (15)$$

Импульсная корона на проводах расщепленной фазы. Эксперименты были проведены на реальных конструкциях расщепленной фазы, а именно для

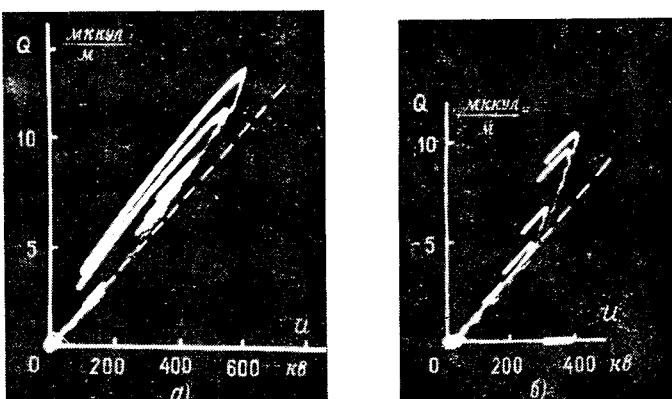


Рис. 7. Осциллограммы вольт-кулоновых характеристик импульсной короны на расщепленной фазе 3×AC-120 с шагом расщепления $a=20$ см в цилиндрическом конденсаторе.

Таблица 5 (к рис. 8)

Число проводов в фазе; марка провода	Диаметр провода, см	Шаг расщепления, см	Расчетное значение напряжения начала короны $U_{n,k}$ в опытной установке, кВ	Условное обозначение на рис. 8
2 × ACO-600	3,36	40	270	●
3 × ACO-600	3,36	40	300	▼
3 × ACO-240	2,17	40	245	◆
3 × ACO-240	2,17	20	260	▲
3 × AC-120	1,52	20	210	●
3 × AC-120	1,52	11	215	▲
4 × ACO-600	3,36	60	310	■

2 × ACO-600 при $d=40$ см (шаг расщепления), 3 × ACO-600 при $d=40$ см, 4 × ACO-600 при $d=60$ см и на некоторых типах расщепленной фазы с более тонким проводом, например 3 × AC-120 при $d=20$ см, чтобы на данной установке получить опытные точки при больших значениях кратностей напряжения $\frac{u}{U_{n,k}}$.

Пример вольт-кулоновой характеристики для случая 3 × AC-120 при $d=20$ см приведен на рис. 7 и отличается от случаев с одиночными проводами относительно большим значением напряжения начала короны. Полученные данные в координатах $\frac{Q}{Q_{n,k}}$ и $\frac{u}{U_{n,k}}$ представлены на рис. 8 (см. также табл. 5). Там же нанесена эмпирическая зависимость (7), полученная по экспериментам на одиночных проводах.

Расчет напряжения начала короны $U_{n,k}$ производится по максимальной напряженности поля

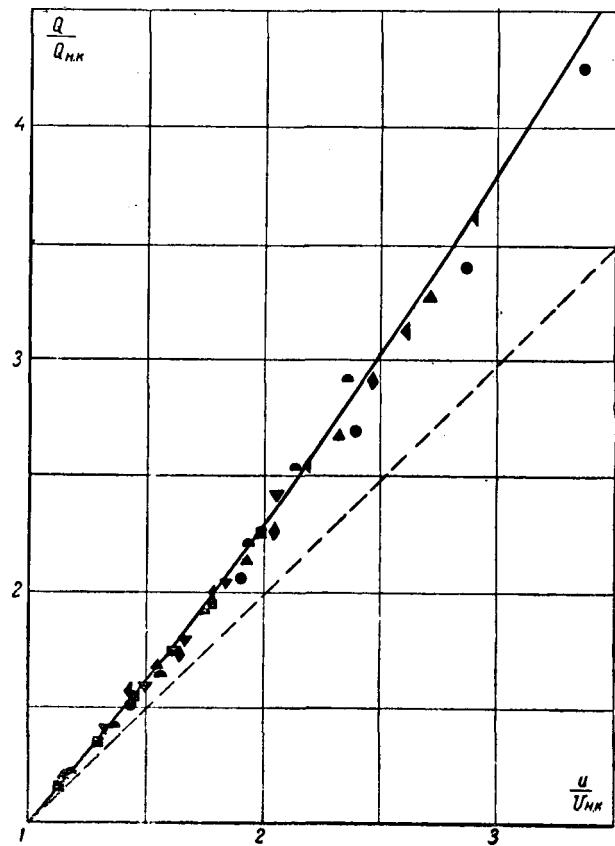


Рис. 8. Экспериментальные данные по измерению вольт-кулоновых характеристик в цилиндре на различных типах расщепленной фазы в критериальных координатах. Отрицательная полярность напряжения.

Таблица 6

Расчетные значения деформации волн отрицательной полярности на линиях высших классов напряжения

Характеристика расщепления	Номинальное напряжение, кВ												
	330				500				750				
	2 × ACO-240 $d = 40$ см				3 × ACO-500 $d = 40$ см				4 × ACO-600 $d = 60$ см				
Напряжение начала короны, кВ	345				620				800				
Значение ординаты на фронте волн напряжения, кВ	400	800	1 200	1 600	800	1 200	1 600	2 000	800	1 200	1 600	2 000	2 600
Смещение ординаты при пробеге волной одного километра, мкsec/км	0,3	0,7	1,0	1,23	0,37	0,63	0,8	0,96	0,2	0,45	0,63	0,76	0,96

E_{\max} у одного из проводов расщепленной фазы, причем E_{\max} полагалась равной напряженности начала короны одиночного провода того же диаметра по уравнению (6).

Сопоставление результатов, полученных на расщепленной фазе, и эмпирической зависимости (7) показывает, что методика критериальных координат пригодна и для расщепленной фазы.

Влияние импульсной короны на затухание волн при пробеге ее по проводам расщепленной фазы следует из табл. 6, в которой приведены смещения $\frac{\Delta t}{t}$ для передач 330—750 кВ, полученные по формуле (10).

Учет импульсной короны для волновых сопротивлений расщепленной фазы различной конфигурации, как и в случае одиночного провода, может быть выполнен по выражению (14) с помощью поправочного коэффициента, равного 1,1.

Литература

- Потужный А. К., Фертик С. М., Затухание волн высокого напряжения в 35 кВ линии, «Электричество», 1938, № 1.
- Потужный А. К. и Фертик С. М., Затухание волн очень высокого напряжения в 110 кВ линии электропередачи, «Электричество», 1946, № 6.
- Wagner C. F., Gross I. W., Lloyd B. L., High voltage impulse tests on transmission lines, Trans. AIEE, pt. III, p. 196.

Колебания комбинационных частот в линиях высокого напряжения

Канд. техн. наук В. В. САРАПКИН
Запорожский филиал ВИЭСХ

Продолжительное время в литературе существует мнение, что в линиях высокого напряжения область низких частот заполнена высшими гармоническими составляющими напряжения генераторов электростанций. Изучение низкочастотных колебаний в электрических сетях 0,4—35 кв выявило необходимость уточнить взгляд на указанные колебания.

Наши исследования показали, что существовавшее представление о гармонических составляющих напряжения справедливо лишь для генераторов без нагрузки. При подключении генераторов к электрической сети через трансформатор амплитудная структура составляющих напряжения становится иной за счет возникновения в трансформаторе колебаний комбинационных частот [Л. 1].

В некоторых работах, касавшихся величины напряжения высших гармоник в линиях высокого напряжения, приводились довольно большие значения составляющих без указания причин их образования. Так, в 1958 г. при исследовании спектрального состава фазных напряжений в сетях 110—400 кв М. В. Костенко, М. И. Михайлов и И. В. Черняев обнаружили, что величина напряжения составляющих более высокого порядка, например 11, 13, 17 и 19-й, может в несколько раз пре-восходить напряжение составляющих меньшего порядка [Л. 2]. Подобные данные приводятся и в других работах [Л. 3 и 4]. За последние годы аналогичное явление обнаружено и в кабельных электрических линиях. Исследования, проведенные Н. А. Биланом в шахтных кабельных сетях, показали, что при подключении к сети нагруженного трансформатора происходит значительное увеличение амплитуды составляющих, начиная с 30-й и вплоть до 40-й гармоники [Л. 5].

Судя по литературным источникам, причина столь существенного отличия амплитудной структуры спектра напряжения в линиях от структуры спектра напряжения генератора не выяснена. В 1936 г. Г. С. Борчанинов высказал вполне справедливое предположение о возможности сложного

преобразования спектра гармонических составляющих напряжения генератора в нелинейной магнитной системе трансформатора [Л. 6].

Влияние нелинейной магнитной системы трансформатора на форму кривой напряжения и тока общеизвестно, но вопрос трансформации спектра колебаний напряжения генератора до сих пор не рассматривался, так как для энергоснабжения он не имеет сколько-нибудь существенного значения. За последние годы в некоторых странах, особенно во Франции и Швейцарии, в связи с массовым использованием электрических линий для телеуправления элементами электрической сети весьма эффективно применяются низкие частоты (область десятков и сотен герц). Поэтому возникла потребность более детального изучения спектральной структуры мешающих колебаний в линиях, возникающих в нелинейной магнитной системе трансформатора от взаимодействия гармонических составляющих напряжения. При воздействии на нелинейный элемент периодически изменяющегося напряжения протекающий через него ток существенно изменяет форму кривой по сравнению с формой приложенного напряжения. В случае простейшей вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, выражаемой многочленом второй степени, в спектре тока содержатся не только исходные гармонические колебания $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k$, но возникают колебания удвоенных частот $2\omega_1, 2\omega_2, \dots, 2\omega_k$ и колебания комбинационных частот $(\omega_1 + \omega_2), \dots, (\omega_1 \pm \omega_k), (\omega_2 \pm \omega_k), \dots, (\omega_{k-1} \pm \omega_k)$. Если же в выражении, аппроксимирующем вольт-амперную характеристику нелинейного элемента, содержится кубический член, то к вышеуказанным частотам добавляются утроенные частоты $3\omega_1, 3\omega_2, \dots, 3\omega_k$ и сложнокомбинационные частоты вида $(2\omega_i \pm \omega_j), (\omega_k \pm \omega_i \pm \omega_j)$, где i, j, k — любые целые (не равные) числа от 1 до n [Л. 7 и 8].

Образование комбинационных колебаний в простейшем трансформаторе. Аналитическое доказательство возникновения комбинационных колебаний в нелинейной цепи со сталью весьма сложно и

4. Зайенц С. Л., Костенко М. В. и Ляпин А. Г., Экспериментальное исследование и методика расчета искажения волны на линии передачи вследствие импульсной короны, Труды ЛПИ, 1958, № 195.

5. Костенко М. В., Деформация волны перенапряжения на проводах воздушных линий вследствие импульсной короны, «Электричество», 1946, № 1.

6. Долгинов А. И., Волновые процессы на линиях при наличии короны, ЖТФ, вып. 6, 1954, т. XXIV.

7. Разевиг Д. В., Атмосферные перенапряжения на линиях электропередачи, Госэнергоиздат, 1959.

8. Гей В. В. и Зайенц С. Л., Зависимость коэффициентов связи от напряжения при импульсной короне, ЖТФ, вып. 9, 1947, т. XVII.

9. Зайенц С. Л. и Костенко М. В., Влияние им-

пульсной короны на грозозащиту линий и подстанций, Труды ЛПИ, 1947, № 5.

10. Wagnerg C. F., Lloyd B. L., Effect of corona on travelling waves, Trans. AIEE, 1955, pt. III, p. 858.

11. Mac-Camp C. D., The effect of corona on coupling factors between ground wires and phase conductors, Trans. AIEE, 1943, p. 818.

12. Пик Ф., Диэлектрические явления в технике высоких напряжений, Госэнергоиздат, 1934.

13. Руководящие указания по защите от перенапряжений электротехнических установок переменного тока 3—220 кв, Госэнергоиздат, 1954.

14. Майкопар А. С., Грозоупорность высоковольтных воздушных линий электропередач, «Электричество», 1964, № 1.

[22.7.1965]

громоздко. Более просто это можно показать экспериментальным путем.

Органическое изменение исходного спектра частот в простейшем трансформаторе продемонстрировано при помощи схемы, показанной на рис. 1. Источниками исходных колебаний служили два генератора звуковой частоты, имеющие выходное сопротивление, равное 600 Ω . Такое сопротивление в технике связи принято в качестве стандартного, так как волновое сопротивление воздушных линий связи имеет значение, близкое к 600 Ω ; поэтому большинство слаботочной измерительной аппаратуры выполнено под указанное нагрузочное сопротивление.

Для подавления в каждом исходном колебании высших гармоник напряжения применялся фильтр, характеристическое сопротивление которого также равно 600 Ω . В качестве согласованной нагрузки для генераторов, фильтров и трансформатора использовалось активное сопротивление $R = 600 \Omega$.

Необходимо отметить, что характеристическое сопротивление каждого фильтра, будучи активным в полосе его пропускания и последовательно включенным в цепь тока питания трансформатора, позволяло наблюдать составляющие напряжения во вторичной обмотке трансформатора.

Для исследования спектрального состава напряжения, снимаемого с нагрузочного сопротивления R , применялся анализатор спектра типа АСЧХ-1. С экрана электроннолучевой трубы анализатора фотографировалась спектрограмма (см. рис. 6), спектральные линии которой соответствуют строго определенным частотам, а их высота пропорциональна амплитуде напряжения составляющих. Для точного определения частоты и амплитуды составляющих исследуемого напряжения снималась калибровочная спектрограмма (см. фотографии справа на рис. 6), которая получена путем подачи на вход анализатора напряжения известной частоты, измеряемого ламповым вольтметром.

Для иллюстрации образования колебаний комбинационных частот в простейшем трансформаторе были выбраны две исходные частоты $f_1 = 150$ и $f_2 = 300$ гц. Наиболее выгодное расположение исходных частот f_1 и f_2 соответствует соотношению $2f_1 = f_2$. Такое соотношение выбрано с учетом наилучшего использования разрешающей способности анализатора, чтобы частотный интервал между спектральными линиями был возможно большим.

Спектральный состав отфильтрованного исходного напряжения можно было наблюдать при помощи анализатора спектра. В этом случае трансформатор отключался. Показателем хорошей фильтрации исходного колебания являлось отсутствие на экране анализатора высших гармонических напряжения.

При включенном трансформаторе в спектре первого колебания ($f_1 = 150$ гц) появляется напряжение нечетных гармонических с частотами 450, 750, 1 050 гц и т. д., а в спектре второго колебания ($f_2 = 300$ гц) — напряжение составляющих с частотами 900, 1 500 гц и т. д. (см. спектрограммы на рис. 2). Амплитудные значения напряжения гармонических составляющих на выходе трансформа-

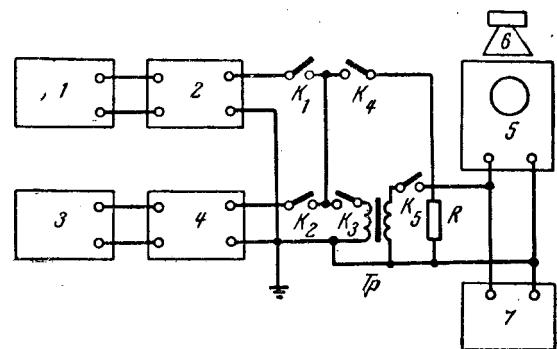


Рис. 1. Схема для наблюдения гармонических составляющих и колебаний комбинационных частот.

1 и 3 — генератор звуковых частот типа ЗГ-10; 2 — узкополосный фильтр на частоту 150 гц; 4 — то же на частоту 300 гц; 5 — анализатор спектра типа АСЧХ-1; 6 — фото-приставка; 7 — вольтметр типа МВЛ-2М; R — активное сопротивление 600 Ω .

тора от каждого исходного колебания, подаваемого в отдельности, представлены на графике (рис. 2). Составляющие первого исходного колебания изображены в виде сплошных спектральных линий, а второго исходного колебания — пунктирными линиями. Тонкими кривыми 1 и 2 на рис. 2 и 3 изображены огибающие амплитудных значений напряжения гармоник указанных колебаний.

Заметим, что при подаче на вход трансформатора одного лишь исходного колебания на выходе трансформатора отсутствуют составляющие с частотами 600, 1 200, 1 800 гц и т. д. Когда же на вход трансформатора подведены одновременно оба колебания, то в спектре напряжения на выходе трансформатора содержатся комбинационные частоты вида

$$2f_1 \pm mf_2 \text{ и } 2f_2 \pm mf_1, \text{ где } m = 1, 2, 3, \dots, n,$$

среди которых появились новые составляющие: 600, 1 200, 1 800 гц и т. д. На спектрограмме рис. 3, а они отмечены значком Δ , а на графике того же рисунка нанесены линиями удвоенной толщины.

Относительно кривых 1 и 2 на рис. 3 можно проследить изменение соотношения амплитуд гармоник и комбинационных составляющих на выходе

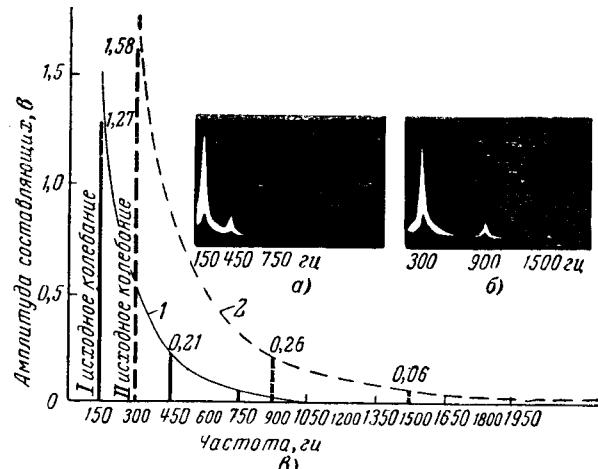


Рис. 2. Спектрограммы напряжения (а и б) на выходе трансформатора от каждого исходного колебания, подаваемого в отдельности, и график амплитудных значений гармонических составляющих (в).

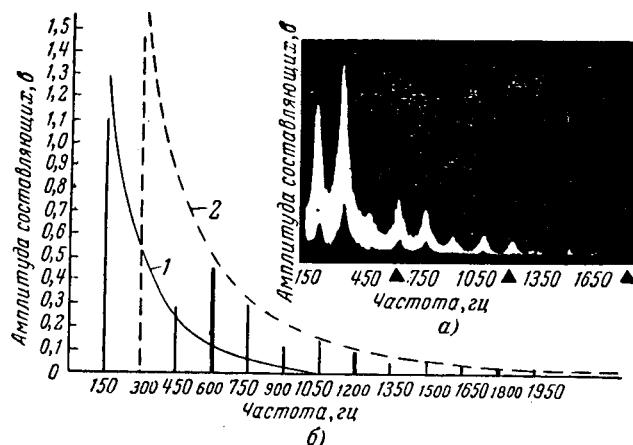


Рис. 3. Комбинационные составляющие на выходе трансформатора от взаимодействия гармонических составляющих двух исходных колебаний, подаваемых одновременно.

а — спектрограмма; б — график амплитудных значений составляющих.

трансформатора. В частности, при взаимодействии обоих исходных колебаний в нелинейной магнитной системе трансформатора амплитуда составляющей с частотой 150 гц уменьшилась с 1,27 до 1,11 в; амплитуда составляющей с частотой 450 гц, наоборот, увеличилась с 0,21 до 0,29 в, а у составляющей с частотой 750 гц амплитуда возросла с 0,05 до 0,3 в и т. д.

Заметим, что если гармонические составляющие на выходе трансформатора от каждого исходного колебания в отдельности (рис. 2) имели экспоненциальный закон спадания амплитуды по мере роста их порядка, то комбинационные составляющие (рис. 3) не подчиняются закономерности плавного спадания амплитуд. Так, составляющая с частотой 600 гц (рис. 3, б) преобладает над составляющей 450 гц так же, как составляющие 1 050 и 1 500 гц — соответственно над составляющими с частотами 900 и 1 350 гц.

Описанный опыт трансформации двух исходных колебаний достаточно убедительно иллюстрирует образование комбинационных частот, которые существенно видоизменяют амплитудную структуру исходного напряжения.

В трехфазной магнитной системе трансформатора процесс трансформации спектра гармонических составляющих напряжения генератора имеет одинаковую природу с той лишь разницей, что среди составляющих подавляются колебания, частоты которых кратны трем.

Результаты изучения комбинационных колебаний в сетях 0,4—35 кв. Для экспериментального изучения электрических колебаний в сетях 0,4—35 кв использовалась схема приборов, показанная на рис. 4. Измерительная аппаратура подключалась к линии посредством простейших устройств присоединения по общепринятым схемам фаза — земля и фаза — фаза. Характер зависимости затухания составляющих в устройстве присоединения представлен на рис. 5.

Диапазон частот от 20 до 20 000 гц исследовался при помощи анализатора спектра типа АСЧХ-1. Погрешность оценки амплитуд составляющих отно-

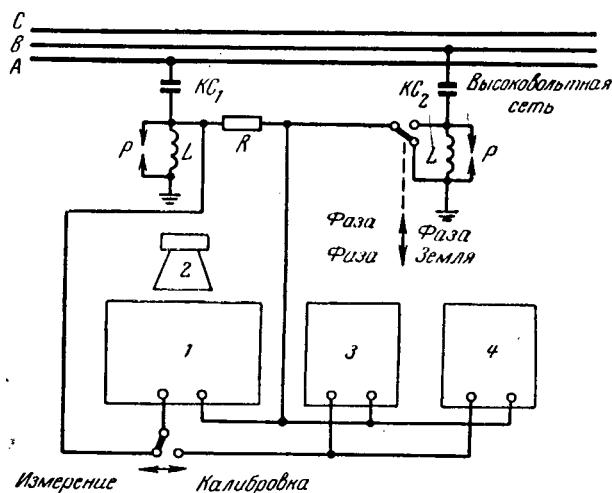


Рис. 4. Схема измерения низкочастотных колебаний в линиях высокого напряжения.

1 — анализатор спектра типа АСЧХ-1; 2 — фотоприставка с аппаратом «Зоркий»; 3 — генератор звуковых частот типа ЗГ-10; 4 — вольтметр типа ВКС-7Б; KC — конденсатор связи; L — индуктивность 50 мГн; P — разрядник.

сительно калибровочного напряжения не превышала 10% при минимально необходимом времени анализа. На рис. 6, а—г представлены фотоспектрограммы низкочастотных составляющих напряжения в сети 35 кв, наблюдаемые на экране анализатора в каждом из четырех его поддиапазонов 20—500, 60—2 000, 100—5 000 и 400—20 000 гц. На том же рисунке справа приведены калибровочные спектрограммы. Частота f каждой спектральной линии определялась по формуле

$$f = l_f \frac{f_k}{l_k},$$

где l_f — измеренное по спектрограмме расстояние от начала хода луча слева до данной спектральной линии;

f_k — частота калибровочного напряжения;

l_k — измеренное по спектрограмме расстояние от начала хода луча слева до спектральной линии калибровочной частоты.

Соотношение амплитуд низкочастотных составляющих на спектрограммах искажено вследствие неодинакового затухания различных частот в устройстве присоединения (рис. 5). Действительная величина напряжения составляющей в линии U_f определялась по формуле

$$U_f = K_f h_f \frac{U_k}{h_k},$$

где K_f — коэффициент для пересчета измеренного напряжения составляющей f на входном сопротивлении в действительное напряжение в линии (рис. 5);

h_f — измеренная по спектрограмме высота спектральной линии данной составляющей;

U_k — напряжение калибровочной частоты;

h_k — высота спектральной линии калибровочной частоты.

Измерения электрических колебаний в различных сетях 35, 10, 6 и 0,4 кв обнаружили однотип-

ную структуру спектра низкочастотных составляющих независимо от уровня напряжения линии. Идентичность частотной структуры комбинационных составляющих в сетях различного класса напряжения иллюстрируют спектрограммы на рис. 6-9.

На графиках указанных рисунков спектральными линиями изображены соответствующие спектрограммам действительные величины напряжения комбинационных составляющих в линии.

Из представленных данных видно, что комбинационные составляющие в высоковольтных линиях совпадают с нечетными гармониками 50-периодного напряжения, среди которых подавлены кратные трем. Вследствие этого остальные составляющие расположены группами с частотным интервалом 200 гц. Группы комбинационных составляющих на рисунках и спектрограммах обозначены римскими цифрами.

При пересчете измеренных на спектрограммах величин напряжения составляющих в их действительные значения в линии обнаружено, что монотонный спад амплитуд составляющих по мере увеличения их порядка отсутствует, за исключением третьей и пятой, амплитуда которых всегда остается преобладающей. Составляющие, соответствующие 11, 13, 17, 19, 23, 25-й гармоническим, а иногда и другие соизмеримы с амплитудой 7-й гармонической. Среди групп указанных составляющих, обозначенных на спектрограмме и графиках римскими цифрами, амплитуда некоторых колебаний более высоких частот, как правило, преобладает над амплитудой колебаний меньшей частоты. Для этих составляющих характерно также исчезновение или резкое уменьшение напряжения составляющих высокого порядка одновременно со спадом напряжения первых гармоник.

Обнаружен также тот факт, что при многократном трансформировании напряжения в спектре содержатся составляющие более высокого порядка по сравнению со спектром при однократном трансформировании. На рис. 8 и 9 представлен спектр комбинационных составляющих при трех- и четырехкратном трансформировании напряжения (сети 6 и 0,4 кв), а на рис. 7 — при однократном трансформировании (сеть 10 кв изолированной системы). Приведенные данные наглядно иллюстрируют относительное увеличение амплитуд напряжения комбинационных составляющих более высокого порядка каждой ступенью трансформирования.

Величина напряжения составляющих более высокого порядка при обеих схемах измерения имеет одинаковый порядок значений, однако при схеме измерения фаза — фаза напряжение 7-й и 5-й гармонических несколько выше, чем при схеме фаза — земля.

Наблюдения показали, что в сетях 6 и 10 кв напряжение составляющих менее стабильно, чем в сетях 35 кв. В сетях 6 и 10 кв имеют место более частые скачкообразные переходы от одного стабильного состояния к другому. Еще более неустойчивы амплитуды составляющих и их соотношения в сетях 0,4 кв.

Описанным методом проведено 79 серий измерений низкочастотных колебаний в сетях Запорож-

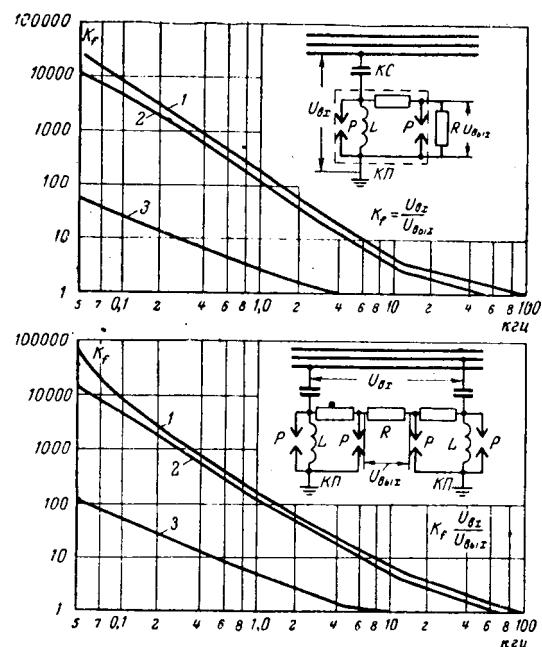


Рис. 5. Частотная характеристика устройства при соединении при схеме фаза — земля и схеме фаза — фаза.

1 — для линий 35 кв; 2 — для линий 6—10 кв; 3 — для линий 0,4 кв; КС — конденсатор связи типа СМ-70 емкостью 4400 пФ; КС₂ — то же, но из элементов КБГУ общей емкостью 6 100 пФ; КС — для сетей 0,4 кв имеет емкость 0,1 мкФ; КП — коробка присоединения типа УП-49 с величиной индуктивности $L=50$ мГн; R — активная нагрузка 600 ом; P — разрядник.

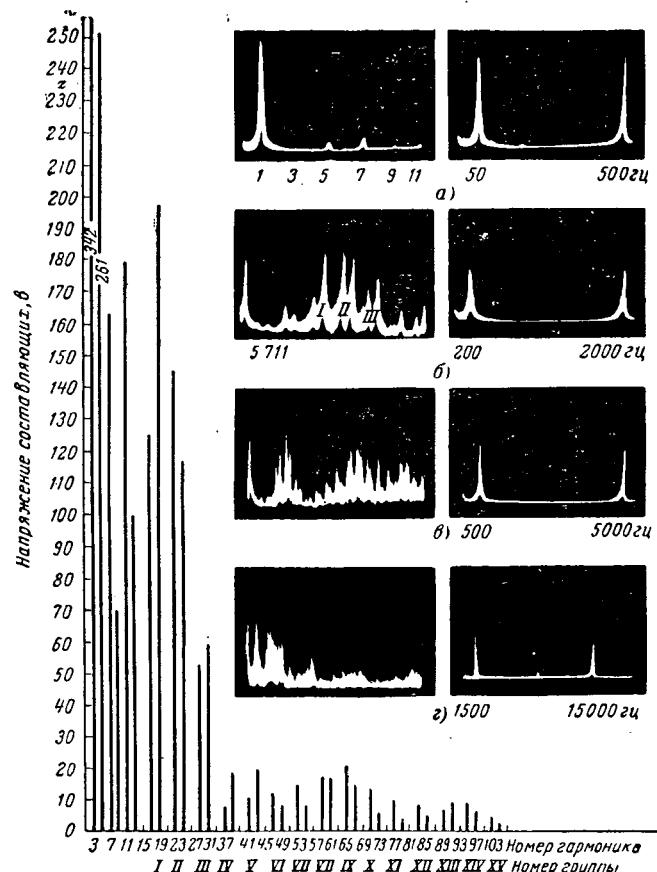


Рис. 6. Комбинационные составляющие в сети 35 кв при схеме измерения фаза — земля.

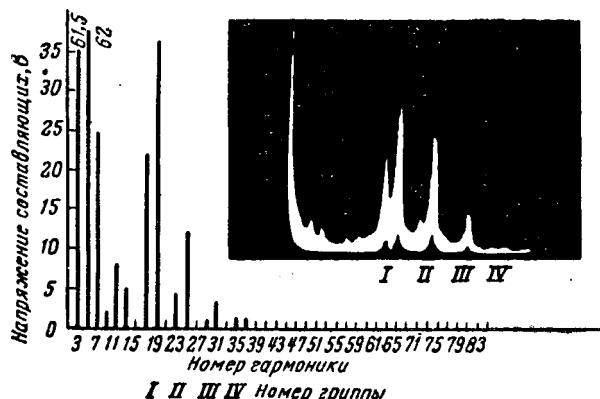


Рис. 7. Комбинационные составляющие при однократном трансформировании напряжения. Сеть 10 кв, схема измерения фаза—фаза.

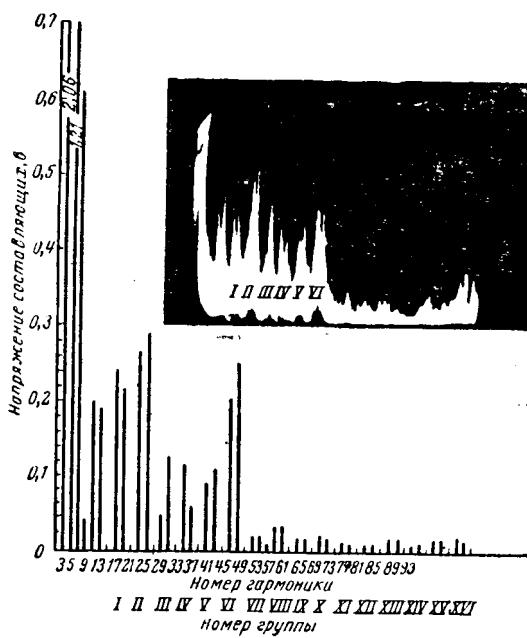


Рис. 9. Комбинационные составляющие при четырехкратном трансформировании напряжения. Сеть 0,4 кв, схема измерения фаза—земля.

ской и Днепропетровской областей, а также Ставропольского края [Л. 4 и 9]. Из указанного количества 23 серий измерений сделаны в сетях 35 кв, 38 серий — в сетях 6 и 10 кв и 18 серий — в сетях 0,4 кв. На основании массовых измерений определены средние величины напряжения комбинационных составляющих, которые приведены в таблице. Эти данные представляют один из основных параметров для расчета каналов телемеханики, а обнаруженная закономерность частотной структуры составляющих позволяет более обоснованно конструировать аппаратуру телемеханики в тональном диапазоне частот.

При анализе результатов измерений установлено, что низкочастотные составляющие с указанной структурой спектра являются преобладающими на частотах до 10 кгц в сетях 35 кв, до 5 кгц в сетях 10 кв, до 4 кгц в сетях 6 кв и до 3 кгц в сетях 0,4 кв. Выше указанных частот напряжение комбинаци-

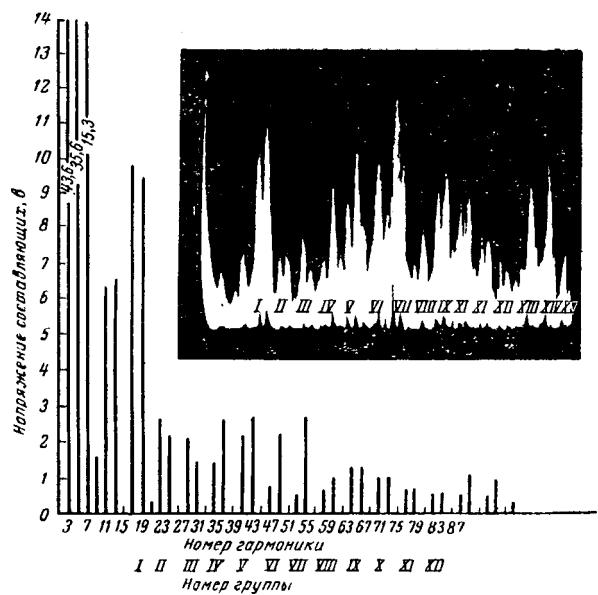


Рис. 8. Комбинационные составляющие при трехкратном трансформировании напряжения. Сеть 6 кв, схема измерения фаза—фаза.

Напряжение низкочастотных составляющих в сетях 35, 6—10 и 0,4 кв

Номер гармонической составляющей	35 кв		6—10 кв		0,4 кв	
	Напряжение составляющей, в	В процентах к фазному напряжению	Напряжение составляющей, в	В процентах к фазному напряжению	Напряжение составляющей, в	В процентах к фазному напряжению
3	342	1,69	128	3,7	27,1	12,3
5	261	1,24	71	2,05	8,76	3,98
7	174	0,36	41,8	1,21	8,36	3,80
9	71	0,35	10,5	0,30	1,22	0,55
11	299	1,48	31,0	0,89	8,50	3,86
13	220	1,09	27,9	0,80	5,92	2,70
17	125	0,62	23,6	0,68	1,50	0,68
19	196	0,97	27,0	0,78	1,20	0,54
23	146	0,72	37,0	1,07	2,25	1,02
25	117	0,58	37,7	1,09	1,33	0,60
29	53,6	0,265	35,7	1,03	1,17	0,53
31	59,0	0,292	32,4	0,94	0,78	0,35
35	24,1	0,119	17,4	0,50	0,64	0,29
37	24,7	0,122	13,4	0,39	0,59	0,27
41	16,5	0,082	8,3	0,24	0,56	0,25
43	20,8	0,103	7,8	0,22	0,50	0,23
47	12,5	0,062	10,6	0,30	0,63	0,28
49	14,2	0,07	6,9	0,20	0,60	0,27
53	15,4	0,078	4,95	0,14	1,27	0,58
55	10,5	0,052	2,55	0,070	1,25	0,57
59	19,1	0,094	2,97	0,086	1,23	0,56
61	17,6	0,087	2,93	0,085	1,17	0,53
65	21,5	0,106	2,0	0,058	0,65	0,29
67	15,5	0,077	1,53	0,044	0,64	0,29
71	14,4	0,071	1,82	0,053	0,24	0,11
73	13,4	0,066	1,35	0,039	0,24	0,11
77	10,0	0,049	0,85	0,024	0,73	0,33
79	8,35	0,041	1,26	0,036	0,71	0,32
83	7,15	0,035	1,38	0,040	0,29	0,13
85	4,68	0,023	1,33	0,038	0,29	0,13
89	6,55	0,032	1,00	0,029	0,24	0,11
91	9,75	0,048	1,10	0,032	0,38	0,17
95	9,2	0,045	1,13	0,032	0,40	0,18
97	6,85	0,033	1,00	0,029	0,21	0,099
101	4,62	0,023	0,60	0,017	0,02	0,092
103	2,70	0,013	0,58	0,016	0,02	0,091

онных составляющих становится сопротивимым с импульсными помехами от частичных разрядов на изоляторах линий [Л. 4 и 10].

Выводы. 1. В нелинейной магнитной системе трансформатора имеет место взаимодействие гармонических составляющих напряжения генератора, в результате чего в обеих обмотках трансформатора появляются комбинационные составляющие напряжения.

2. В линиях электропередачи низкочастотные колебания являются не гармоническими напряжениями генераторов электростанций, а комбинационными составляющими.

3. Комбинационные составляющие напряжения в линиях электропередачи представляют немодулированные колебания, кратные нечетным гармоникам напряжения промышленной частоты 50 гц, обладают дискретной структурой спектра и располагаются группами по две составляющие с частотным интервалом 100 гц между ними и 200 гц между группами.

4. Характерная особенность комбинационных составляющих заключается в том, что амплитуда напряжения некоторых колебаний более высоких частот превосходит амплитуду колебаний с меньшей частотой; при этом тенденция их спада с ростом частоты сохраняется.

5. При конструировании телемеханической аппаратуры, предназначенной для работы по электрическим линиям в тональном диапазоне частот, не-

обходимо располагать рабочие частоты каналов телемеханики в интервалах 200 гц между группами комбинационных составляющих.

Литература

- Смирнов Б. В. и Сарапкин В. В., Высшие гармонические и комбинационные составляющие напряжения генераторов электростанций, «Электрические станции», 1960, № 6.
- Костенко М. В., Михайлов М. И. и Черняев И. В., Помехи от трехфазных линий электропередачи на цепи связи, сб. под ред. Я. Л. Быховского, Госэнергоиздат, 1959.
- Краснушкин Н. П., Высшие гармонические напряжения на шинах подстанций промышленных предприятий, «Электричество», 1940, № 4.
- Смирнов Б. В. и Сарапкин В. В., Образование и структура помех в воздушных электрических сетях 0,4—35 кв, «Электросвязь», 1960, № 7.
- Билан Н. А., Исследование помех в шахтных кабельных низковольтных сетях, используемых для передачи телемеханической информации, Автореферат докторской диссертации, 1965.
- Борчанинов Г. С., Высшие гармоники тока и напряжения на электрических станциях, «Электрические станции», 1936, № 2.
- Ицхоки Я. С., Нелинейная радиотехника, «Советское радио», 1955.
- Гольдман С., Гармонический анализ, модуляция и шумы, Изд-во иностр. лит., 1951.
- Смирнов Б. В. и Сарапкин В. В., Исследование высокочастотных помех в сельских электрических сетях, Научные труды ВИЭСХ, т. VII, 1960.
- Сарапкин В. В., Помехи от частичных разрядов на изоляторах электрических сетей 0,4—35 кв, «Электросвязь», 1963, № 4.

[12.2.1966]



УДК 621.313.322:621.3.04

Структурная схема синхронного генератора, работающего на линейную симметричную нагрузку

Канд. техн. наук О. М. КОСТЮК

Институт электродинамики, Киев

При конструировании регуляторов возбуждения, анализе устойчивости регулирования, а также при изучении самого синхронного генератора как объекта регулирования удобно располагать его структурной схемой, построенной из звеньев направленного действия, как это принято в общей теории автоматического регулирования. Кроме наглядного представления об объекте, такие структурные схемы могут достаточно просто определять наиболее характерные особенности представляемого объекта в отдельности или вместе с системой регулирования. На основе структурной схемы машины можно рассматривать вопросы оптимальной структуры регуляторов, решать задачи моделирования и т. п.

Несмотря на то, что синхронные машины, вообще говоря, принадлежат к достаточно хорошо

изученным объектам регулирования, их структурные схемы с позиций общей теории автоматического регулирования рассматривались лишь в некоторых работах [Л. 1].

В связи с этим в первую очередь целесообразно рассмотреть наиболее простой случай — работу машины на симметричную пассивную нагрузку, т. е. без связи с системой. При этом делаем следующие допущения: в машине отсутствуют демпферные обмотки, переходные процессы в обмотках статора не учитываются, скорость вращения ротора принимается постоянной. При таких допущениях структурная схема синхронного генератора имеет наиболее простой вид и может быть легко проверена по известным уравнениям для наиболее характерных режимов.

Уравнения динамики будем представлять в ли-

неаризированной форме в окрестности заданного режима.

Синхронный генератор с неявновыраженными полюсами. На основании векторной диаграммы такой машины (рис. 1) составим уравнение:

$$U_r = \sqrt{E_d^2 - (x_d I_a)^2} - x_d I_r, \quad (1)$$

где U_r — напряжение генератора;

I_a и I_r — активная и реактивная составляющие тока нагрузки;

E_d — э. д. с. за синхронным реактаном машины x_d (активным сопротивлением обмотки статора пренебрегаем).

Перейдем к отклонениям независимых координат. Учитывая при разложении уравнения (1) в ряд Тейлора только первые члены, запишем:

$$\Delta U_r = \beta_1 \Delta E_d - \beta_2 \Delta I_a - \beta_3 \Delta I_r, \quad (2)$$

где

$$\beta_1 = \frac{\partial U_r}{\partial E_d} = \frac{E_d}{\sqrt{E_d^2 - (x_d I_a)^2}};$$

$$\beta_2 = -\frac{\partial U_r}{\partial I_a} = \frac{x_d^2 I_a}{\sqrt{E_d^2 - (x_d I_a)^2}};$$

$$\beta_3 = -\frac{\partial U_r}{\partial I_r} = x_d.$$

Величина E_d в установившихся режимах пропорциональна току возбуждения машины i_b . В переходных режимах представим связь между E_d и i_b через передаточную функцию апериодического звена первого порядка, предполагая, что на статоре имеются некоторые замкнутые контуры для наведенных токов:

$$\Delta E_d = \frac{\alpha_1}{\tau_1 p + 1} \Delta i_b, \quad (3)$$

где α_1 — коэффициент усиления генератора;

τ_1 — некоторая постоянная времени статора.

Ток возбуждения генератора i_b зависит от напряжения возбуждения U_b и в первом приближении связан с ним через передаточную функцию также апериодического звена первого порядка. При изменении нагрузки генератора в роторе, как известно, наводится дополнительный ток, обусловленный изменением магнитного потока реакции якоря. Поэтому логично считать наведенный в роторе ток непосредственно зависящим от тока нагрузки и представить эту зависимость через передаточную функцию некоторого дифференцирующего звена. В качестве первого приближения примем передаточную функцию типа $\frac{\alpha_2 p}{\tau_2 p + 1}$. Полагая, что

Рис. 1. Векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора.

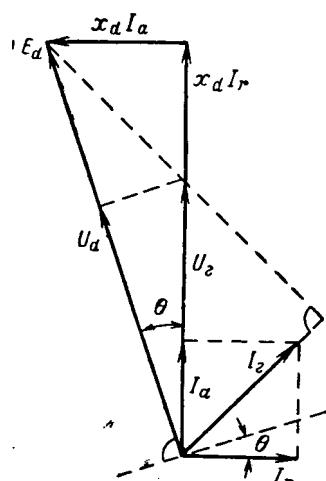


Рис. 1. Векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора.

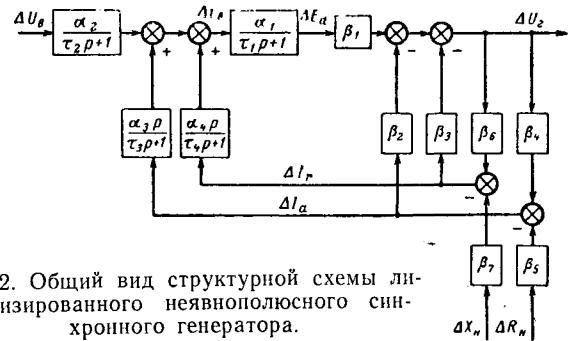


Рис. 2. Общий вид структурной схемы линеаризованного неявнополюсного синхронного генератора.

для цепи ротора справедлив принцип наложения, уравнение для тока возбуждения запишем в следующем виде:

$$\Delta i_b = \frac{\alpha_2}{\tau_2 p + 1} \Delta U_b + \frac{\alpha_3 p}{\tau_3 p + 1} \Delta I_a + \frac{\alpha_4 p}{\tau_4 p + 1} \Delta I_r. \quad (4)$$

В уравнении (4) все параметры α и τ должны также определяться в окрестности рассматриваемого режима.

Отклонения ΔI_a и ΔI_r определим из уравнений нагрузки. В простейшем случае имеем следующие очевидные соотношения:

$$I_a = \frac{U_r}{R_n}; \quad (5)$$

$$I_r = \frac{U_r}{X_n}; \quad (6)$$

$$\Delta I_a = \beta_4 \Delta U_r - \beta_5 \Delta R_n; \quad (7)$$

$$\Delta I_r = \beta_6 \Delta U_r - \beta_7 \Delta X_n, \quad (8)$$

где

$$\beta_4 = \frac{\partial I_a}{\partial U_r} = \frac{1}{R_n}; \quad \beta_6 = \frac{\partial I_r}{\partial U_r} = \frac{1}{X_n};$$

$$\beta_5 = -\frac{\partial I_a}{\partial R_n} = \frac{U_r}{R_n^2}; \quad \beta_7 = -\frac{\partial I_r}{\partial X_n} = \frac{U_r}{X_n^2}.$$

Отклонения ΔR_n и ΔX_n будем рассматривать как возмущения, действующие на синхронный генератор.

Уравнение (2), (3), (4), (7) и (8) полностью описывают синхронный генератор при принятых допущениях. Соответствующая этим уравнениям структурная схема, состоящая из звеньев направленного действия, приведена на рис. 2. Из этого рисунка видно, что для синхронного генератора характерны жесткие отрицательные и гибкие положительные обратные связи по напряжению. Первые приводят к изменению напряжения генератора при изменении нагрузки, вторые противодействуют изменению этого напряжения в переходных режимах. В режиме холостого хода генератора эти связи нарушаются и система становится разомкнутой.

Выразим неизвестные параметры структурной схемы τ_1 , τ_2 , τ_3 , τ_4 , α_3 и α_4 через известные параметры синхронной машины.

Если переходные процессы в статоре не учитывать, то $\tau_1 = 0$. Это соответствует такому случаю, когда при внезапном изменении тока нагрузки э. д. с. за синхронным реактаном в первый момент времени изменяется скачкообразно. Для этого до-

статочно, чтобы гибкие связи осуществлялись через дифференцирующие звенья первого порядка, что и принято. Таким образом, в дальнейшем будем считать $\tau_1 = 0$.

В режиме холостого хода, когда все обратные связи отсутствуют, синхронная машина при принятых допущениях характеризуется, как известно, постоянной времени T_{d0} . Поэтому $\tau_2 = T_{d0}$. Для определения τ_3 и τ_4 предположим, что в обмотки статора машины поступают активный и индуктивный токи от какого-то постороннего источника тока с бесконечно большим внутренним сопротивлением. При таком скачкообразном возмущении генератора наведенные токи в роторе могут нарастать или затухать только с постоянной времени T_{d0} . (Частным случаем такого возмущения является полное отключение нагрузки, т. е. внезапный выход в режим холостого хода.) Поэтому $\tau_3 = \tau_4 = T_{d0}$.

Параметры α_3 и α_4 зависят от характера нагрузки генератора. Вначале определим эти параметры для режимов индуктивной и активной нагрузки.

Режим индуктивной нагрузки. В этом случае $\beta_4 = \beta_5 = 0$, структурная схема содержит только одну жесткую и одну гибкую обратные связи. Определим α_4 .

При скачкообразном изменении возмущения ΔX_n в первый момент времени напряжение генератора U_r и э. д. с. за синхронным реактаном E_d также изменяются скачком, причем если U_r падает, то E_d растет и наоборот. Это означает, что можно всегда найти некоторую э. д. с. E'_d за реактаном x'_d , составляющим часть реактанса x_d , которая в первый момент времени при действии возмущения ΔX_n не будет менять своей величины. Для рассматриваемого режима

$$\Delta E'_d = \Delta U_r + x'_d \Delta I_r. \quad (9)$$

Исключим из уравнения (9) величины ΔU_r и ΔI_r , используя для этого формулы (2), (3), (4) и (8) (ΔU_b при этом можно принять равным нулю), и получим:

$$\Delta E'_d = \frac{[\tau_4(\beta_3 - x'_d) - \alpha_1 \beta_1 \alpha_4] p + \beta_3 - x'_d}{[\tau_4(1 + \beta_3 \beta_6) - \alpha_1 \alpha_4 \beta_1 \beta_6] p + 1 + \beta_3 \beta_6} \beta_7 \Delta X_n. \quad (10)$$

В первый момент времени $\Delta E'_d$ не будет менять своего значения, если коэффициент при p в числителе уравнения (10) будет равен нулю. Из этого условия

$$\alpha_4 = \frac{\tau_4}{\alpha_1 \beta_1} (\beta_3 - x'_d).$$

Учитывая, что в рассматриваемом режиме $\beta_1 = 1$, $\tau_4 = T_{d0}$ и $\beta_3 = x_d$, окончательно получаем:

$$\alpha_4 = \frac{T_{d0}}{\alpha_1} (x_d - x'_d). \quad (11)$$

Поскольку α_4 не зависит от величины индуктивной нагрузки, его величина не изменится и в случае короткого замыкания генератора. Это условие в дальнейшем используем при определении α_3 .

Для проверки полученного соотношения (11) определим, какой постоянной времени характеризуются переходные процессы при заданной индуктивной

нагрузке. Для этого решим исходную систему уравнений относительно, например, ΔE_d . С учетом (11) получим:

$$\begin{aligned} \Delta E_d = & \frac{\alpha_1 \alpha_2}{T_{d0} \frac{X_n + x'_d}{X_n + x_d} p + 1} \Delta U_b - \\ & - \frac{T_{d0} \frac{x_d - x'_d}{X_n + x_d} p}{T_{d0} \frac{X_n + x'_d}{X_n + x_d} p + 1} \frac{U_r}{X_n} \Delta X_n. \end{aligned} \quad (12)$$

Таким образом, изменение во времени ΔE_d в переходных процессах и линейно связанных с ним ΔI_b , ΔU_r и ΔI_r происходит с постоянной времени, зависящей от величины нагрузки:

$$T'_d = T_{d0} \frac{X_n + x'_d}{X_n + x_d}. \quad (13)$$

Для режима короткого замыкания

$$T'_d = T_{d0} \frac{x'_d}{x_d}. \quad (14)$$

Уменьшение постоянной времени при уменьшении сопротивления нагрузки весьма просто объясняется наличием гибкой положительной обратной связи, которая, как известно, всегда убывает переходные процессы.

Режим активной нагрузки. В этом случае $\beta_6 = \beta_7 = 0$ и имеется возможность сравнительно просто определить α_3 . Как и в предыдущем случае, предположим, что имеется некоторая э. д. с. E^* за реактаном x^* , которая в первый момент времени при действии возмущения ΔR_n не меняет своей величины. Такая э. д. с. E^* может быть связана с напряжением генератора U_r единственным образом:

$$E^* = \sqrt{U_r^2 + (x^* I_a)^2} \quad (15)$$

или в отклонениях

$$\Delta E^* = \beta_8 \Delta U_r + \beta_9 \Delta I_a, \quad (16)$$

где

$$\beta_8 = \frac{\partial E^*}{\partial U_r} = \frac{U_r}{\sqrt{U_r^2 + (x^* I_a)^2}};$$

$$\beta_9 = \frac{\partial E^*}{\partial I_a} = \frac{x^* I_a}{\sqrt{U_r^2 + (x^* I_a)^2}}.$$

Подставив в уравнение (16) значения ΔU_r и ΔI_a из исходной системы уравнений, получим:

$$\Delta E^* = \frac{[\tau_3(\beta_2 \beta_8 - \beta_9) - \alpha_1 \beta_1 \beta_8 \alpha_3] p + \beta_2 \beta_8 - \beta_9}{[\tau_3(1 + \beta_2 \beta_4) - \alpha_1 \alpha_3 \beta_1 \beta_4] p + 1 + \beta_2 \beta_4} \beta_5 \Delta R_n. \quad (17)$$

Коэффициент при p в числителе равен нулю, если

$$\alpha_3 = \frac{\tau_3(\beta_2 \beta_8 - \beta_9)}{\alpha_1 \beta_1 \beta_8}.$$

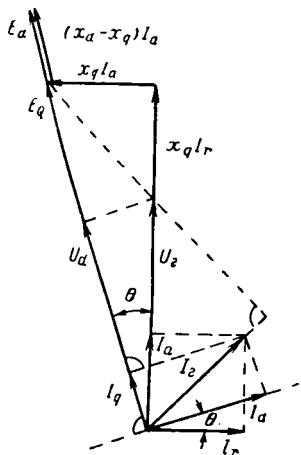


Рис. 4. Векторная диаграмма явнополюсного синхронного генератора.

Для проверки структурной схемы найдем связь между координатами ΔU_b , ΔE_d и $\Delta E'_d$:

$$\frac{\alpha_1 \alpha_2}{T_{d0} p + 1} \Delta U_b + \frac{T_{d0} p}{T_{d0} p + 1} (\Delta E_d - \Delta E'_d) = \Delta E_d$$

или

$$\alpha_1 \alpha_2 \Delta U_b = \Delta E_d + T_{d0} \frac{d \Delta E'_d}{dt}. \quad (22)$$

Таким образом, мы получили известное уравнение переходных процессов в синхронной машине, которым при принятых упрощениях часто пользуются.

Система уравнений для полученной структурной схемы (рис. 3) принимает следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_r &= \frac{1}{\cos \theta} \Delta E_d - x_d \Delta I_r - x_d \operatorname{tg} \theta \Delta I_a; \\ \Delta E_d &= \alpha_1 \Delta i_b; \\ \Delta i_b &= \frac{\alpha_2}{T_{d0} p + 1} \Delta U_b + \\ &+ \frac{T_{d0} (x_d - x'_d) p}{\alpha_1 (T_{d0} p + 1)} \Delta I_d; \\ \Delta I_d &= \cos \theta \Delta I_r + \sin \theta \Delta I_a; \\ \Delta I_r &= \frac{1}{X_h} \Delta U_r - \frac{U_r}{X_h^2} \Delta X_h; \\ \Delta I_a &= \frac{1}{R_h} \Delta U_r - \frac{U_r}{R_h^2} \Delta R_h. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

По желанию в структурную схему (рис. 3) легко ввести координату $\Delta E'_d$ с помощью двух связей (положительной и отрицательной) по продольной составляющей тока нагрузки ΔI_d или по $\Delta E_d - \Delta E'_d$. Для примера на рис. 3 такие связи показаны пунктиром. При изменении тока ΔI_d в первый момент времени ($p = \infty$) эта координата не меняет своего значения, так как в ней приходят два равные по величине и разные по знаку сигнала. Связь по току ΔI_d в первый момент времени как бы разомкнута. Это позволяет легко определить все интересующие нас координаты (ток и напряжение генератора) в первый момент внезапного изменения режима машины.

Синхронный генератор с явновыраженными полюсами. Для построения структурной схемы явнополюсной машины нет необходимости повторять

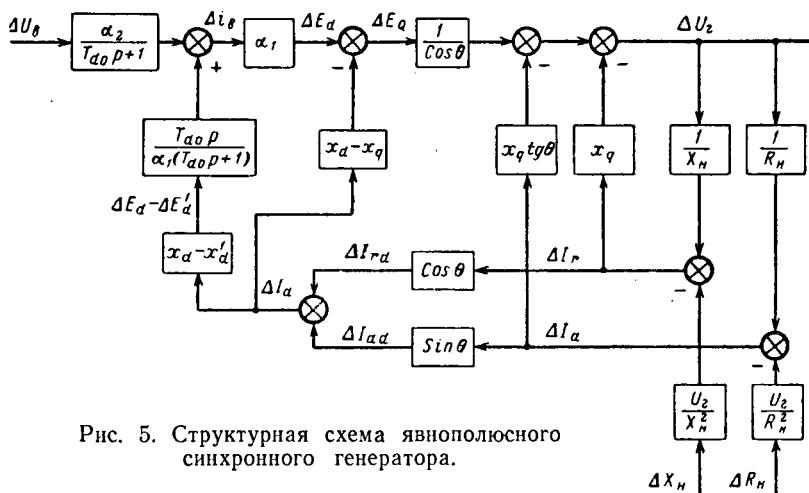


Рис. 5. Структурная схема явнополюсного синхронного генератора.

приведенные выше рассуждения. Достаточно учесть отличие ее векторной диаграммы (рис. 4) от векторной диаграммы неявнополюсной машины (рис. 1), которое заключается в том, что для определения угла θ вместо E_d берется E_Q и, следовательно, вместо x_d — реактанс по поперечной оси машины x_q :

$$\begin{aligned} \sin \theta &= \frac{x_q}{R_h \sqrt{\left(1 + \frac{x_q}{X_h}\right)^2 + \left(\frac{x_q}{R_h}\right)^2}}; \\ \cos \theta &= \frac{X_h + x_q}{X_h \sqrt{\left(1 + \frac{x_q}{X_h}\right)^2 + \left(\frac{x_q}{R_h}\right)^2}}; \\ \operatorname{tg} \theta &= \frac{X_h x_q}{R_h (X_h + x_q)}; \\ \beta_2 &= x_q \operatorname{tg} \theta, \quad \beta_3 = x_q. \end{aligned}$$

Величины ΔE_Q и ΔE_d связаны между собой уравнением

$$\Delta E_Q = \Delta E_d - (x_d - x_q) \Delta I_d. \quad (24)$$

Это означает, что в структурной схеме явнополюсной машины появляется еще одна жесткая отрицательная обратная связь (рис. 5). Параметры гибкой обратной связи за координатой ΔI_d остаются без изменения и система уравнений явнополюсной машины, соответствующая полученной структурной схеме, принимает следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_r &= \frac{1}{\cos \theta} \Delta E_Q - x_q \Delta I_r - x_q \operatorname{tg} \theta \Delta I_a; \\ \Delta E_Q &= \Delta E_d - (x_d - x_q) \Delta I_d; \\ \Delta E_d &= \alpha_1 \Delta i_b; \\ \Delta i_b &= \frac{\alpha_2}{T_{d0} p + 1} \Delta U_b + \frac{T_{d0} (x_d - x'_d) p}{\alpha_1 (T_{d0} p + 1)} \Delta T_d; \\ \Delta I_d &= \cos \theta \Delta I_r + \sin \theta \Delta I_a; \\ \Delta I_r &= \frac{1}{X_h} \Delta U_r - \frac{U_r}{X_h^2} \Delta X_h; \\ \Delta I_a &= \frac{1}{R_h} \Delta U_r - \frac{U_r}{R_h^2} \Delta R_h. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Таким образом, уже в первом приближении нерегулируемая синхронная машина представляет со-

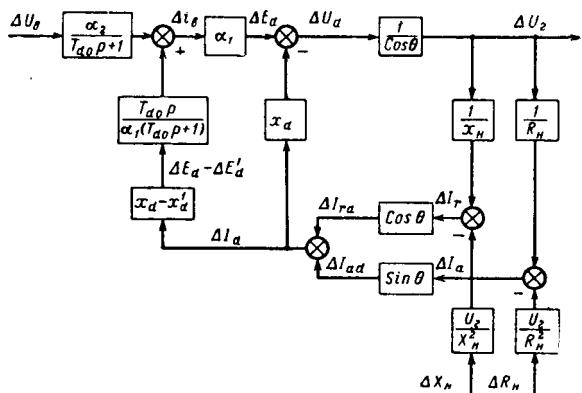


Рис. 6. Обобщенная структурная схема синхронного генератора.

бой характерную систему с жесткими и гибкими обратными связями, замыкающимися через цепи нагрузки. При постоянных параметрах генератора и нагрузки система является линейной и вместо отклонений координат можно пользоваться их абсолютными значениями. При изменении параметров нагрузки, равно как и при учете насыщения машины, система является нелинейной.

При известном законе регулирования возбуждения машины приведенные структурные схемы не трудно дополнить обратными связями, создаваемыми регулятором.

Обобщенная структурная схема синхронной машины. Анализируя структурные схемы рис. 3 и 5, легко видеть, что обе эти схемы могут быть сведены к одной обобщенной структурной схеме. Для этого достаточно перенести все жесткие обратные связи на вход звена $\frac{1}{\cos \theta}$, использовав также в качестве входной координаты для указанных связей продольную составляющую тока нагрузки. Такой структурной схеме (рис. 6) соответствует следующая система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_r &= \frac{1}{\cos \theta} (\Delta E_d - x_d \Delta I_d); \\ \Delta E_d &= \alpha_1 \Delta I_B; \\ \Delta I_B &= \frac{\alpha_2}{T_{d0} p + 1} \Delta U_B + \frac{T_{d0} (x_d - x'_d) p}{\alpha_1 (T_{d0} p + 1)} \Delta I_d; \\ \Delta I_d &= \cos \theta \Delta I_r + \sin \theta \Delta I_a; \\ \Delta I_r &= \frac{1}{X_n} \Delta U_r - \frac{U_r}{X_n^2} \Delta X_n; \\ \Delta I_a &= \frac{1}{R_n} \Delta U_r - \frac{U_r}{R_n^2} \Delta R_n. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Известно, что системы с обратными связями при определенных параметрах могут быть неустой-

чивыми. Посмотрим относится ли к таким системам нерегулируемая синхронная машина. Для этого приведем решение системы уравнений (26) относительно, например, ΔU_r для наиболее простого случая индуктивной нагрузки. Оно имеет вид (здесь принято $\Delta X_n = 0$):

$$\Delta U_r = \frac{\frac{\alpha_1 \alpha_2 X_n}{X_n + x_d}}{\frac{X_n + x'_d}{T_{d0} (X_n + x_d)} p + 1} \Delta U_B. \quad (27)$$

Из этого уравнения следует, что синхронный генератор может представлять собой неустойчивую систему, если X_n принимает отрицательное значение, т. е. генератор включен на емкостную нагрузку, величина которой лежит в пределах $x'_d \leq x_c \leq x_d$.

В первом граничном случае при $x_c = x'_d$ генератор представляет собой неустойчивое безынерционное звено, поэтому процесс потери устойчивости будет протекать очень быстро, а во втором граничном случае при $x_c = x_d$ генератор представляет собой идеальное интегрирующее звено (апериодическое звено с бесконечно большим коэффициентом усиления и бесконечно большой постоянной времени), поэтому процесс нарушения устойчивости будет протекать в соответствии с постоянной интегрирования $\frac{\alpha_1 \alpha_2 X_d}{T_{d0} (x_d - x'_d)}$.

Процесс потери устойчивости хорошо известен и назван в литературе самовозбуждением синхронных машин [Л. 2 и 3].

Физическое представление о явлении самовозбуждения синхронных машин обычно связывают с параметрическим резонансом [Л. 2 и 3]. Вместе с тем изучение самовозбуждения основано на анализе уравнений с постоянными параметрами. Кроме того, на основе параметрического резонанса нельзя объяснить явления самовозбуждения неявнополюсных машин.

Таких противоречий не будет, если на основе теории автоматического регулирования составить структурную схему синхронной машины и объяснить явление самовозбуждения действием обратных связей.

Литература

1. Веников В. А., Переходные электромеханические процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», М.—Л., 1964.
2. Горев А. А., Переходные процессы синхронной машины, Госэнергоиздат, 1950.
3. Веников В. А., Анисимова Н. Д., Долгинов А. И. и Федоров Д. А., Самовозбуждение и самораскачивание в электрических системах, изд-во «Высшая школа», 1964.

[17.7.1965]



Переходные процессы в асинхронных машинах с управляемым полупроводниковым коммутатором

Канд. техн. наук Ш. И. ЛУТИДЗЕ

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Особенность работы электрических машин с управляемым полупроводниковым коммутатором (УПК) — наличие несимметричных переходных режимов в отдельные интервалы времени. В зависимости от схемы соединения УПК, системы управления и количества одновременно проводящих ток ячеек несимметричные режимы могут иметь различный характер. В настоящей статье проведен анализ и дана методика расчета однофазных и двухфазных несимметричных режимов в электрических машинах асинхронного типа с УПК (асинхронный возбудитель, асинхронный преобразователь частоты и др.).

Считаем, что на статоре асинхронной машины имеется трехфазная обмотка, питающаяся от сети, а на роторе — разрезанная многофазная обмотка с УПК. На выходе УПК подключена нагрузка в виде активного и индуктивного сопротивлений. В зависимости от числа одновременно проводящих полупроводниковых ячеек каждый коммутационный цикл можно разбить на внекоммутационный и коммутационный интервалы. Во внекоммутационном интервале времени ток протекает в одной фазе обмотки ротора, если УПК соединен по схеме с нулевым выводом, и в двух фазах, если УПК соединен по мостовой схеме. В коммутационном интервале времени в схеме с нулевым выводом ток протекает в двух фазах, а в мостовой схеме — в трех фазах. Рассмотрим двухфазный режим, так как однофазный режим может быть рассмотрен как частный случай двухфазного.

Принимаем, что в момент $t = 0$ в работу вступают две фазы роторной обмотки с магнитными осями, расположенными в пространстве под углами α_1^p , α_2^p от продольной оси машины. Углы α_1^p и α_2^p меняются скачкообразно.

Уравнения переходных процессов для совокупности рассматриваемых поочередно следующих друг за другом несимметричных режимов можно получить из общих уравнений машины с несимметричными обмотками. Координатную систему для упрощения уравнений необходимо выбрать неподвижной относительно ротора [Л. 1]. Полагая в указанных уравнениях $m=3$ и $n=2$, получим:

$$V^c = r^c I^c + \frac{d\psi^c}{dt} + j\omega_p \Psi^p; \quad (a)$$

$$V^c = r^c I^c + \frac{d\psi^c}{dt} - j\omega_p \Psi^p; \quad (b)$$

$$V^p = r^p I^p + \frac{d\Psi^p}{dt}; \quad (v)$$

$$V^p = r^p I^p + \frac{d\Psi^p}{dt}; \quad (g)$$

$$\Psi^c = \left(L_s^c + \frac{3}{2} M_{c,c} \right) I^c + \frac{3}{2} M_{c,p} I^p;$$

$$\begin{aligned} \Psi^p &= \left(L_s^p + \frac{3}{2} M_{p,p} \right) I^p + M_{p,c} I^c + \\ &+ \frac{1}{2} (e^{j2\alpha_1} + e^{j2\alpha_2}) (M_{p,p} I^p + M_{p,c} I^c); \\ I^p &= (e^{j\alpha_1^p} - e^{j\alpha_2^p}) i^p; \\ \Psi^p &= (e^{j\alpha_1} - e^{j\alpha_2}) \Psi^p. \end{aligned}$$

Два уравнения (в) и (г) для двухфазной обмотки ротора можно заменить одним уравнением эквивалентной однофазной обмотки. Для этого уравнение (г) умножаем на $e^{j(\alpha_1^p + \alpha_2^p)}$ и вычитаем из уравнения (в). Учитывая, что $V^p - e^{j(\alpha_1^p + \alpha_2^p)} \Psi^p = 0$, получим:

$$r^p (I^p - a^* I^p) + \frac{d}{dt} (\Psi^p - \Psi^*) = 0. \quad (d)$$

Подставляя значения потокосцеплений в уравнения (а), (б) и (д) и приведя все величины к обмотке ротора и к операторному виду, получим уравнения [Л. 1]:

$$\begin{bmatrix} V^c(p) + V_0^c(p) \\ \dot{V}^c(p) + \dot{V}_0^c(p) \\ \ddot{V}_0^c(p) \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} z_{11}^{c,c} & 0 & z_{11}^{c,p} \\ 0 & z_{11}^{c,c} & z^{c,p} \\ z_{11}^{p,c} & z_{12}^{p,c} & z_{11}^{p,p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^c(p) \\ I^c(p) \\ I^p(p) \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Уравнения (1) записаны в относительных единицах в области изображения. Для определения $V^c(p)$ — комплекса приложенного напряжения в область изображения в координатах ротора — вначале нужно найти комплекс $V(t)$ — приложенного напряжения в область действительной функции времени t . Принимаем для мгновенных фазных приложенных напряжений:

$$u_i = U_m \cos \left[t + \varphi - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right] \quad (i=1, 2, 3), \quad (2)$$

где φ — фаза включения напряжений.

Для комплекса напряжения $V(t)$ в координатной системе, вращающейся вместе с ротором со скольжением s , имеем [Л. 1]:

$$V(t) = e^{-j\theta_p} \sum_{i=1}^3 u_i e^{j\alpha_i^c}, \quad (3)$$

где α_i^c — пространственные углы сдвига фаз статорной симметричной обмотки,

$$\alpha_i^c = \alpha_0^c + (i-1) \frac{2\pi}{3};$$

α_0^c — начальный угол сдвига для первой фазы;

Если принять $\alpha_0^c = 0$, то из уравнений (2) и (3) получим:

$$V^c(t) = \frac{3}{2} U_m e^{j(s t + \varphi)}. \quad (4)$$

Следовательно, в области изображения

$$V^c(p) = \frac{3}{2} U_m e^{j\varphi} \frac{p}{p - js}. \quad (5)$$

Для полных сопротивлений в уравнении (1) имеем следующие выражения [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} z_{11}^{c,c} &= [\rho^c + p + j(1-s)] x_{11}^{c,c}; \\ z_{11}^{p,p} &= (\rho^p + p) x_{11}^{p,p}; \\ z_{11}^{p,c} &= \frac{1}{2} p x_{11}^{p,c}; \\ z_{12}^{p,c} &= -\frac{1}{2} p e^{j(\alpha_1^p + \alpha_2^p)} x_{11}^{p,c}; \\ z_{11}^{c,p} &= [p + j(1-s)] x_{11}^{c,p}; \\ z_{11}^{c,p} &= -e^{-j(\alpha_1^p + \alpha_2^p)} z_{11}^{c,p}. \end{aligned} \right\}, \quad (6a)$$

Индуктивные сопротивления в уравнениях (6a) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} x_{11}^{c,c} &= x_s^c + \frac{3}{2} x_m; \\ x_{11}^{p,p} &= 2x_s^p + 2x_m [1 - \cos(\alpha_1^p - \alpha_2^p)] + x_m; \\ x_{11}^{p,c} &= 2x_m [1 - \cos(\alpha_1^p - \alpha_2^p)]; \\ x_{11}^{c,p} &= \frac{3}{2} x_m. \end{aligned} \right\} \quad (6b)$$

Определим коэффициенты затухания:

$$\rho^c = \frac{r^c}{x_{11}^{c,c}}; \quad \rho^p = \frac{2r^p + r^u}{x_{11}^{p,p}}. \quad (7)$$

Как видно из уравнений (6) и (7), для определения параметров, входящих в уравнение (1), достаточно знать параметры схемы замещения асинхронной машины в симметричном режиме: r^c , r^p , x_s^c , x_s^p :

$$x_m = \frac{2}{3} x_\mu;$$

x_μ — индуктивное сопротивление намагничивающей ветви по схеме замещения. Следует отметить, что других данных и проведения дополнительных опытов для определения параметров не требуется.

В уравнениях (1) $V_0^c(p)$ и $V_0^p(p)$ — комплексные величины, определяемые из начальных условий:

$$\left. \begin{aligned} V_0^c(p) &= p(x_{11}^{c,c} I_0^c + x_{11}^{c,p} I_0^p); \\ V_0^p(p) &= \frac{1}{2} p x_{11}^{p,c} [I_0^c - e^{j(\alpha_1^p + \alpha_2^p)} I_0^p] + x_{11}^{p,p} I_0^p, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где I_0^c , I_0^p — начальные значения комплексных токов статора и ротора;

$$\left. \begin{aligned} I_0^c &= I_{0m}^c e^{j\varphi_0^c} = \sum_{i=1}^3 i_{i_0}^c e^{j(i-1)\frac{2\pi}{3}}; \\ I_0^p &= I_{0m}^p e^{j\varphi_0^p} = (e^{j\alpha_1^p} - e^{j\alpha_2^p}) i_0^p, \end{aligned} \right\} \quad (8a)$$

$i_{i_0}^c$, i_0^p — мгновенные значения токов в обмотках статора и ротора.

Из выражения (8a) определяем:

$$\left. \begin{aligned} i_0^p &= -\frac{1}{2 \sin \frac{1}{2}(\alpha_1^p - \alpha_2^p)} I_{0m}^p; \\ \varphi_0^p &= \frac{1}{2} (\alpha_1^p + \alpha_2^p) - \frac{\pi}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (8b)$$

Решение уравнения (1) имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} I^c(p) &= \frac{\Delta_1}{\Delta}; \\ I^p(p) &= \frac{\Delta_2}{\Delta}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Delta &= \begin{bmatrix} z_{11}^{c,c} & 0 & z_{11}^{c,p} \\ 0 & z_{11}^{c,c} & z_{11}^{c,p} \\ z_{11}^{p,c} & z_{12}^{p,c} & z_{11}^{p,p} \end{bmatrix}; \\ \Delta_1 &= \begin{bmatrix} V^c(p) + V_0^c(p) & 0 & z_{11}^{c,p} \\ V^c(p) + V_0^c(p) & z_{11}^{c,c} & z_{11}^{c,p} \\ V_0^p & z_{12}^{p,c} & z_{11}^{p,p} \end{bmatrix}; \\ \Delta_2 &= \begin{bmatrix} z_{11}^{c,c} & 0 & V^c(p) + V_0^c(p) \\ 0 & z_{11}^{c,c} & V^c(p) + V_0^c(p) \\ z_{11}^{p,c} & z_{12}^{p,c} & V_0^p(p) \end{bmatrix}. \end{aligned} \right\} \quad (9a)$$

Приравняв $\Delta = 0$ и определив корни p_1 , p_2 , p_3 характеристического уравнения, получаем:

$$\Delta = a_0(p - p_1)(p - p_2)(p - p_3),$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \sigma x_{11}^{p,p} x_{11}^{c,c 2}; \\ p_1 &= -\frac{1}{\sigma} \rho^p; \\ p_{2,3} &= \beta \pm jv; \\ \beta &= -\frac{1-\sigma}{2\sigma} \rho^c; \\ v &= 1 - s - \frac{1}{8} \cdot \frac{1}{1-s} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \rho^c \right)^2; \\ \rho &= \frac{x_{11}^{c,p} x_{11}^{p,c}}{x_{11}^{c,c} x_{11}^{p,p}}; \\ \sigma &= 1 - \rho. \end{aligned} \right\} \quad (9b)$$

Подставляя в выражения (9a) значения входящих в него величин из (5), (6a) и (8) и пренебрегая величиной ρ^c , получим:

$$\begin{aligned}
 \Delta &= x_{11}^{p,p} x_{11}^{c,c} \sigma (p^2 + s^2) [p^2 + (1-s)^2] \times \\
 &\quad \times \left(p + \frac{1}{\sigma} p^p \right); \\
 \Delta_1 &= x_{11}^{c,c} x_{11}^{p,p} \left[\frac{3}{2} U_m e^{j\varphi} p (p + js) + \right. \\
 &\quad + (x_{11}^{c,c} I_0^c + x_{11}^{c,p} I_0^p) p (p^2 + s^2) \left. \right] \times \\
 &\quad \times \left(p + p^p - \frac{1}{2} p u \right) [p - j(1-s)] - \\
 &- \frac{1}{2} e^{j(\alpha_1^p + \alpha_2^p)} x_{11}^{c,c} x_{11}^{p,p} p \left[\frac{3}{2} U_m e^{-j\varphi} p (p - js) + \right. \\
 &+ (x_{11}^{c,c} I_0^c + x_{11}^{c,p} I_0^p) p (p^2 + s^2) \left. \right] [p + j(1-s)] - \\
 &- x_{11}^{c,c} x_{11}^{c,c} p (p^2 + s^2) [p^2 + (1-s)^2] \times \\
 &\times \left\{ \frac{1}{2} x_{11}^{p,c} [I_0^c - e^{j(\alpha_1^p + \alpha_2^p)} I_0^c] + x_{11}^{p,p} I_0^p \right\}; \\
 \Delta_2 &= -x_{11}^{c,c} x_{11}^{p,c} \left[\frac{3}{2} U_m e^{j\varphi} p (p + js) + \right. \\
 &+ p (x_{11}^{c,c} I_0^c + x_{11}^{c,p} I_0^p) (p^2 + s^2) \left. \right] \times \\
 &\times \frac{1}{2} p [p - j(1-s)] + x_{11}^{c,c} x_{11}^{p,c} \times \\
 &\times \left[\frac{3}{2} U_m e^{-j\varphi} p (p - js) + p (p^2 + s^2) \times \right. \\
 &\times (x_{11}^{c,c} I_0^c + x_{11}^{c,p} I_0^p) \left. \right] \frac{1}{2} p e^{j(\alpha_1^p + \alpha_2^p)} \times \\
 &\times [p + j(1-s)] + p x_{11}^{c,c} [p^2 + (1-s)^2] \times \\
 &\times (p^2 + s^2) \left\{ \frac{1}{2} x_{11}^{p,c} [I_0^c - e^{j(\alpha_1^p + \alpha_2^p)} I_0^c] + \right. \\
 &\quad \left. + x_{11}^{p,p} I_0^p \right\}.
 \end{aligned} \tag{10}$$

Для определения комплексных значений токов в функции времени пользуемся формулой разложения, которая для рассматриваемого случая принимает следующий вид:

$$\begin{aligned}
 I^c(t) &= -\frac{\Delta_1(is)}{js\Delta'(js)} e^{js t} + \frac{\Delta_1(is)}{-js\Delta'(-js)} e^{-js t} + \\
 &\quad + \sum_{k=1}^3 \frac{\Delta_1(p_k)}{p_k \Delta'(p_k)} e^{p_k t}; \\
 I^p(t) &= \frac{\Delta_2(is)}{js\Delta'(js)} e^{js t} + \frac{\Delta_2(-js)}{-js\Delta'(-js)} e^{-js t} + \\
 &\quad + \sum_{k=1}^3 \frac{\Delta_2(p_k)}{p_k \Delta'(p_k)} e^{p_k t}.
 \end{aligned} \tag{11}$$

В уравнениях (11) первые два члена выражают установившийся ток, а остальные — апериодически и периодически затухающий.

После вычисления производных по выражениям (10) и несложных преобразований получим для комплексных токов статора и ротора следующие выражения:

$$I^p = \frac{1}{\sigma} [(1 - \mu \cos^2 \varphi_2) e^{-\frac{1}{\sigma} p^p t} -$$

$$\begin{aligned}
 &- \mu \sin \varphi_2 \sin [(1-s)t + \varphi_2] e^{-\frac{1+\sigma}{2\sigma} p^c t} I_0^p + \\
 &+ (e^{j\alpha_1^p} - e^{j\alpha_2^p}) \operatorname{Im} \left\{ \frac{3\mu U_m e^{-j\frac{1}{2}(\alpha_1^p + \alpha_2^p)}}{4\sigma \sin \frac{1}{2}(\alpha_1^p - \alpha_2^p)} \times \right. \\
 &\times \left[\sin \varphi_1 e^{j(st + \varphi_1 + \varphi)} + \sin \varphi_2 e^{-\frac{1+\sigma}{2\sigma} p^c t - j[(1-s)t + \varphi_2 - \varphi]} - \right. \\
 &- \sin(\varphi_1 + \varphi_2) e^{-\frac{1}{\sigma} p^p t + j(\varphi_1 - \varphi_2 + \varphi)} + \\
 &\quad \left. \left. + j \frac{\mu I_0^c x_{11}^{c,c} \sin \varphi_2 e^{-j[\alpha_1^p + \alpha_2^p + \varphi_1]}}{2\sigma x_{11}^{c,p} \sin \frac{1}{2}(\alpha_1^p - \alpha_2^p)} \right] \right\} \times \\
 &\times \left[e^{-\frac{1}{\sigma} p^p t} - e^{-\frac{1+\sigma}{2\sigma} p^c t - j(1-s)t} \right];
 \end{aligned} \tag{12}$$

$$\begin{aligned}
 I^c &= -\frac{x_{11}^{c,p}}{x_{11}^{c,c}} I^p + e^{-\frac{1+\sigma}{2\sigma} p^c t - j(1-s)t} \times \\
 &\times \left(I_0^c + \frac{x_{11}^{c,p}}{x_{11}^{c,c}} I_0^p \right) - j \frac{3}{2} \frac{U_m}{x_{11}^{c,c}} e^{j(st + \varphi)} + \\
 &+ j \frac{3}{2} \frac{U_m}{x_{11}^{c,c}} e^{-\frac{1+\sigma}{2\sigma} p^c t - j[(1-s)t + \varphi]}.
 \end{aligned} \tag{13}$$

В выражениях (12) и (13)

$$\left. \begin{aligned}
 \varphi_1 &= \operatorname{arctg} \frac{s}{p_1}; \\
 \varphi_2 &= \operatorname{arctg} \frac{1-s}{p_1}.
 \end{aligned} \right\} \tag{14}$$

Уравнения (12)–(14) позволяют шаг за шагом производить расчет комплексных значений токов в отдельные интервалы времени и, следовательно, определить весь переходный процесс на любом отрезке времени. На каждом интервале время отсчитывается от нуля; при этом нетрудно проверить, что уравнения (12) и (13) удовлетворяют начальным условиям: при $t=0$ $I^c = I_0^c$; $I^p = I_0^p$. Начальные условия определяются из предыдущего интервала времени. Таким образом, для каждого интервала времени имеем: начальные токи статора и ротора, начальную фазу приложенного к статорной обмотке напряжения φ и новые значения углов α_1^p и α_2^p . Необходимо отметить, что, несмотря на изменения углов α_1^p , α_2^p , параметры $x_{11}^{p,p}$ и $x_{11}^{p,c}$ сохраняют свое значение на всех интервалах.

После определения комплексных токов по выражениям обратного преобразования переменных всегда можно найти мгновенные значения токов в фазах роторной и статорной обмоток [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} i^p &= \frac{1}{e^{j\alpha_1^p} - e^{j\alpha_2^p}} I^p; \\ i_i^c &= \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[I^c e^{j[(1-s)t - (i-1)\frac{2\pi}{3}]} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Согласно уравнениям (12) — (15) для мгновенных значений токов ротора и статора получаем:

$$i^p = i_y^p + i_a^p + i_n^p; \quad (16)$$

$$i_i^c = i_{y_i}^c + i_{a_i}^c + i_{1_i}^c + i_{2_i}^c, \quad i = 1, 2, 3. \quad (17)$$

В уравнениях (16) и (17):

i_y^p — установившийся ток ротора;

i_a^p — апериодически затухающий ток ротора с коэффициентом затухания $-\frac{p^p}{\sigma}$;

i_n^p — периодически затухающий ток ротора с коэффициентом затухания $-\frac{1+\sigma}{2\sigma} p^c$;

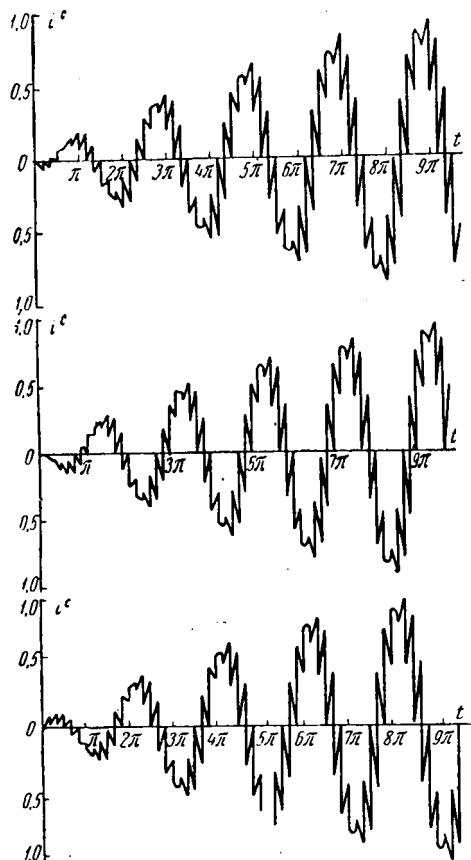


Рис. 1. Вологодская областная универсальная научная библиотека

$i_{y_i}^c$ — установившийся фазный ток статора;
 $i_{a_i}^c$ — апериодически затухающий ток статора;
 $i_{1_i}^c$ — периодически затухающий ток статора с коэффициентом затухания $-\frac{1}{\sigma} p^p$;
 $i_{2_i}^c$ — периодически затухающий ток статора с коэффициентом затухания $-\frac{1+\sigma}{2\sigma} p^c$.

На основе выражений, полученных для двухфазного режима, можно получить выражения для исследования процесса в однофазном режиме. Однофазный режим, имеющий место в схеме с нулевым выводом, можно рассматривать как частный случай двухфазного режима. Для этого в выражениях (12) и (13) нужно принять: $\alpha_1^p = \alpha^p$ и $\alpha_2^p = \alpha^p + \pi$.

Уравнения (12) — (17) позволяют рассчитать как внекоммутационные, так и коммутационные процессы в схеме с нулевым выводом и в мостовой схеме.

В схеме с нулевым выводом для внекоммутационного процесса имеем параметры:

$$\left. \begin{aligned} x_{11}^{p,p} &= x_s^p + x_m + x^h; \\ x_{11}^{p,c} &= x_m, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

а для коммутационного процесса

$$\left. \begin{aligned} x_{11}^{p,p} &= 2x_s^p + 2x_m [1 - \cos(\alpha_1^p - \alpha_2^p)]; \\ x_{11}^{p,c} &= 2x_m [1 - \cos(\alpha_1^p - \alpha_2^p)]. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

В мостовой схеме для внекоммутационного процесса следует принять:

$$\left. \begin{aligned} x_{11}^{p,p} &= 2x_s^p + x^h + 2x_m [1 - \cos(\alpha_1^p - \alpha_2^p)]; \\ x_{11}^{p,c} &= 2x_m [1 - \cos(\alpha_1^p - \alpha_2^p)], \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

а для коммутационного процесса

$$\left. \begin{aligned} x_{11}^{p,p} &= 2x_s^p + 2x_m [1 - \cos(\alpha_1^p - \alpha_2^p)]; \\ x_{11}^{p,c} &= 2x_m [1 - \cos(\alpha_{1,i}^p - \alpha_2^p)]. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

При рассмотрении коммутационного процесса в данной работе принято, что ток нагрузки в интервале времени γ не изменяет своей величины.

Для асинхронных возбудителей индуктивное сопротивление нагрузки значительно больше активного. Согласно уравнению (14) в этом случае получаем: $\varphi_1 = \varphi_2 = \frac{\pi}{2}$. Подставляя эти значения в уравнение (15), для тока ротора в двухфазном режиме получим:

$$i^p = \frac{3}{4} \frac{\mu}{\sigma} \frac{U_m}{x_{11}^{c,p}} \frac{1}{\sin \frac{1}{2} (\alpha_1^p - \alpha_2^p)} \times$$

$$\times \left\{ \cos \left(st - \frac{\alpha_1^p + \alpha_2^p}{2} + \varphi \right) - \right. \\ \left. - \cos \left[(1-s)t + \frac{\alpha_1^p + \alpha_2^p}{2} - \varphi \right] e^{-\frac{1+\sigma}{2\sigma} p^c t} \right\} +$$

$$\begin{aligned}
 & + \left[\frac{1}{\sigma} e^{-\frac{p^p}{\sigma} t} - \frac{\mu}{\sigma} e^{-\frac{1+\sigma}{2\sigma} p^c t} \cos(1-s)t \right] i_0^p + \\
 & + \frac{\mu}{2\sigma} \frac{x_{11}^{c,p}}{x_{11}^{c,c}} \frac{I_0^c}{\sin \frac{1}{2}(\alpha_1^p - \alpha_2^p)} \times \\
 & \times \left\{ e^{-\frac{1+\sigma}{2\sigma} p^c t} \sin \left[(1-s)t + \frac{\alpha_1^p + \alpha_2^p}{2} - \varphi_0^c \right] - \right. \\
 & \left. - e^{-\frac{p^p}{\sigma} t} \sin \left(\frac{\alpha_1^p + \alpha_2^p}{2} - \varphi_0^c \right) \right\}. \quad (22)
 \end{aligned}$$

Учитывая, что при $t=0 i^p = i_0^p$, при $t=\gamma i^p = 0$, из уравнения (22) можно получить выражение для определения угла коммутации γ .

Угол коммутации γ зависит от начальных значений коммутируемых токов статора и ротора и будет меняться с изменением этих токов.

Полученные выше выражения могут быть применены для определения электромагнитных процессов как вращающихся, так и статических преобразователей частоты.

Представляет интерес применение полученных выражений также для преобразователей и инверторов с трехфазным стержневым трансформатором. Трехстержневой трансформатор может быть рассмотрен как неподвижная асинхронная машина. Допустив в уравнениях $s=1$, получим формулы для исследования электромагнитных процессов в переходных режимах с учетом активных сопротивлений и тока намагничивания. В частности, если принять:

$$\left. \begin{aligned}
 s &= 1; \\
 \varphi - \frac{\alpha_1^p + \alpha_2^p}{2} &= \alpha_0; \\
 p^c &= p^p = 0; \\
 \frac{\alpha_1^p - \alpha_2^p}{2} &= \frac{\pi}{m^p}, \\
 \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

то для определения угла коммутации получим более простую формулу:

$$\cos \alpha_0 - \cos(\alpha_0 + \gamma) = \frac{4}{3} \frac{\sigma}{\mu} \frac{x_{11}^{c,p}}{U_m} \sin \frac{\pi}{m^p} i_0^p. \quad (24)$$

Как видно из выражения (24), угол коммутации в этом случае зависит только от величины комму-

тируемого тока ротора. Уравнение (24) записано с учетом намагничивающего тока.

В частности, если принять $x_m = \infty$ для $m^p = 3$, то из уравнения (24), учитывая при этом (6) и (9), получим известное выражение для определения угла коммутации без учета намагничивающего тока и активного сопротивления [Л. 2].

В заключение статьи приведены результаты расчета переходных процессов трехфазного асинхронного возбудителя с УПК, соединенным по мостовой схеме. Асинхронная машина имеет следующие параметры: тип МКА-19; мощность 11,5 квт; напряжение 220/380 в; ток статора 44/25,4 а; схема соединения Δ/Λ ; $r_1 = 0,406$ ом; $r'_2 = 0,526$ ом; $x_\mu = 22,64$ ом; $k = 3,33$; $x_1 = x'_2 = 0,99$ ом; принимаем скольжение $s = 2$.

В мостовой схеме начало коммутации токов в анодной и катодной группах сдвинуты, что вызывает неодновременные изменения углов α_1^p и α_2^p . В связи с этим величина $\frac{\alpha_1^p + \alpha_2^p}{2}$ от интервала к интервалу меняется на 60° . Следовательно, длительность интервала $\Delta = 60^\circ$; для мостовой схемы следует принять:

$$\frac{\alpha_1^p + \alpha_2^p}{2} = (k-1) \Delta + \alpha_0 \quad (k = 1, 2, 3 \dots).$$

За базисные величины тока и напряжения принимаем максимальные значения номинального тока и напряжения, приведенные к ротору. За базисное время принято $t_0 = \frac{1}{324}$ сек.

Остальные параметры следующие:

$$x_{11}^{c,p} = 8,65; \quad x_{11}^{c,c} = 8,764; \quad x_{11}^{p,c} = 17,3;$$

$$x_{11}^{p,p} = 50,5; \quad \mu = 0,338; \quad \sigma = 0,662; \quad x^u = 33;$$

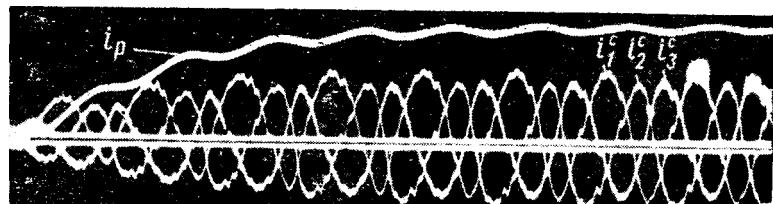
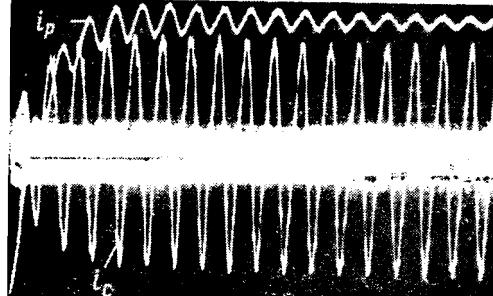
$$r^u = 1; \quad p^p = 0,022; \quad p^c = 0,00537;$$

$$\varphi_1 = 88^\circ 30'; \quad \varphi_2 = 268^\circ 30';$$

$$\frac{\alpha_1^p + \alpha_2^p}{2} = (k-1) \frac{\pi}{3}; \quad \varphi = (k-1) \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6};$$

$$0 < t < \frac{\pi}{3}.$$

На рис. 1 показаны расчетные кривые токов статора и ротора, построенные согласно уравнениям



Графическое решение задачи динамики электромагнитов постоянного тока по интервалам времени

Инж. В. Н. ГУРНИЦКИЙ
Алтайский политехнический институт

Переходные процессы в электромагнитах с неподвижным якорем изучены и решаются с достаточной для большинства практических случаев степенью точности. Основной характеристикой электромагнитного переходного процесса в электромагнитах с неподвижным якорем является кривая тока.

Электромеханические процессы, протекающие в электромагнитах с движущимся якорем, значительно сложнее и менее изучены, несмотря на то, что различные методы их расчета отражены в литературе [Л. 1—12 и др.]. Основные требования, которые было бы желательно предъявить к методам расчета динамики электромагнитов, состоят в следующем:

- универсальность (применимость к большинству конструкций электромагнитов);
- минимальное число упрощающих физическую картину процесса допущений;
- наглядность (простота математического аппарата);
- малая трудоемкость расчета (небольшое количество вычислительных и графических операций);
- достаточная точность расчета.

Целью данной статьи является изложение такого метода расчета динамических переходных процессов в электромагнитах постоянного тока, который удовлетворял бы всем перечисленным выше требованиям.

Предлагаемый метод расчета не имеет каких-либо допущений. Однако он наиболее эффективен при постоянном питающем напряжении и учете в качестве активного сопротивления обмотки (т. е. при пренебрежении, в допустимых случаях, вихревыми токами в связи с трудностями учета соответствующей им составляющей активного сопротивления).

Если известна зависимость потокосцепления обмотки от тока и пути движения якоря, то динамические процессы в электромагните полностью описываются известными дифференциальными уравнениями:

(16) и (17). На рис. 2 представлены кривые токов, снятые на лабораторной модели¹.

Как видно из кривых, ток ротора, кроме незначительной пульсации, вызванной переключением фаз, содержит медленно затухающую составляющую тока основной частоты, величину которого следует учесть в расчетах.

¹ Расчеты и эксперименты выполнили И. В. Якимец, Е. В. Макарова, В. И. Чурсин, В. М. Серебряков.

$$U = ir + \frac{d\psi}{dt}; \quad (1)$$

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = m \frac{dV}{dt} = F_T - \Sigma F_{\text{пр}}, \quad (2)$$

где U — приложенное к обмотке напряжение;
 i — мгновенное значение тока;
 r — активное (омическое, если вторичными токами пренебрегается), сопротивление обмотки;
 $\frac{d\psi}{dt}$ — скорость изменения потокосцепления обмотки во времени;
 m — приведенная к якорю масса всех движущихся частей;
 x — путь якоря;
 V — скорость якоря в какой-либо точке пути;
 F_T — электромагнитная сила тяги;
 $\Sigma F_{\text{пр}}$ — суммарная противодействующая сила, являющаяся в общем случае произвольной функцией пути и тока.

Находим величину силы тяги:

$$F_T = -\frac{i}{2} \frac{d\psi}{dx}. \quad (3)$$

Дифференциал скорости dV в уравнении (2) приближенно равен:

$$dV \approx \Delta V = \frac{\Delta x}{\Delta t} - V_{\text{п}}, \quad (4)$$

где ΔV — приращение скорости на рассматриваемом участке пути якоря по сравнению со скоростью на предыдущем участке пути $V_{\text{п}}$;

$\frac{\Delta x}{\Delta t}$ — приближенное значение скорости на рассматриваемом участке Δx .

При построении зависимости пути якоря от времени по интервалам скорость на участке, предыдущем

В кривой тока статора наличие двенадцатикратной пульсации вызвано переключением фаз ротора 12 раз в течение 0,02 сек, что соответствует при скольжении $s=2$ двум циклам в цепи ротора.

Литература

1. Лутидзе Ш. И., Преобразование переменных в электрической машине с несимметричными обмотками, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1965, № 3.

2. Каганов И. Л., Электронные и ионные преобразователи, Госэнергоиздат, ч. 1, 1950.

шем тому, на котором идет построение, всегда известна.

Представим теперь уравнения (1) — (3) в конечных разностях:

$$U = \left(i_n \pm \frac{\Delta i}{2} \right) r + \frac{\Delta \psi}{\Delta t}; \quad (5)$$

$$\frac{m}{\Delta t} \left(\frac{\Delta x}{\Delta t} - V_n \right) = F_T - \Sigma F_{np}; \quad (6)$$

$$F_T = -\frac{\left(i_n \pm \frac{\Delta i}{2} \right)}{2} \frac{\Delta \psi}{\Delta x}, \quad (7)$$

где i_n — величина тока в конце каждого участка.

Выразим из уравнений (5) и (6) приращения времени:

$$\Delta t' = -\frac{\Delta \psi}{U - \left(i_n \pm \frac{\Delta i}{2} \right) r}; \quad (8)$$

$$(\Delta t'')^2 + \frac{m' V_n}{(F_T - \Sigma F_{np})} \Delta t'' - \frac{m \Delta x}{(F_T - \Delta F_{np})} = 0. \quad (9)$$

Решим уравнение (9) относительно приращения времени:

$$\Delta t'' = \sqrt{\left[\frac{m V_n}{2(F_T - \Sigma F_{np})} \right]^2 + \frac{m \Delta x}{(F_T - \Delta F_{np})}} - \frac{m V_n}{2(F_T - \Delta F_{np})}. \quad (10)$$

Уравнения (8) и (10) являются рабочими при построении динамических характеристик пути и тока во времени.

Зависимости потокосцепления от пути и тока (рис. 1) определяются из расчета магнитной цепи электромагнита (при известном материале магнитопровода).

Кривые $\psi(x)$ построены для различных значений тока i_T , i_1 , i_2 и т. д., отличающихся одно от другого на равные приращения $\Delta i = \text{пост.}$

Для того чтобы решить уравнения (8) и (10) совместно графическим путем, на первом интервале пути Δx_1 , величина которого нам еще не известна, зададимся двумя малыми приращениями $\Delta x'_1$ и $\Delta x''_1$.

Приращения тока на всех участках пути выбираем постоянными и равными $\Delta i = \text{пост.}$ Для неподвижного якоря предыдущее значение тока равно току трогания i_T , а предыдущая скорость равна нулю.

Задаваясь значениями $\Delta x'_1$ и $\Delta x''_1$, построим теперь для первого участка пути зависимости приращений времени $\Delta t'_1$ и $\Delta t''_1$ (рис. 2). Эти зависимости при малых приращениях пути якоря можно считать прямолинейными. Точка их пересечения (точка 1 на рис. 2) даст графическое решение уравнений (8) и (10). Таким образом, на первом интервале известны: Δx_1 , Δt_1 , Δi ; по ним можно построить отрезки главных динамических характеристик электромагнита (пути и тока) во времени. Все построения проводим одновременно и для потокосцепления (рис. 1). В частности, на первом интервале приращениям $\Delta x'_1$, $\Delta x''_1$ и Δx_1 соответствуют $\Delta \psi'_1$, $\Delta \psi''_1$ и $\Delta \psi_1$.

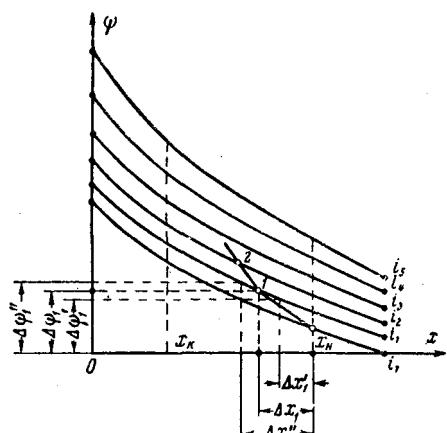


Рис. 1.

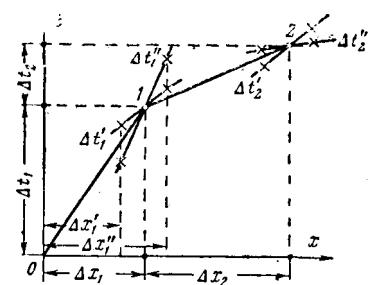


Рис. 2.

Аналогичные построения производим на всех последующих участках пути якоря. Всюду началом следующего интервала считаем конец предыдущего. Движение якоря происходит от начального положения x_n к конечному x_k . После достижения максимума кривой тока приращения тока Δi необходимо брать отрицательными. Максимум тока обнаруживает себя все более пологим наклоном отрезков — приращений динамической характеристики тока. Если на каком-либо участке пути $\Sigma F_{np} > F_T$, то движение будет происходить по инерции, а V_n будет больше, чем $\frac{\Delta x}{\Delta t}$, что видно из уравнения (6).

Рабочие формулы (8) и (10) были проверены при расчете динамики Ш-образного электромагнита с поперечно движущимся зубчатым якорем, являющегося элементом линейного электромагнитного двигателя [Л. 13]. Максимальные погрешности пути и тока по сравнению с соответствующими осциллограммами не превышали 15—20%.

Выводы. 1. Разработанный метод расчета динамических переходных процессов в электромагнитах постоянного тока удовлетворяет всем перечисленным в начале статьи требованиям.

2. При изменении приложенного к обмотке напряжения во времени данный метод сводится к методу последовательных приближений, так как на каждом участке пути нужно задаваться приращениями времени.

3. Если в момент включения электромагнита его якорь движется с некоторой скоростью V_n , обладая соответствующим запасом кинетической энергии, то

его динамические характеристики могут быть построены по тем же формулам и для этого случая.

4. В ходе построения динамических характеристик не происходит накопления погрешностей, так как на каждом интервале погрешность корректируется совместным графическим решением уравнений (8) и (10).

Литература

- Лившиц Н. А., К вопросу об анализе времени движения якоря электромагнитных механизмов, «Автоматика и телемеханика», 1939, № 2.
- Лившиц Н. А., Определение времени движения подвижных органов электромагнитного механизма при его срабатывании, «Изв. электропромышленности слабого тока», 1940, № 11.
- Москвитин А. И., Основные проблемы электрических машин прямолинейного движения, «Электричество», 1941, № 2.
- Москвитин А. И., Уравнения процессов в электромагнитах с движущимся якорем, Изв. АН СССР, ОТН, 1948, № 4.
- Лысов П. Е., К расчету динамических характеристик

электромагнитов, «Вестник электропромышленности», 1941, № 3.

6. Сотсков Б. С., Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры, Госэнергоиздат, 1950.

7. Сотсков Б. С., К вопросу о приближенном решении уравнений движения для подвижной системы реле, «Автоматика и телемеханика», 1950, № 1.

8. Пеккер И. И., Графоаналитический расчет динамических характеристик электромагнитов, Изв. вузов, Электромеханика, 1958, № 8.

9. Тер-Акопов А. К., Аналитический метод расчета динамики электромагнитов постоянного тока, «Электричество», 1960, № 5.

10. Карасев В. А., Расчет динамических режимов электромагнитов, «Электричество», 1964, № 1.

11. Агаронянц Р. А., Переходные процессы электромагнитных механизмов постоянного тока в динамическом режиме, «Вестник электропромышленности», 1958, № 3.

12. Никитенко А. Г. и Клейменов В. В., Применение электронных моделирующих устройств для расчета динамических характеристик электромагнитных механизмов, Изв. вузов, Электромеханика, 1960, № 7.

13. Зайцев А. И. и Гурицкий В. Н., Разработка тихоходного линейного привода, Тезисы докладов III научно-технической конференции по вопросам автоматизации производства, Томск, 1964.

[15.1.1966]



УДК 621.312.32:621.3.013.23.001.5

Исследование магнитного поля в воздушном зазоре явнополюсных синхронных машин методом гармонических проводимостей

Доктор техн. наук, проф. А. И. ВОЛЬДЕК
Ленинградский политехнический институт

Вводные замечания. Усовершенствование существующих и разработка новых типов электрических машин вызывает необходимость совершенствования способов расчета магнитных полей в воздушном зазоре с учетом его неравномерности. Для расчета этих полей в асинхронных машинах был предложен метод, основанный на использовании понятия об удельной магнитной проводимости воздушного зазора и представлении ее в функции угловой координаты в виде ряда Фурье [Л. 1 и 2]. Первоначально этот метод разработал Г. Крон [Л. 3], однако он не дал достаточно строгого обоснования метода и исходил из упрощенных кривых поля под пазами. Кривые для определения первой и второй гармоник проводимости воздушного зазора приведены в работах автора данной статьи [Л. 1 и 2]. Недавно Е. М. Фримен [Л. 4] рассчитал при помощи электронной вычислительной машины графики относительных амплитуд гармоник поля в зазоре, которые применительно к рассматриваемому методу представляют собой амплитуды гармоник проводимости.

В последнее время метод гармонических проводимостей успешно применяется различными авторами [Л. 5—7] для исследования неявнополюсных машин. Вместе с тем практические потребности вызывают необходимость рассмотреть возможность распространения этого метода на машины с иными

видами неравномерностей воздушного зазора [Л. 8], в частности, на машины явнополюсной конструкции. Отметим, что расчет пульсаций напряжения между смежными коллекторными пластинами якорей машин постоянного тока с многоходовыми петлевыми обмотками также удобно производить этим методом.

Сущность метода. На рис. 1,а приведена зона воздушного зазора неявнополюсной машины с односторонней зубчатостью. Если на протяжении каждого двойного полюсного деления 2τ в пазах расположено по одной катушке одной фазы с полным шагом $y=\tau$, то индукция B в воздушном зазоре распределяется в виде графика 1, изображенного на рис. 1,б. Обычно принимается, что указанная система катушек создает прямоугольную волну н. с. (кривая 1 на рис. 1,б) с высотой

$$F_k = \frac{w_k i_k}{2}, \quad (1)$$

где $w_k i_k$ — полный ток катушки.

Если принять, что для стали $\mu = \infty$, то индукция под серединой зубца будет равна:

$$B_m = \Lambda_m F_k, \quad (2)$$

где

$$\Lambda_m = \frac{\mu_0}{\delta} \quad (3)$$

представляет собой удельную магнитную проводимость под центром зубца.

Предположим, что кривая B под пазами, в проводниках которых протекает ток, имеет такой же вид (кривая 2 на рис. 1, б), как и под пазами с проводниками, в которых $i=0$. Тогда $B=f(\beta)$ можно представить в таком виде (рис. 1, б):

$$B = \Lambda_\delta F, \quad (4)$$

где $\Lambda_\delta = \Lambda_\delta(\beta)$ является удельной магнитной проводимостью на единицу площади зазора, а $F=F(\beta)$ — прямоугольной волной н. с. (рис. 1, в). Зависимость $\Lambda_\delta(\beta)$ при этом определяется отношением ординат кривой 2 (рис. 1, б) и кривой 1 (рис. 1, в) и изображена на рис. 1, г.

Магнитное поле в зазоре определяется по методу конформных отображений. В случае, когда ширина зубца $t-b$ значительно больше δ , индукция под пазом, в проводниках которого $i=0$, характеризуется следующим выражением [Л. 9, т. 1]:

$$B = \frac{\rho + u^2}{\sqrt{(\rho + 1)(\rho + u^4)}} B_m, \quad (5)$$

где

$$u = \frac{b}{2\delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{b}{2\delta}\right)^2}, \quad (6)$$

а связь между координатой x , отсчитываемой от центра паза, и переменным параметром ρ и u определяется по формуле

$$x = \frac{\delta}{\pi} \left[\ln \frac{(\sqrt{\rho + u^4} + \sqrt{\rho + 1})(u^2 \sqrt{\rho + 1} - \sqrt{\rho + u^4})}{(\sqrt{\rho + u^4} - \sqrt{\rho + 1})(u^2 \sqrt{\rho + 1} + \sqrt{\rho + u^4})} - 2 \frac{b}{\delta} \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{u} \sqrt{\frac{\rho + u^4}{\rho + 1}} \right) \right] + \frac{b}{2}. \quad (7)$$

Когда $t-b$ не велико по сравнению с δ , величина B определяется по более сложной зависимости [Л. 10].

Согласно (2) — (5)

$$\Lambda_\delta = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{\rho + u^2}{\sqrt{(\rho + 1)(\rho + u^4)}}. \quad (8)$$

Постоянная составляющая удельной проводимости равна:

$$\Lambda_0 = \frac{\mu_0}{k_\delta \delta}, \quad (9)$$

где k_δ — коэффициент воздушного зазора.

При расчетах целесообразно использовать относительную удельную проводимость, определяемую как

$$\lambda_{\delta c} = \frac{B}{B_\delta} = \frac{\Lambda_\delta}{\Lambda_0} = \frac{k_\delta \delta}{\mu_0} \Lambda_\delta \quad (10)$$

или

$$\lambda_\delta = \frac{B}{B_m} = \frac{\Lambda_\delta}{\Lambda_m} = \frac{\delta}{\mu_0} \Lambda_\delta. \quad (11)$$

В работах автора [Л. 1 и 2] λ определялась по формуле (10); там же приведены кривые амплитуд гармоник $\lambda_{\delta c}$ в функции b/t и t/δ . Очевидно, что постоянная составляющая λ в этом случае равна единице.

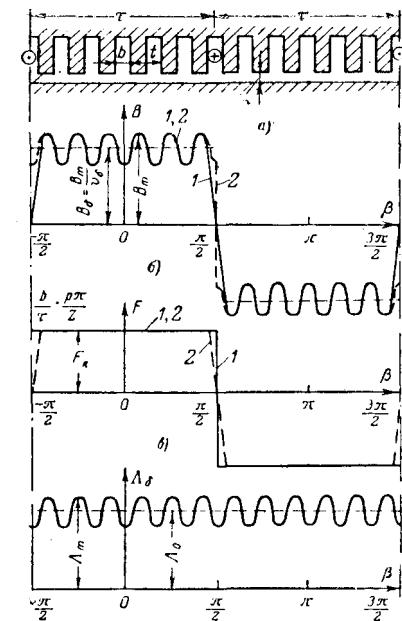


Рис. 1. К определению магнитной проводимости зазора неявнополюсной машины.

Для учета неравномерности воздушного зазора, вызываемой явновыраженными полюсами, удобнее пользоваться соотношением (11), как это и производится ниже. Зависимости $\lambda_\delta = f(2x/b)$, вычисленные по формулам (8) и (11) для нескольких значений b/δ , изображены на рис. 2. Индукция под пазом, в проводниках которого протекает ток, равна [Л. 11]:

$$B = \frac{2\delta}{b\eta} B_m, \quad (12)$$

где B_m определяется в соответствии с равенствами (1) — (3), а связь между переменным параметром η и координатой x характеризуется зависимостью

$$x = \frac{\delta}{\pi} \left[\ln \frac{\frac{b}{2\delta} \eta + 1}{\frac{b}{2\delta} \eta - 1} - \frac{b}{\delta} \operatorname{arctg} \eta \right] + \frac{b}{2}. \quad (13)$$

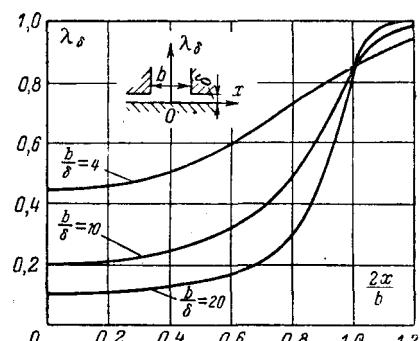


Рис. 2. Графики относительной удельной магнитной проводимости зазора в области паза.

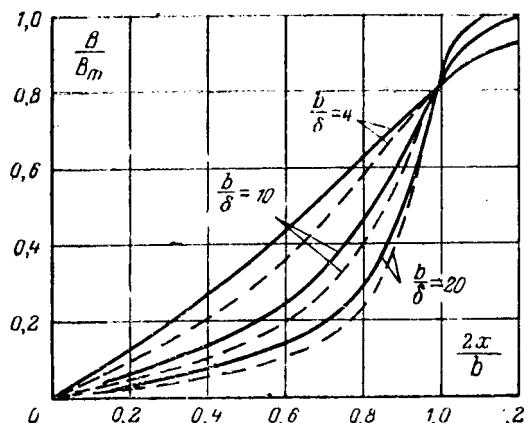


Рис. 3. Графики магнитной индукции под пазами, в проводниках которых протекает ток.

Графики

$$\frac{B}{B_m} = f\left(\frac{2x}{b}\right),$$

вычисленные по выражениям (12) и (13) для нескольких значений b/d , изображены сплошными линиями на рис. 3.

Если в формулу (4) подставлять значения F , изменяющиеся согласно кривой 1, изображенной на рис. 1,б, то под пазами, в проводниках которых $i \neq 0$, получаются завышенные значения B . Для получения правильных значений B необходимо уменьшить в уравнении (4) величины F под указанными пазами пропорционально отношению ординат кривых 1 и 2, представленных на рис. 1,б, или пропорционально отношению ординат сплошных графиков, приведенных на рис. 3 и 2. Однако выражение для F при этом получается сложным. Приближенно можно принять, что под данными пазами н. с. катушки изменяется не скачком, а линейно (кривая 2 на рис. 1,б). Тогда, используя для вычисления λ , кривые, представленные на рис. 2, найдем по формуле (4) значения B/B_m (прерывистые кривые на рис. 3). Разница между сплошными и прерывистыми графиками рис. 3 невелика и погрешность при расчетах асинхронных машин получается очень небольшой.

При трапецидальной кривой н. с. катушки (кривая 2 на рис. 1,б) в выражение для амплитуд гармоник в н. с. обмотки войдет добавочный множитель

$$k_{\delta} = \frac{\sin \frac{\pi b}{\tau} \frac{p\pi}{z}}{\frac{\pi b}{\tau} \frac{p\pi}{z}}, \quad (14)$$

где p — число пар полюсов и z — общее число зубцов.

Величину k_{δ} можно назвать обмоточным коэффициентом открытия паза.

Любую обмотку переменного тока с целым числом пазов на полюс и фазу q можно представить в виде совокупности катушек с полным шагом. Поэтому равенство (4) в соответствии с принципом

наложения характеризует зависимость между индукцией магнитного поля $B(\beta)$ и н. с. $F(\beta)$ всей обмотки. Нетрудно показать, что это равенство сохраняет силу также для дробных и других видов обмоток.

При двусторонней зубчатости полную проводимость зазора с достаточной точностью можно представить в виде произведения двух частных проводимостей, обусловленных пазами на одной и другой стороне зазора [Л. 1, 2 и 7].

Если F также изобразить в виде суммы гармоник, то правая часть выражения (4) будет представлять собой произведение двух рядов Фурье. Произведя почлененное перемножение этих рядов и разложив произведения тригонометрических функций двух углов на функции суммы и разности углов, получим полный спектр гармоник магнитного поля в зазоре; при этом можно легко вычислить амплитуды, скорости вращения отдельных гармоник и т. п. [Л. 1, 2, 5—7].

Поля в зазоре явнополюсной синхронной машины. Рассмотрим, каким образом изложенное выше можно распространить на поля явнополюсной синхронной машины, причем предположим, как это принимается обычно, что для стали $\mu = \infty$. Будем также предполагать, что пазы на поверхности якоря отсутствуют. Величину индукции B будем определять на поверхности якоря.

Индуктор явнополюсной машины (рис. 4) можно рассматривать как зубчатую конструкцию, имеющую один зубец (полюс) на полюсное деление. При этом зубцовое деление t равно полюсному делению τ , а ширина паза $b = (1-a)\tau$, где a — коэффициент полюсного перекрытия. Известно, что конфигурация паза и междуполюсного пространства оказывает весьма незначительное влияние на структуру поля под зубцом или полюсом, и наоборот — очертание поверхности полюсного наконечника практически не влияет на поле в междуполюсном пространстве [Л. 9, 12 и 13]. Поэтому распределение B на поверхности якоря в области междуполюсного пространства зависит только от отношений $(1-a)\tau : \delta_m$ и $\tau : \delta_m$.

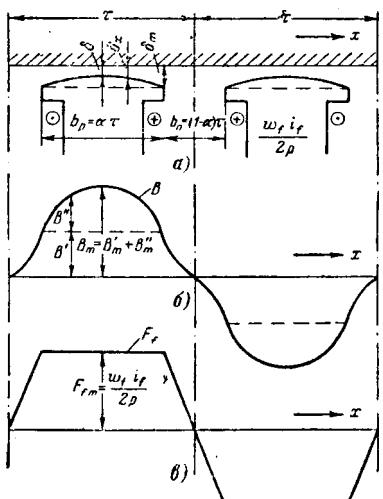


Рис. 4. К определению магнитной проводимости воздушного зазора явнополюсной машины.

Будем считать, что индукция B полей возбуждения и якоря на поверхности якоря состоит из двух слагаемых (рис. 4,б):

$$B = B' + B'', \quad (15)$$

причем поле B' соответствует случаю, когда на протяжении всего полюсного наконечника зазор $\delta_x = \delta_m$ (прерывистая линия на рис. 4,а), а добавочное поле B'' обусловлено тем, что в общем случае зазор под центром полюса $\delta < \delta_m$. В области между полюсами $B'' = 0$ и $B = B'$, а при $\delta_m = \delta$ по всему $B'' = 0$.

Поле B' соответствует равномерному в пределах полюсного наконечника (зубца) зазору и поэтому для расчета этого поля можно использовать данные, полученные при расчете асинхронной машины. Соответствующую составляющую относительной проводимости обозначим λ'_δ .

Под полюсным наконечником индукция с большой точностью обратно пропорциональна величине зазора [Л. 9, 12 и 13]. Поэтому

$$B'' = \left(\frac{\mu_0}{\delta_x} - \frac{\mu_0}{\delta_m} \right) F_x, \quad (16)$$

где F_x — н. с. в пределах полюсного наконечника как функция координаты x .

Обычно полюсный наконечник имеет очертание дуги окружности, и если начало координат совместить с серединой полюсного наконечника, то с большой точностью [Л. 13] получим, что

$$\delta_x = \delta \left(a - b \cos \frac{\pi}{\tau} x \right), \quad (17)$$

где

$$\left. \begin{aligned} b &= \frac{\delta_m - \delta}{\delta \left(1 - \cos \frac{\pi x}{\tau} \right)}; \\ a &= 1 + b. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Составляющую относительной проводимости, соответствующую полю B'' , обозначим через λ''_δ .

Если рассматривать индуктор явнополюсной машины как зубчатую конструкцию, то проводимость зазора этой машины целесообразно определять таким же образом, как и для асинхронной машины.

Выше было указано, что для получения достаточно точных расчетных значений индукции B под пазами, в проводниках которых $i \neq 0$, необходимо некоторое расширение понятия о распределении н. с. асинхронной машины. В явнополюсной машине использование понятия о магнитной проводимости зазора всегда будет давать весьма точные значения B в области полюсного наконечника, но поле в области между полюсами пространства необходимо рассмотреть отдельно.

В асинхронных машинах при замене реальной н. с. катушки н. с. трапецидальной формы (кривая 2 на рис. 1,а) для поля всей обмотки получаются весьма точные результаты, так как число пазов на полюсное деление и на шаг обмотки достаточно велико и поэтому под каждым пазом поле лишь частично создается током проводников данного паза. В синхронной машине на полюсное деление

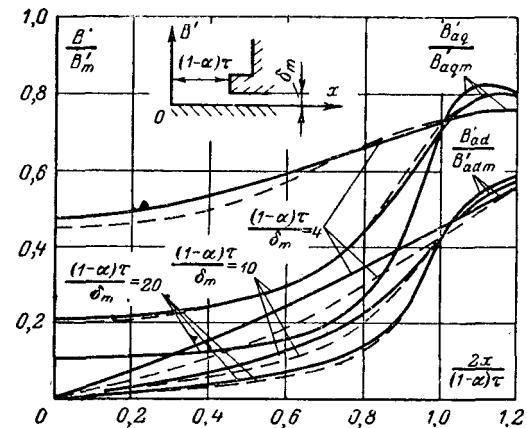


Рис. 5. Графики магнитного поля реакции якоря явнополюсной синхронной машины в междуполюсном пространстве.

приходится лишь один паз индуктора и поэтому погрешность будет больше. Тем не менее дальнейшее усложнение понятия о форме кривой н. с. под пазом (междуполюсным пространством) нежелательно. Рассмотрим поэтому, с какой точностью можно рассчитать поле в области междуполюсного пространства, если воспользоваться определениями, применимыми для асинхронной машины. При этом можно положить сначала, что $\delta_m = \delta$ и поэтому $B'' = 0$.

Поле обмотки возбуждения в этом случае также характеризуется равенствами (12) и (13) и сплошными кривыми, приведенными на рис. 3. Приняв, что проводимость рассчитывается по формулам (8) и (11), а н. с. возбуждения имеет трапецидальную форму (рис. 4,а), получим прерывистые кривые, изображенные на рис. 3, где теперь $b = (1-a)\tau$ и $\delta = \delta_m$.

Основные гармоники н. с. продольной и поперечной реакции якоря

$$\left. \begin{aligned} F_{adx} &= F_{ad} \sin \frac{\pi}{\tau} x; \\ F_{aqx} &= F_{aq} \cos \frac{\pi}{\tau} x \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

создают соответствующие магнитные поля (B'_{ad} , B'_{aq}), которые рассчитываются обычно графическим методом [Л. 9, 12 и 13]. На рис. 5 сплошными линиями изображены соответствующие кривые для области междуполюсного пространства при $a = 2/3$ по данным Р. Рихтера [Л. 9, т. II]. При этом

$$\left. \begin{aligned} B'_{ad} &= \frac{\mu_0}{\delta_m} F_{ad}; \\ B'_{aq} &= \frac{\mu_0}{\delta_m} F_{aq}. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Так как н. с. F_{adx} , F_{aqx} изменяются в области междуполюсного пространства непрерывно, то в соответствии с основным определением (4) получим:

$$\left. \begin{aligned} B'_{ad} &= \frac{\mu_0}{\delta_m} \lambda_\delta F_{ad} \sin \frac{\pi}{\tau} x = \lambda_\delta B'_{adm} \sin \frac{\pi}{\tau} x; \\ B'_{aq} &= \frac{\mu_0}{\delta_m} \lambda_\delta F_{aq} \cos \frac{\pi}{\tau} x = \lambda_\delta B'_{aqm} \cos \frac{\pi}{\tau} x. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Используя для расчета λ_δ кривые, изображенные на рис. 2, по формуле (21) при $\alpha=2/3$ получим представленные на рис. 5 прерывистые графики, причем для $(1-\alpha)\tau: \delta_m=20$ прерывистая кривая B'_{aq}/B'_{aqm} практически совпадает со сплошной.

Из кривых, приведенных на рис. 5, следует, что для поперечного поля метод проводимости дает хорошие результаты, а для продольных полей (рис. 3) этот метод менее точен. Последнее обусловлено тем, что токи, создающие продольные поля, сосредоточены в основном в области междуполюсного пространства. Тем не менее можно считать, что и для продольных полей метод проводимостей дает достаточно точные результаты, так как расхождение получается только в области слабых полей, в междуполюсном пространстве. Расчеты по кривым, изображенным на рис. 3 и 5, показывают, что ошибка в определении амплитуд основных гармоник продольных полей составляет в наихудших случаях около одного процента. Следует также учесть, что:

при $\delta_m \neq \delta$ относительные значения полей междуполюсного пространства вследствие усиления поля под полюсом значительно уменьшаются;

сплошные верхние кривые на рис. 3 и 5, которые сильнее отклоняются от соответствующих прерывистых кривых, соответствуют границе встречающихся на практике геометрических соотношений.

Проводимость воздушного зазора явнополюсной машины в общем случае ($\delta \neq \delta_m$). В дальнейшем полагаем, что координата $x=0$ совпадает с осью полюса. Относительную проводимость

$$\lambda_\delta = \lambda'_\delta + \lambda''_\delta \quad (22)$$

определим в соответствии с выражением (11) так, что под серединой полюсного наконечника λ_δ будет равна единице.

Согласно формуле (11) и рис. 1 проводимость λ_δ определяется по кривой поля, созданного н. с. $F = \text{const}$. Поэтому в соответствии с изложенным выше

$$B = B' + B'' = (\lambda'_\delta + \lambda''_\delta) F = \left(\frac{\mu_0}{\delta_m} \lambda'_\delta + \frac{\mu_0}{\delta} \lambda''_\delta \right) F;$$

$$B_m = \frac{\mu_0}{\delta} F$$

и

$$\lambda_\delta = \frac{B' + B''}{B_m} = \frac{\delta}{\delta_m} \lambda'_\delta + \lambda''_\delta. \quad (23)$$

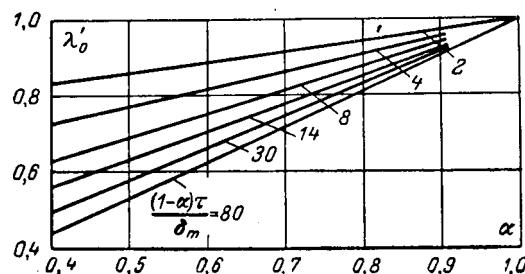


Рис. 6. Постоянная составляющая относительной удельной магнитной проводимости зазора явнополюсной машины при $\delta_m = \delta$.

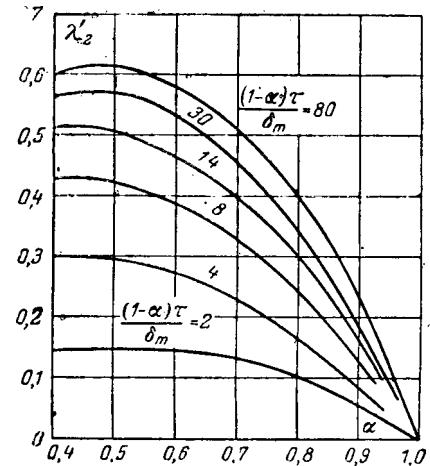


Рис. 7. Амплитуда второй гармоники относительной удельной магнитной проводимости зазора явнополюсной машины при $\delta_m = \delta$.

Проводимости λ'_δ и λ''_δ определяются по соотношениям (5) — (8) при $\delta = \delta_m$ и $b = (1 - \alpha)\tau$, и с учетом формулы (16) можно получить:

$$\lambda''_\delta = \frac{\delta}{\delta_x} - \frac{\delta}{\delta_m}. \quad (24)$$

Проводимости λ_δ , λ'_δ , λ''_δ содержат постоянные составляющие и высшие гармоники, четные по отношению к периоду 2π и нечетные по отношению к «зубцовому делению» τ . Поэтому

$$\lambda_\delta = \lambda_0 + \sum_{k=2, 4, \dots} \lambda_k \cos \frac{k\pi}{\tau} x, \quad (25)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \lambda_0 &= \frac{\delta}{\delta_m} \lambda'_0 + \lambda''_0; \\ \lambda_k &= \frac{\delta}{\delta_m} \lambda'_k + \lambda''_k. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Для синхронных машин наибольший интерес представляет гармоника $k=2$. Величина λ'_0 равна обратному значению коэффициента воздушного зазора, рассчитанного для открытия паза $(1 - \alpha)\tau$, зубцового деления τ и зазора δ_m . Кривые λ'_0 и λ'_2 , изображенные на рис. 6 и 7, построены по данным Е. М. Фримена [Л. 4], где эти величины обозначены соответственно через \bar{B} и $a_1 = \gamma_1 \bar{B}$.

Поместив начало координат x под центром полюса, получим:

$$\lambda''_0 = \frac{1}{\tau} \int_{-\frac{\alpha\tau}{2}}^{\frac{\alpha\tau}{2}} \lambda''_\delta dx;$$

$$\lambda''_2 = \frac{2}{\tau} \int_{-\frac{\alpha\tau}{2}}^{\frac{\alpha\tau}{2}} \lambda''_\delta \cos \frac{2\pi x}{\tau} dx.$$

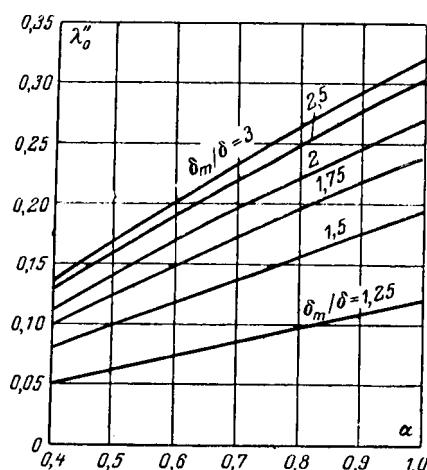


Рис. 8. Дополнительное слагаемое постоянной составляющей относительной магнитной проводимости зазора явнополюсной машины при $\delta_m \neq \delta$.

Используя соотношения (17) и (24) и учитывая, что согласно формуле (18) $a - b = 1$, после вычисления интегралов получим:

$$\lambda''_0 = \frac{4}{\pi \sqrt{a+b}} \operatorname{arctg} \left(\sqrt{a+b} \operatorname{tg} \frac{\alpha \pi}{4} \right) - \frac{\alpha \delta}{\delta_m}; \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \lambda''_2 &= \frac{8[b^2 + 2(a+b)]}{\pi b^2 \sqrt{a+b}} \operatorname{arctg} \left(\sqrt{a+b} \operatorname{tg} \frac{\alpha \pi}{4} \right) - \\ &- \frac{4aa}{b^2} - \frac{8}{b\pi} \sin \frac{\alpha \pi}{2} - \frac{2}{\pi} \frac{\delta}{\delta_m} \sin \alpha \pi. \end{aligned} \quad (28)$$

Кривые λ''_0 и λ''_2 изображены на рис. 8 и 9.

В качестве иллюстрации применения метода гармонических проводимостей рассмотрим расчет поля явнополюсной машины, создаваемого синусоидальными н. с. продольной и поперечной реакции якоря. На основании изложенного выше имеем:

$$B_{ad} = \frac{\mu_0}{\delta} \lambda_0 F_{ad} \cos \frac{\pi}{\tau} x;$$

$$B_{aq} = \frac{\mu_0}{\delta} \lambda_0 F_{aq} \sin \frac{\pi}{\tau} x.$$

После подстановки сюда значения λ_0 , вычисленного по формуле (25), и разложения произведений тригонометрических функций получим:

$$\begin{aligned} B_{ad} &= \frac{\mu_0}{\delta} F_{ad} \left\{ \lambda_0 \cos \frac{\pi}{\tau} x + \frac{1}{2} \sum_{k=2,4,\dots} \lambda_k \times \right. \\ &\times \left. \left[\cos \frac{(k-1)\pi}{\tau} x + \cos \frac{(k+1)\pi}{\tau} x \right] \right\}; \\ B_{aq} &= \frac{\mu_0}{\delta} F_{aq} \left\{ \lambda_0 \sin \frac{\pi}{\tau} x - \frac{1}{2} \sum_{k=2,4,\dots} \lambda_k \times \right. \\ &\times \left. \left[\sin \frac{(k-1)\pi}{\tau} x - \sin \frac{(k+1)\pi}{\tau} x \right] \right\}. \end{aligned} \quad (29)$$

Из выражений (29) следует, что основные гармоники поля B_{ad1} , B_{aq1} создаются только проводимостями λ_0 и λ_2 , причем

$$B_{ad1} = \frac{\mu_0}{\delta} F_{ad} \left(\lambda_0 + \frac{1}{2} \lambda_2 \right) \cos \frac{\pi}{\tau} x;$$

$$B_{aq1} = \frac{\mu_0}{\delta} F_{aq} \left(\lambda_0 - \frac{1}{2} \lambda_2 \right) \sin \frac{\pi}{\tau} x.$$

Если разделить амплитуды этих полей соответственно на

$$B_{adm} = \frac{\mu_0}{\delta} F_{ad};$$

$$B_{aqm} = \frac{\mu_0}{\delta} F_{aq},$$

то получим значения известных в теории синхронных машин коэффициентов основной гармоники поля реакции якоря, выраженные через относительные магнитные проводимости [Л. 14]:

$$\left. \begin{aligned} k_{ad} &= \lambda_0 + \frac{1}{2} \lambda_2, \\ k_{aq} &= \lambda_0 - \frac{1}{2} \lambda_2. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

Третий гармоники поля реакции якоря согласно уравнениям (29) создаются проводимостями λ_2 и λ_4 :

$$B_{ads} = \frac{1}{2} \frac{\mu_0}{\delta} F_{ad} (\lambda_2 + \lambda_4) \cos \frac{3\pi}{\tau} x;$$

$$B_{aqs} = \frac{1}{2} \frac{\mu_0}{\delta} F_{aq} (\lambda_2 - \lambda_4) \sin \frac{3\pi}{\tau} x.$$

На основе этих соотношений получим:

$$\left. \begin{aligned} k_{ad3} &= \frac{1}{2} (\lambda_2 + \lambda_4); \\ k_{aqs3} &= \frac{1}{2} (\lambda_2 - \lambda_4). \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Из равенств (30) и (31) следует также, что

$$\left. \begin{aligned} \lambda_0 &= \frac{k_{ad} + k_{aq}}{2}; \\ \lambda_2 &= k_{ad} - k_{aq} = k_{ad3} + k_{aqs3}; \\ \lambda_4 &= k_{ad3} - k_{aqs3}. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Приведенные зависимости могут быть использованы, в частности, для определения коэффициентов поля по известным проводимостям и наоборот. Поскольку значения λ_0 и λ_k определяются по аналитическим зависимостям, то и коэффициенты поля,

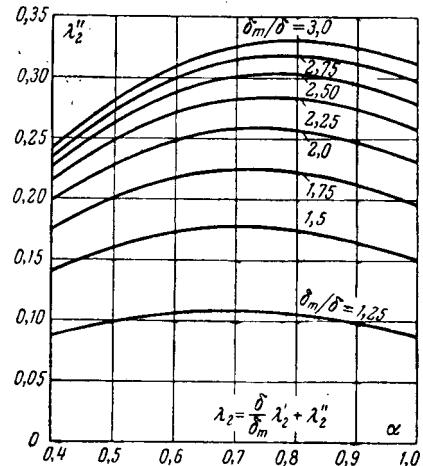


Рис. 9. Дополнительное слагаемое амплитуды второй гармоники относительной удельной магнитной проводимости зазора явнополюсной машины при $\delta_m \neq \delta$.

в отличие от существовавшей до сих пор практики, могут быть рассчитаны по таким же зависимостям. Расчет k_{ad} и k_{aq} по формулам (26)–(30) с учетом кривых, изображенных на рис. 6–9, показал, что получающиеся при этом результаты отличаются от приводившихся ранее данных [Л. 12], полученных методом графического построения полей, в наихудших случаях до 2–3%. Расхождение объясняется, с одной стороны, допущениями, сделанными выше, а с другой стороны, — погрешностями графического метода.

В заключение отметим, что метод гармонических проводимостей представляет удобную основу для исследования магнитных полей и связанных с ними явлений в явнополюсных синхронных машинах, в особенности в машинах специальной конструкции и со специальными типами обмоток.

Литература

1. Вольдек А. И., Влияние неравномерности воздушного зазора на магнитное поле асинхронной машины, «Электричество», 1951, № 12.
2. Вольдек А. И., Магнитное поле в воздушном зазоре асинхронных машин, Труды Ленинградского политехнического института, 1953, № 3.
3. Кгоп Г., Induction Motor Slot Combinations, Trans. AIEE, 1931, v. 50, p. 757.
4. Freeman E. M., The Calculation of Harmonics, Due

to Slotting, in the Flux-Density Waveform of a Dynamo-Electric Machine, Proc. IEE, 1962, v. 109, part C, p. 581.

5. Куракин А. С., Поле в зазоре редукторного двигателя, Изв. высших учебных заведений, Электромеханика, 1963, № 2.

6. Куракин А. С. и Юферов Ф. М., О принципе действия редукторных двигателей, Изв. высших учебных заведений, Электромеханика, 1964, № 2.

7. Геллер Б. и Гамата В., Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах, изд-во «Энергия», 1964.

8. Вольдек А. И., О методах учета влияния зубчатости статора и ротора электрических машин на их магнитное поле, Изв. высших учебных заведений, Электромеханика, 1964, № 5.

9. Рихтер Р., Электрические машины, т. I, ОНТИ, 1935; т. II, ОНТИ, 1936.

10. Cole R. T. and Taylor H. W., Some Problems in Electrical Machine Design Involving Elliptic Functions, «Philosophical Magazine», 1928, v. 6, p. 100.

11. Круг К. А., Основы электротехники, т. 1, ОНТИ, 1931.

12. Костенко М. П. и Коник Б. Е., Определение основной и третьей гармоники поля якоря и поля полюсов явнополюсной синхронной машины, «Электричество», 1951, № 3.

13. Сорокер Т. Г. и Горжевский И. И., Расчет магнитных полей в зазоре явнополюсной синхронной машины, «Электричество», 1952, № 6.

14. Вольдек А. И., Дифференциальное рассеяние обмотки статора явнополюсной синхронной машины, «Электричество», 1953, № 7.

[6.5.1965]



УДК 62—523.8

Универсальный модуль для построения логических схем систем автоматического управления

Б. К. БОРИСОВ и П. И. ПОПОВ

Москва

Современные системы автоматического управления являются достаточно сложными устройствами как по выполняемым ими функциям, так и по числу входящих в них элементов. Известно, что надежность этих систем, особенно их логических устройств, зависит не только от количества, но и от качества используемых элементов.

В тех случаях, когда от логических устройств систем автоматического управления не требуется большой скорости действия, они могут быть построены на тиатронах тлеющего разряда ТХ3Б, ТХ4Б, ТХ5Б, ТХ8Г и т. п. Кроме высокой надежности [Л. 1], у этих элементов большое входное сопротивление (10^9 – 10^{11} ом) и достаточная стабильность параметров. Незначительное потребление энергии и малые токи позволяют применять указанные тиатрона в устройствах с батарейным питанием.

Надежность систем автоматического управления может быть увеличена, если их логические схемы строить с применением лишь одного универсального модуля. Такой универсальный модуль, выпол-

няющий ряд различных логических операций, оказалось возможным создать на основе лампы с холодным катодом типа ТХ8Г.

Принципиальная электрическая схема универсального модуля изображена на рис. 1,а. Основу этой схемы составляет элемент памяти — лампа с холодным катодом ТХ8Г, выполняющая несколько функций. Применение дополнительных элементов позволяет получить ряд основных элементарных логических схем. Изменение функций, выполняемых универсальным модулем, осуществляется соответствующим соединением выводов на плате модуля (рис. 1,б).

При использовании данного универсального модуля для построения сложных логических устройств систем автоматического управления не требуется каких-либо дополнительных согласующих электрических схем. В целях увеличения надежности модуля все его элементы (лампа, сопротивления, конденсаторы) залиты пластмассой АСТ-Т, которая длительное время сохраняет свои электрические и

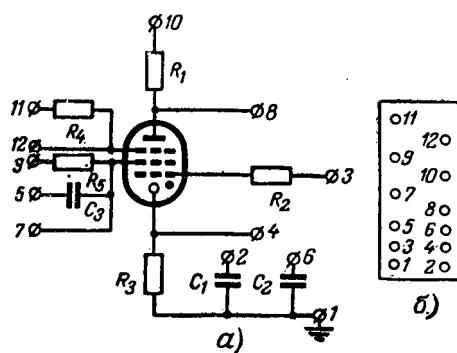


Рис. 1.

механические свойства в диапазоне температур от -60° до $+90^{\circ}$ С.

Свечение горящей лампы через слой пластмассы АСТ-Т сохраняется. Это позволяет при создании сложных логических схем на основе универсального модуля избавиться от применения устройств для обнаружения отказавшего элемента и весьма значительно уменьшить время на ликвидацию неполадки системы.

На основе универсального модуля можно реализовать более двух десятков различных логических операций. Некоторые из этих операций поясняются изображенными ниже схемами, где в каждом конкретном случае пунктирными линиями изображены неиспользуемые детали, а необходимые соединения выводов модуля показаны на условном изображении его платы.

Ячейка «И» на два входа с «памятью» (рис. 2) состоит из лампы ТХ8Г и сопротивлений R_2 , R_3 , R_4 и R_5 . Функция «И» на два входа обеспечивается характеристикой лампы, которая зажигается при одновременном воздействии двух входных сигналов u_{bx1} и u_{bx2} .

Функция «память» также обеспечивается принципом работы лампы с холодным катодом, имеющей два устойчивых состояния: непроводящее и проводящее. Лампа (рис. 2), загоревшись при наличии двух входных сигналов, продолжает гореть при снятии напряжений u_{bx1} и u_{bx2} .

Если от ячейки «И» функции «память» не требуется, то из универсального модуля (рис. 1) можно получить только ячейку совпадения входных сигналов. Для этого необходимо, кроме соединений, выполненных по схеме, показанной на рис. 2, соединить клеммы 8 и 6, 4 и 2. Этим обеспечивается

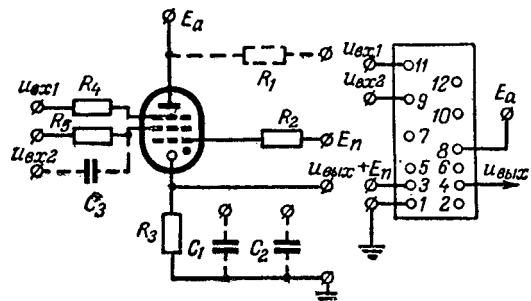


Рис. 2.

включение в работу сопротивления R_1 и конденсаторов C_1 и C_2 . В данном случае получится так называемая схема с самогашением, в которой лампа горит только при наличии входных сигналов u_{bx1} и u_{bx2} и гаснет при снятии одного из них (любого).

Ячейка «И» (с отсутствием у нее функции «память») для совпадения импульсных сигналов с определенным уровнем потенциала представлена на рис. 3. В этой схеме сигнал u_{bx2} подается через конденсатор C_3 , эталонное напряжение u_{bx1} — на вторую разрешающую сетку лампы через ограничительное сопротивление R_4 . Соединение сопротивления R_5 с «землей» необходимо для уменьшения постоянной времени входной цепи $\tau_{bx} = R_5 C_3$, чтобы избежать двойного сигнала на выходе схемы при подаче на ее вход импульса большой длительности.

Для создания аналогичной ячейки «И» с функцией «память» достаточно (рис. 3) разъединить клеммы 8 и 6, 4 и 2 и напряжение E_a подать на клемму 8. При этом сопротивление R_1 и конденсаторы C_1 и C_2 исключаются из работы схемы.

Ячейка памяти, работающая только от импульсного сигнала u_{bx1} , изображена на рис. 4. Выходной сигнал в этом случае снимается с катодного сопротивления R_3 . Погасить лампу (стереть память) возможно путем подачи отрицательных импульсов на анод либо положительных импульсов на катод лампы.

Если в схеме, приведенной на рис. 4, на плате модуля разъединить выводы 1 и 9, 5 и 11 и соединить выводы 9 и 11, то будет реализована ячейка памяти, работающая от E_n и импульсных входных сигналов.

Для формирования импульсов и создания источников импульсных сигналов, когда не требуется большая стабильность частоты, может быть приме-

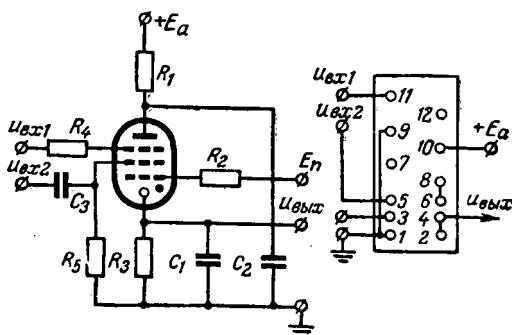


Рис. 3.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

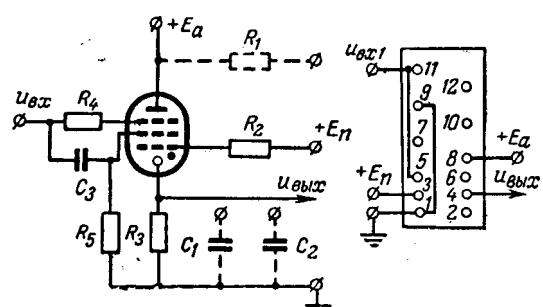


Рис. 4.

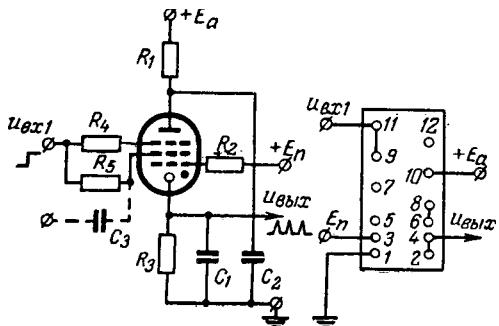


Рис. 5.

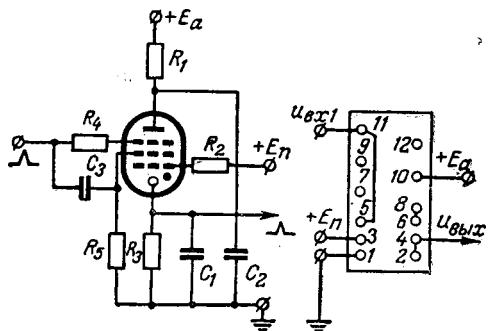


Рис. 6.

нена схема релаксационного генератора, изображенная на рис. 5. Это — обычная схема с самогашением, в которой сетки лампы объединены для устранения функции «И» на два входа. Релаксатор работает до тех пор, пока на выходе схемы имеется напряжение u_{bx1} .

Электронные счетчики, собранные на лампах типа ТХ8Г, требуют большой крутизны передних фронтов импульсов [Л. 2]. Для формирования таких импульсов, а также для их усиления используется формирователь — усилитель импульсов (рис. 6), получаемый из универсального модуля. При наличии напряжения смещения возможно получить коэффициент усиления такой схемы, равный 10—15.

Схема ячейки счетного кольца получается из универсального модуля путем соединения выводов 2 и 4 (рис. 7). Любая счетная декада набирается из модулей на плате, где соединения между выводами осуществляются при помощи печатного монтажа.

При реализации из универсального модуля различных реле времени задержка времени срабатывания осуществляется при помощи входной цепи, состоящей из сопротивления $R_{\text{вх}}$ и конденсатора $C_{\text{вх}}$, которые не входят в схему модуля. Регулировка выдержки времени $\tau = R_{\text{вх}}C_{\text{вх}}$ осуществляется изменением величины переменного сопротивления $R_{\text{вх}}$.

Электрическая схема реле времени с «памятью» изображена на рис. 8, а реле времени с «памятью» и функцией «И» на два входа — на рис. 9.

Если на плате модуля, схема которого изображена на рис. 9, соединить выводы 9 и 11, 8 и 6, 4 и 2, а напряжение питания E_a подать на клемму 10, то получим схему реле времени с самогашением. Если же соединить выводы 8 и 6, 4 и 2, а напряжение питания подать на клемму 10, то получится

схема реле времени с самогашением и функцией «И» на два входа.

В тех случаях, когда требуется выдержка времени в 1 сек и менее, возможно создание реле времени без применения конденсатора $C_{вх}$. Его роль могут выполнять конденсаторы C_1 и C_2 , включенные параллельно.

При использовании рассматриваемого модуля не возникает трудностей при изготовлении ячеек «ИЛИ» на различное число входов. Схема ячейки «ИЛИ» на два входа изображена на рис. 10. Если устраниТЬ в этой схеме сопротивление R_1 и конденсаторы C_1 и C_2 , что осуществляется разрывом связей между выводами 8 и 6, 4 и 2 и подачей напряжения E_a на вывод 8, то получится ячейка «ИЛИ» на два входа с «памятью». Если в схеме, представленной на рис. 10, сигналы $u_{\text{вх1}}$ и $u_{\text{вх2}}$ с выхода диодов D_1 и D_2 пропускать на обе разрешающие сетки лампы через одну и ту же емкость C_3 , то возникнет схема ячейки «ИЛИ» на два входа для импульсных сигналов.

Рассмотренные схемы не исчерпывают всех возможностей модуля. На его основе можно получить схемы триггеров, мультивибраторов, схемы совпадений на большое число входов (из двух и более модулей). Возможно также создание схем для «установки нуля» в счетчиках, бесконтактных ограничителей сигналов и схем, предназначенных для выполнения более сложных логических операций.

Статический режим работы модуля требует определенных потенциалов на управляющих сетках и постоянного напряжения на аноде для поддержания тлеющего разряда между анодом и катодом лампы.

Номинальное напряжение питания цепей анода и подготовки $E_a = E_{\text{п}} = 300$ в, поэтому возможно питание анодных цепей ламп и цепей подготовки от одного источника питания. В связи с тем, что в цепь анода часто включается сопротивление R_1 , для пита-

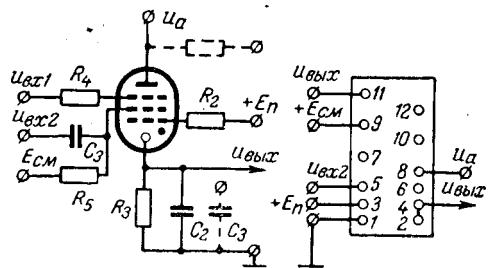
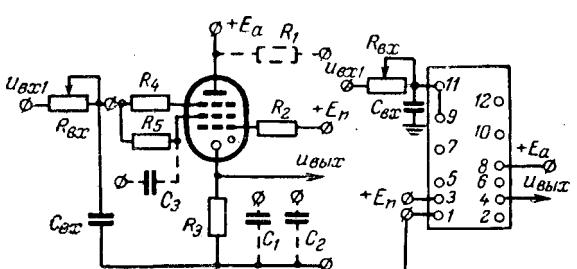


FIG. 7.



8

тания цепей подготовки оказался необходимым отдельный вывод на плате модуля.

В соответствии с паспортными данными [Л. 3] падение напряжения $U_{a,k}$ на промежутке анод — катод лампы менее 140 в, падение напряжения на промежутке сетка — подготовительная — катод $U_{c,k} \approx 110$ в, ток подготовки $I_u \approx 50$ мка, анодный ток лампы $I_a = 0,5 \div 2$ ма. Для обеспечения лучшей индикации и большей устойчивости тлеющего разряда значение анодного тока нами выбрано равным 1 ма.

Величины сопротивлений R_3 и R_2 могут быть определены по формулам

$$R_3 = \frac{E_a - U_{a,k}}{I_a + I_n};$$

$$R_2 = \frac{E_{\pi} - U_{e,\kappa}}{I_{\pi}}.$$

Величины сопротивлений R_3 и R_2 оказались равными соответственно 160 к Ω и 3,6 м Ω .

При горящей лампе на управляющих сетках имеются потенциалы величиной 160—190 в. Поэтому сопротивления R_4 , R_5 должны быть достаточно большими, чтобы при последовательном соединении ламп (сетка последующей лампы соединяется с катодом предыдущей) катод предыдущей лампы не был «поднят относительно земли» на величину более 10 в. Исходя из этих соображений, получено $R_4=R_5=2,8$ мгом.

Величина емкости входного конденсатора C_3 определяется из соотношения

$$t_B < R_5 C_3$$

где t_B — время восстановления электрической прочности лампы (время деионизации). В нашем случае $t_B = 50 \text{ мксек.}$

Необходимая минимальная величина емкости C_3 оказывается равной 20 нКФ . Однако для уменьшения влияния емкости проводов при периоде следования импульсов, равном $0,001 \text{ сек}$, и длительности импульсов, составляющей примерно 600 мксек , емкость конденсатора C_3 была определена из условия

$$C_3 = \frac{600 \cdot 10^{-6}}{R_5}$$

и оказалось равной 160 *пкф*.

Постоянная времени цепи катода $\tau_k = R_3 C_1$ должна быть больше времени переходного процесса в счетчике во избежание зажигания нескольких ламп в распределителе от одного импульса. Наименьшее значение величины емкости C_1 определяется с учетом следующего соотношения:

$$\tau_{\text{BX}} = R_5 C_3 \leq R_3 C_1.$$

Для схемы с самогашением необходим дополнительный конденсатор C_2 , соединенный с анодом, при наличии сопротивления R_1 . Нормальная работа схемы с самогашением наблюдается, если постоян-

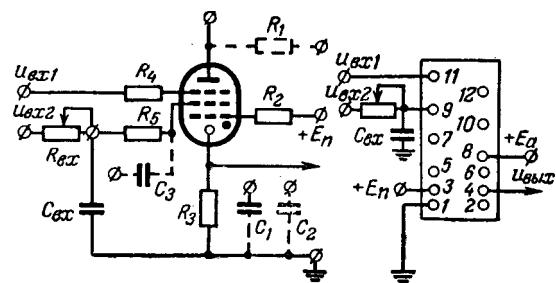


Рис. 9

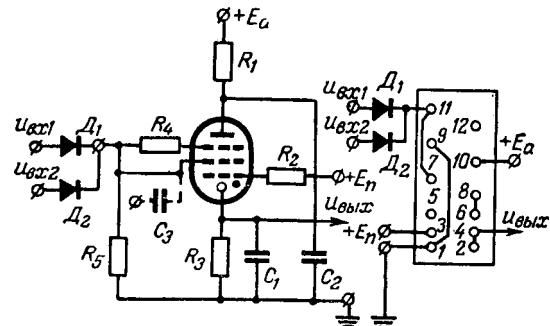


Рис. 10

ная времени цепи анода $\tau_a > \tau_k$, и поэтому при сохранении равенства $R_1 = R_3$ получим:

$$C_2 > C_1.$$

В рассмотренной нами схеме модуля принято $C_1=2\ 200$ и $C_2=6\ 800$ пкф.

Экспериментальное исследование показало, что нормальная работа модуля не нарушается при разбросе параметров сопротивлений от номинальных значений на $\pm 30\%$, а конденсаторов — от -50 до $+100\%$.

Во всех проанализированных выше случаях использования модуля он имеет следующие параметры:

Напряжение анода и сетки подготовки	300 в	+15 -10
Анодный ток		1 ма
Величина входного сигнала	120 в (не менее)	
Величина выходного сигнала более	160 в	
Длительность управляющих импульсов	60 мксек	
Минимальная мощность входного сигнала	40.10 ⁻⁶ вт	
Минимальная мощность выходного сигнала	0,16 вт	
Вес	27 г	

Литература

1. Кораблев Л. Н., Лампы с холодным катодом, Изд. АН СССР, 1961.
 2. Черевичник Ю. К., Приборы тлеющего разряда в вычислительной технике, изд-во «Энергия», 1964.
 3. Макар-Лиманов Г. Е., Тиатроны тлеющего разряда как элементы для устройств дискретного действия, Сборник материалов по вакуумной технике, Госэнергоиздат, вып. 30, 1962.

[29.6.1965]



Силовые диффузионные кремниевые вентили с контролируемым лавинообразованием типа ВКДЛ

В. М. ВОЛЛЕ, И. В. ГРЕХОВ, Н. Н. КРЮКОВА, В. М. ТУЧКЕВИЧ,

В. Е. ЧЕЛНОКОВ, В. Б. ШУМАН и Н. И. ЯКИВЧИК

Ленинградский физико-технический институт им. Иоффе АН СССР

Силовые кремниевые вентили являются перспективными приборами для силовой энергетики. В настоящее время в эксплуатации находится свыше полумиллиона этих приборов. Определились основные отрасли промышленности, в которых применение силовых кремниевых вентилей дает наибольший эффект — электрометаллургия, гальванотехника, электротранспорт.

Мощные агрегаты, созданные на основе этих вентилей, эксплуатируются уже несколько лет и полностью подтвердили существенные преимущества кремниевых вентилей перед другими видами преобразователей. Этими преимуществами являются, прежде всего, компактность, экономичность, надежность, простота обслуживания и постоянная готовность к работе. Однако высокая чувствительность вентилей к перенапряжениям и относительно невысокая величина допустимого рабочего напряжения несколько тормозят внедрение их в те отрасли энергетики, где требуется работа при напряжениях 2—10 кв с кратковременными перенапряжениями. К этим отраслям относится прежде всего электротранспорт. Высокая чувствительность к перенапряжениям приводит к необходимости соединять последовательно большое количество вентилей в выпрямительных агрегатах электровозов и электропоездов и тем самым значительно увеличивать их стоимость.

В настоящей статье приведены результаты разработки и исследований мощных кремниевых вентилей, устойчивых к большим кратковременным перенапряжениям — вентилям с так называемым «контролируемым лавинообразованием» или «лавинных» вентилям. От обычных вентилей они отличаются тем, что с помощью специальной конструкции *p-n* перехода в них устранена возможность локального электрического пробоя в месте выхода *p-n* перехода на поверхность. Поэтому при перенапряжениях процесс лавинного пробоя протекает в центральной части *p-n* перехода, и вентиль в обратном направлении рассеивает большую мощность. Серия таких вентилей типа ВКДЛ на прямые токи 100, 200 и 350 а (среднее значение) и рабочее напряжение до 800 в была разработана в 1964 г. Ленинградским физико-техническим институтом им. Иоффе АН СССР совместно с заводом «Электрор выпрямитель» и в настоящее время выпускается этим заводом.

Метод изготовления и конструкции выпрямительного элемента лавинных вентилей. Выпрямительный элемент вентиля типа ВКДЛ представляет собой кремниевую пластину с электронным типом проводимости со структурой типа *p-n-p+*. С двух сторон к пластине припаяны термокомпенсирующие вольфрамовые диски. С целью устранения поверхностного пробоя применен метод «защитного» кольца [Л. 1]. Этот метод заключается в том, что *p-n*

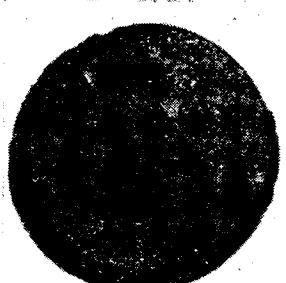
переход в месте выхода на поверхность имеет меньший градиент концентрации примесей, чем в центральной части. В случае диффузионных *p-n* переходов градиент концентрации примесей обратно пропорционален глубине залегания *p-n* перехода [Л. 2]. Таким образом, изготавливая диффузионный *p-n* переход так называемой «ступенчатой» формы, подобной изображенной на рис. 1, можно получить превышение пробивного напряжения кольцевого *p-n* перехода над центральным. Это превышение должно быть таким, чтобы локальные сужения области объемного заряда на поверхности не влияли существенно на вольт-амперную характеристику *p-n* перехода.

Метод изготовления ступенчатых *p-n* переходов с помощью диффузии бора, алюминия и фосфора в кремний заключается в следующем:

1. По краю поверхности пластины кремния раствором, содержащим соединения алюминия и бора (например $Al(NO_3)_3$ и H_3BO_3), наносится кольцо. Затем пластины складываются плотной стопкой (кольцо к кольцу) в кварцевый стакан и подвергаются термообработке при температуре 1 320°С на воздухе в течение 15—25 ч. В течение первых нескольких минут термообработки происходит разложение соединений алюминия и бора до окислов, испарение B_2O_3 , образование однородного слоя боросиликатного стекла по всей поверхности пластины и первая стадия диффузии алюминия. На основании исследований процесса диффузии алюминия можно представить, что в месте нанесения кольца после разложения $Al(NO_3)_3$ поверхность покрыта равномерным слоем мелкодисперсного Al_2O_3 . При температуре 1 320°С давление насыщенного пара Al_2O_3 ничтожно мало. Несколько большее давление имеет Al_2O , но и оно достаточно мало (приблизительно 10^{-9} атм). Низшие окислы алюминия при высоких температурах могут восстанавливаться низшими окислами переходных металлов (никель, кобальт, вольфрам и т. п. [Л. 3]) и кремнием.

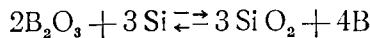
Восстановленный алюминий диффундирует в кремний; однако из-за малого давления паров Al_2O диффузия идет только под нанесенным кольцом. Процесс проникновения алюминия через по-

Рис. 1. Выпрямительный элемент вентиля типа ВКДЛ с переходом «ступенчатой» формы (переход выявлен методом косого шлифа с последующей окраской в HF).



верхность кремния быстро прерывается из-за окисления кремния. Тем не менее вследствие большой величины коэффициента диффузии в шлифованную поверхность в приповерхностные слои успевает проникнуть достаточно большое количество алюминия.

Затем процесс диффузии протекает уже известным образом. На границе раздела кремний — боросиликатное стекло идет реакция



и вследствие этого происходит диффузия бора в кремний по всей поверхности пластины. В месте нанесения кольца диффузия алюминия из насыщенного алюминием слоя идет быстрее диффузии бора. В результате, как хорошо видно из рис. 1, получается *p-n* переход ступенчатой формы, более глубокий в месте выхода на поверхность.

2. Со стороны, противоположной кольцу, пластина сошлифовывается для удаления диффузионного слоя. В открывшийся исходный *n*-кремний производится диффузия фосфора любым из известных методов.

Наиболее удобным методом является диффузия на воздухе из стекла состава $n\text{SiO}_2 \cdot m\text{P}_2\text{O}_5$, образованного непосредственно на поверхности кремниевой пластины. Эту операцию можно совместить с дополнительным легированием приповерхностной части *p*-слоя бором из боросиликатного стекла; при этом в стекло вводятся окислы никеля или кобальта для гетерирования из кремния примесей, понижающих время жизни. Дальнейшие технологические операции по изготовлению токоподводящих контактов производятся аналогично таким же операциям, применяемым при изготовлении вентилей типа ВКД [Л. 4].

Вследствие того, что поверхностная концентрация алюминия ниже, чем у бора, а глубина залегания «алюминиевого» *p-n* перехода больше, градиент концентрации в этом переходе существенно ниже, чем в «борном» (центральном) *p-n* переходе. Поэтому пробивное напряжение алюминиевого *p-n* перехода больше, чем у борного. На рис. 2 приведены экспериментальные зависимости пробивного напряжения алюминиевого *p-n* перехода (кривая 1) и борного (кривая 2) от сопротивления исходного кремния при температуре диффузии 1320°C в течение 13 ч. Пробивное напряжение пропорционально $\rho^{0.45}$, что достаточно хорошо согласуется с расчетом [Л. 2].

Выпрямительные элементы вентилей ВКДЛ изготавливаются из кремниевых пластин диаметром 25 мм. Диаметр борного *p-n* перехода составляет 18 мм, ширина защитного кольца 2 мм. Толщина диффузионного слоя в центральной части пластины составляет 60—80 мк, в области кольца 120—160 мк. Толщина диффузионного слоя, образованного фосфором со стороны базового контакта, равна 20 мк.

Конструкция корпуса и охладителей вентилей типа ВКДЛ такая же, как у вентилей ВКД [Л. 4].

Вольт-амперная характеристика. Типичные обратные ветви вольт-амперных характеристик лавинных вентилей на пробивные напряжения около

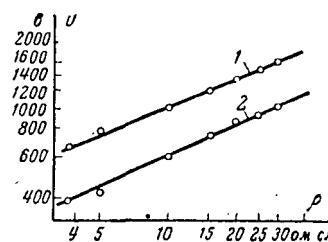


Рис. 2. Пробивное напряжение вентилей типа ВКДЛ.

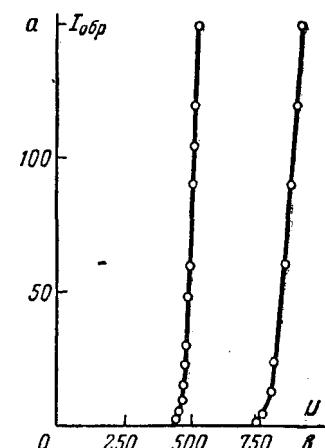


Рис. 3. Обратные ветви вольт-амперной характеристики вентилей типа ВКДЛ.

500 в и около 800 в приведены на рис. 3. Характеристики измерены с помощью импульсной методики; длительность импульсов составляла около 10 мкесек.

Изображенные вольт-амперные характеристики соответствуют центральному *p-n* переходу. Пробивное напряжение *p-n* перехода в области защитного кольца, как видно из рис. 2, превышает пробивное напряжение центрального *p-n* перехода на 250—600 в в зависимости от исходного сопротивления кремния. Эта величина, называемая «технологическим» запасом по напряжению $\Delta U_{техн}$, определяет способность вентиля выдерживать возникающие в электрических цепях перенапряжения. На вентиле падает часть перенапряжения, равная

$$\Delta U = U_{в} - U_{п} + \int_{I_{в}}^{I_{обр}} R_{д} dI + \beta U_{в} \Delta t, \quad (1)$$

где $U_{в}$ — пробивное напряжение вентиля;

$U_{п}$ — рабочее напряжение вентиля;

$R_{д} = \frac{dU}{dI}$ — динамическое сопротивление вентиля на участке пробоя;

$I_{обр}$ — обратный ток, протекающий через вентиль при перенапряжении;

β — температурный коэффициент пробивного напряжения;

Δt — перегрев *p-n* перехода, вызванный обратным током.

Очевидно, что вентили будут пробиваться по поверхности, если выполняется условие

$$\int_{I_{в}}^{I_{обр}} R_{д} dI + \beta U_{в} \Delta t \geq \Delta U_{техн}. \quad (2)$$

Как видно из рис. 3, динамическое сопротивление вентиля с ростом обратного тока уменьшается. Это связано с увеличением количества локальных участков пробоя (микроплазм), через которые протекает ток при пробое, и увеличением вероятности их включения. На рис. 4 приведены типичные зависимости величины $R_{д}$ от обратного тока для четырех лавинных вентилей, два из которых имели пробивное напряжение около 500 в и два — около 750 в. Из рисунка видно, что при больших токах $R_{д}$ начинает изменяться медленнее. Однако расчет показывает, что значения $R_{д}$ примерно на порядок

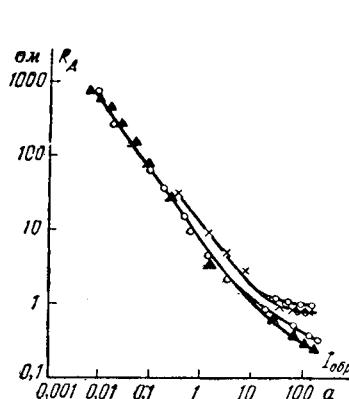


Рис. 4. Зависимость динамического сопротивления вентилей типа ВКДЛ от обратного тока.

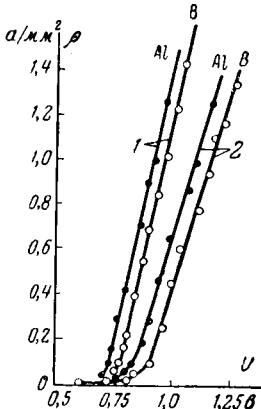


Рис. 5. Прямые ветви вольт-амперной характеристики $p-n$ переходов.

превышают величины динамического сопротивления вентиля, у которого обратный ток был бы равномерно распределен по всей площади центрального $p-n$ перехода, а не сосредоточен в отдельных микроплазмах. Как видно из рис. 4, кривые довольно хорошо в широком диапазоне изменений обратного тока описываются зависимостью $I_{обр}R_d = \text{const}$. Величина R_d слабо зависит от температуры.

Как показали исследования, величина $\int_{I_b}^{I_{обр}} R_d dI$

имеет значение менее 100 в для вентилей с пробивным напряжением от 400 до 1000 в. Пробивное напряжение с увеличением температуры возрастает по линейному закону. Температурный коэффициент пробивного напряжения составляет $\beta \approx 0,001 \frac{1}{\text{град}}$.

Величина $\beta U_b \Delta t$ даже для высоковольтных вентилей не превышает 100—150 в.

Таким образом, условие (1) никогда не выполняется и, следовательно, даже при больших перенапряжениях возможность поверхностного пробоя у лавинных вентилей исключена.

Уравнение обратной ветви вольт-амперной характеристики лавинных вентилей до пробоя такое же, как и для диффузионных кремниевых $p-n$ переходов [Л. 4]. Прямая ветвь лавинных вентилей имеет особенности, определяемые тем, что толщина базы выпрямительного элемента в области центрального $p-n$ перехода на 60—100 мк больше, чем в области защитного кольца. При одинаковой величине времени жизни неосновных носителей во всей базе выпрямительного элемента ее сопротивление в области центрального $p-n$ перехода при высоких уровнях инжекции может быть существенно больше, чем в области защитного кольца. Это обстоятельство служит причиной неравномерности плотности прямого тока; в области защитного кольца плотность тока больше. Это различие может быть несколько уменьшено за счет того, что коэффициент инжекции у «алюминиевого» $p-n$ перехода меньше, чем у «борного».

На рис. 5 приведены прямые ветви вольт-амперных характеристик алюминиевого и борного $p-n$ переходов для высоких уровней инжекции, соответствующие $p-n$ переходу в области защитного кольца.

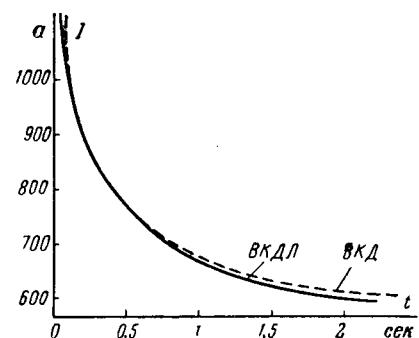


Рис. 6. Перегрузочные кривые по прямому току вентилями типов ВКДЛ и ВКД.

ца (кривые 1) и $p-n$ переходу в центральной части выпрямительного элемента (кривая 2). Разница в толщинах базовых областей составляет около 80 мк. Время жизни неосновных носителей — около 10 мксек. Из рис. 5 видно, что прямое падение напряжения на $p-n$ переходе в области защитного кольца несколько меньше, чем на центральном $p-n$ переходе. Это обстоятельство приводит к незначительной перегрузке по току защитного кольца по сравнению с центральным $p-n$ переходом.

Перегрузочная способность лавинных вентилей.

Перегрузочная способность лавинных вентилей по прямому току, как и следовало ожидать, практически не отличается от перегрузочной способности вентилей типа ВКД (рис. 6). Критерием перегрузочной способности является величина усредненной температуры $p-n$ перехода, равная 140° С.

Исследования перегрузочной способности лавинных вентилей в обратном направлении показали, что вентили выходят из строя раньше, чем может осуществляться поверхностный пробой. У вышедших из строя вентилей в центральном $p-n$ переходе всегда имеется по одному сквозному отверстию диаметром около 0,3 мм. Эти отверстия являются результатом теплового пробоя при прохождении через вентиль большого обратного тока.

Была исследована зависимость мощности в импульсе P , выводящей вентиль из строя, от длительности импульса τ при начальной температуре $p-n$ перехода 140° С. На рис. 7 приведена эта зависимость для вентилей с пробивным напряжением 750 в. Зависимость имеет почти гиперболический характер, т. е. $P\tau \approx \text{const}$. Отсюда следует, что энергия, выводящая вентиль из строя при пропускании импульса обратного тока, является примерно постоянной величиной. Эта величина для исследованных вентилей лежит в пределах 3—5 дж, несколько возрастаая при увеличении длительности импульса. С уменьшением температуры величина допустимой рассеиваемой энергии увеличивается.

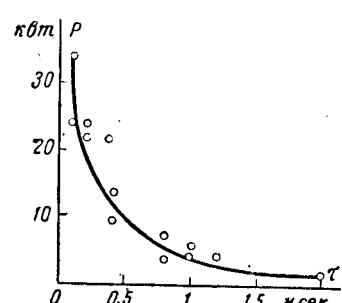


Рис. 7. Перегрузочная кривая в обратном направлении вентиля типа ВКДЛ.

вается. При комнатной температуре она в 2—3 раза выше, чем при 140°C . Локальный характер пробоя естественно связать с наличием микроплазм, в области которых электрический пробой переходит в тепловой при увеличении выделяющейся в микроплазмах энергии за счет саморазогрева p - n перехода в этих локальных участках.

Конструкция, классификация и основные параметры вентилей типа ВКДЛ. Конструкция вентилей типа ВКДЛ, кроме конструкции p - n перехода, не отличается от вентилей ВКД [Л. 4]. Классификация и основные параметры вентилей ВКДЛ также в основном совпадают с вентилем ВКД, кроме некоторых особенностей.

По величине прямого падения напряжения вентили с воздушным охлаждением ВКДЛ-100 и ВКДЛ-200 на токи 100 и 200 a (средние значения) и вентиль с водяным охлаждением ВКДЛВ-350 на ток 350 a делятся на три группы: группа А — прямые падения напряжения при номинальном токе 0,4—0,5 v (средние значения), группа Б — 0,5—0,6 v и группа В — 0,6—0,7 v . Обратный ток при номинальных условиях у всех вентилей не превышает 5 ma .

По величине допустимого обратного напряжения вентили каждого типа делятся на 15 классов. Низший класс — 3, высший — 10. Допустимое обратное напряжение считается равным 80% от напряжения, соответствующего загиба.

По сравнению с вентилем ВКД у вентилей типа ВКДЛ увеличен срок службы до 25 000 ч. При этом количество включений вентиля из обесточенного состояния под номинальную токовую нагрузку не должно превышать 30 000. Количество температурных циклов в пределах от -50 до $+140^{\circ}\text{C}$ в течение срока службы не должно превышать 5 000. Расширен диапазон перегрузок по прямому току: вентили ВКДЛ допускают пятикратную перегрузку по прямому току сверх номинального режима в течение 0,02 сек.

В зависимости от класса лавинные вентили допускают следующие перегрузки по обратному току при длительности импульса обратного тока 0,8 мсек и начальной температуре p - n перехода 140°C :

Класс вентиля	Обратный ток, a	Класс вентиля	Обратный ток, a
3	7,5	6,5	4
3,5	7,5	7	4
4	7,5	7,5	4
4,5	5	8	4
5	5	8,5	3
5,5	5	9	3
6	5	9,5	3
		10	3

При уменьшении длительности импульса амплитуда допустимого обратного тока увеличивается.

Правила эксплуатации вентилей типа ВКДЛ не отличаются от правил эксплуатации вентилей типа ВКД [Л. 4].

Параллельное и последовательное соединение вентилей. Вентили типа ВКДЛ допускают параллельное и последовательное соединение. При параллельном соединении должны выполняться требова-

ния по подбору вентилей с одинаковым прямым падением напряжения, аналогичные требованиям по подбору для обычных вентилей типа ВКД [Л. 5].

При последовательном соединении вентилей ВКДЛ не требуется специальных делителей напряжения. Количество последовательно соединенных вентилей должно быть таким, чтобы максимальное значение напряжения не превышало суммарной величины рабочего напряжения вентилей (под максимальным значением напряжения понимается максимальная амплитуда синусоидального напряжения; короткие импульсы перенапряжений срезаются самими вентилями).

Прибор с симметричной «лавинной» характеристикой. Описанная выше методика изготовления p - n переходов с защитным кольцом дает возможность достаточно просто изготовить приборы, имеющие в обоих направлениях характеристику, подобную обратной характеристике вентиля ВКДЛ. На рис. 8 показана симметричная p - n - p структура, полученная нанесением на противоположные стороны кремниевой пластины колец раствором $\text{Al}(\text{NO}_3)_3$ и борной кислоты с последующей термообработкой на воздухе. Такая структура имеет симметричную «лавинную» характеристику.

Приборы с симметричной лавинной характеристикой могут найти широкое применение для защиты от коммутационных перенапряжений управляемых вентилей в инверторах, для деления напряжения и устранения перенапряжений при последовательном соединении управляемых и неуправляемых вентилей и т. п.

Заключение. Внедрение в серийное производство новых лавинных вентилей типа ВКДЛ, не чувствительных к кратковременным перенапряжениям, позволит сократить количество вентилей в преобразовательных агрегатах. Это позволит снизить вес и габариты агрегатов и повысить их надежность. Лавинные вентили найдут себе также широкое применение в качестве различного рода защитных элементов в схемах с управляемыми вентилями и т. д. Разработанная технология позволяет изготовить лавинные вентили на заранее заданное напряжение лавинообразования.

Литература

1. Haitz R. M., Goetzberger A., Scarlett R. M., Shockley W., J. Appl. Phys., v. 34, 1963.
2. Калитонов А. И., Тучкович В. М. и Челноков В. Е., Исследование вольт-амперной характеристики диффузионных электронно-дырочных переходов в кремний, сб. «Электронно-дырочные переходы в полупроводниках», Изд. АН УзССР, Ташкент, 1962.
3. Торопов Н. А. и Барзаковский В. П., Высокотемпературная химия силикатных и других окисных систем, Изд. АН СССР, 1963.
4. Греков И. В., Крылов Л. Н., Линичук И. А., Тучкович В. М., Челноков В. Е. и Шуман В. Б., Мощные диффузионные кремниевые вентили, «Электросвязь», 1963, № 11.



Рис. 8. Структура выпрямительного элемента с симметричной лавинной характеристикой.

Импульсные регуляторы напряжения на тиристорах

Доктор техн. наук, проф. А. С. САНДЛЕР, инж. Ю. М. ГУСЯЦКИЙ и инж. Г. А. ЩУКИН
Московский энергетический институт

Для управления различными электромеханическими устройствами часто требуется достаточно мощный источник постоянного регулируемого по величине напряжения. Широко применяются такие регуляторы в электроприводе постоянного тока, где используются генераторы с регулируемым возбуждением, силовые магнитные усилители, управляемые ртутные выпрямители, и начинают внедряться управляемые выпрямители на тиристорах. Источник регулируемого напряжения требуется также и для электроприводов переменного тока, регулируемого с помощью изменения частоты, если схема преобразователя частоты содержит промежуточное звено постоянного тока. Наряду с управляемыми выпрямителями, преобразующими трехфазное напряжение переменного тока в регулируемое напряжение постоянного тока, в ряде случаев используются импульсные регуляторы постоянного напряжения [Л. 1 и 2]. Особенны перспективны импульсные регуляторы, выполненные на тиристорах.

На рис. 1 изображена простейшая схема импульсного регулятора — силовой триггер на тиристорах. Здесь R_h — сопротивление нагрузки, r — вспомогательное сопротивление, $UV1$ — силовой тиристор, $UV2$ — вспомогательный тиристор, C — коммутирующий конденсатор. Во время открытого состояния тиристора $UV1$ напряжение источника питания E прикладывается к сопротивлению нагрузки R_h и конденсатору C заряжен со знаком «+» на левой обкладке.

При включении тиристора $UV2$ напряжение конденсатора оказывается приложенным к тиристору $UV1$ в непроводящем направлении, и он закрывается. Через открывшийся тиристор $UV2$ конденсатор C перезаряжается. Когда тиристор $UV1$ вновь открывается, весь процесс повторяется и т. д. Среднее значение напряжения на нагрузке

$$U_{\text{н.ср}} \approx Et_{\text{вкл}}f = Ee, \quad (1)$$

где $t_{\text{вкл}}$ — время включенного состояния тиристора $UV1$;

f — частота переключения тиристоров;
 e — скважность выходного напряжения.

Таким образом, изменяя скважность выходного напряжения путем изменения времени включенного состояния силового тиристора $UV1$, можно регулировать среднее значение напряжения на нагрузке.

Уравнение напряжения на конденсаторе при включенном силовом тиристоре:

$$U_{C_{\text{вкл}}} = (-E - U_{C_1}) e^{-\frac{t}{rC}} + E. \quad (2)$$

Уравнение напряжения на конденсаторе при выключенном силовом тиристоре:

$$U_{C_{\text{отк}}} = (-E - U_{C_2}) e^{-\frac{t}{R_h C}} + E. \quad (3)$$

Подставив в уравнения (2) и (3) граничные условия, получим:

$$\left. \begin{aligned} U_{C_2} &= (-E - U_{C_1}) e^{-\frac{t_{\text{вкл}}}{rC}} + E; \\ U_{C_1} &= (-E - U_{C_2}) e^{-\frac{t_{\text{отк}}}{R_h C}} + E, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{отк}}$ — соответственно время включенного и отключенного состояний силового тиристора $UV1$.

Решив систему уравнений (4) относительно напряжения U_{C_2} и подставив полученное значение в уравнение (3), получим:

$$U_{C_{\text{отк}}} = -2E \frac{1 - e^{-\frac{t_{\text{вкл}}}{rC}}}{\frac{t_{\text{отк}}}{R_h C} - \frac{t_{\text{вкл}}}{rC}} \cdot e^{-\frac{t}{R_h C}} + E. \quad (5)$$

Принимая в уравнении (5) $t = t_{\text{в}}$ и $U_{C_{\text{отк}}} = 0$, несложно определить время, предоставляемое тиристору $UV1$ на восстановление запирающих свойств:

$$t_{\text{в}} = R_h C \ln \frac{2 \left(1 - e^{-\frac{t_{\text{вкл}}}{rC}} \right)}{1 - e^{-\frac{t_{\text{отк}}}{R_h C}} - \frac{t_{\text{вкл}}}{rC}}, \quad (6)$$

Для повышения к. п. д. регулятора, схема которого изображена на рис. 1, необходимо увеличивать значение сопротивления r , максимальная величина которого определяется из уравнения (6) путем неложных преобразований:

$$r_{\text{макс}} = \frac{e^{\frac{t_{\text{в}}}{R_h C}} - 2e^{-\frac{t_{\text{в}}}{R_h C}}}{e^{-\frac{t_{\text{в}}}{R_h C}} - 1 - 2e^{-\frac{t_{\text{в}}}{R_h C}}}. \quad (7)$$

Анализируя формулу (7), можно заметить, что при неизменной емкости коммутирующего конденсатора повысить экономичность регулятора удается только двумя способами:

- 1) увеличением минимальной скважности выходного напряжения, т. е. уменьшением диапазона регулирования напряжения на нагрузке;
- 2) уменьшением частоты переключения тиристоров.

Однако второй способ в большинстве случаев неприемлем, так как он приводит к увеличению габаритов фильтрующих устройств.

Желание повысить экономичность регулятора и улучшить его регулировочные свойства привело к созданию схемы, представленной на рис. 2, где $UV1$ — силовой тиристор, $UV2$ — вспомогательный тиристор, $L_{\text{др}}$ — ограничивающий дроссель, L_k и C_k — индуктивность и емкость коммутирующего контура.

При подаче открывающего импульса на тиристор $YB1$ напряжение источника питания прикладывается к нагрузке. Для отключения нагрузки от источника питания подается открывющий импульс на тиристор $YB2$, в результате чего коммутирующий контур $L_k C_k$ оказывается замкнутым накоротко. Ранее заряженная до напряжения источника питания емкость C_k начинает перезаряжаться через L_k и открытый тиристор $YB2$.

Уравнение напряжения на емкости:

$$U_{C_k} = E \cos \omega_k t. \quad (8)$$

Уравнение тока в коммутирующем контуре:

$$i_k = E \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \sin \omega_k t, \quad (9)$$

где $\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$ — собственная угловая частота коммутирующего контура.

Через полпериода собственной частоты ток в коммутирующем контуре меняет направление и начинает протекать навстречу току в ограничивающем дросселе. В момент времени t_1 эти токи сравниваются, и тиристор $YB2$ закрывается. Считая, что ток в ограничивающем дросселе за время коммутации не успевает изменять своей величины, можно записать:

$$i_{k_1} = -E \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \sin \omega_k t_1 = i_{dp}, \quad (10)$$

откуда

$$t_1 = \sqrt{C_k L_k} \left(\pi + \arcsin \frac{i_{dp}}{E \sqrt{\frac{C_k}{L_k}}} \right). \quad (11)$$

Напряжение на коммутирующем конденсаторе в момент времени t_1 :

$$U_{C_1} = E \cos \omega_k t_1 = \sqrt{E^2 - \frac{i_{dp}^2}{C_k / L_k}}. \quad (12)$$

После закрытия тиристора $YB2$ происходит перезаряд конденсатора C_k током ограничивающего дросселя i_{dp} ; напряжение на коммутирующей емкости имеет вид:

$$U_{C_k} = \frac{1}{C_k} \int i_{dp} dt = \frac{i_{dp}}{C_k} t - U_{C_1}. \quad (13)$$

Так как теперь напряжение на коммутирующей индуктивности равно нулю ($L_k \frac{di_{dp}}{dt} = 0$), то после момента времени t_1 напряжение на тиристорах $YB1$ и $YB2$ повторяет напряжение на коммутирующем

конденсаторе C_k . Промежуток времени от t_1 до t_2 , в течение которого конденсатор C_k разряжается до нуля, является временем, предоставляемым тиристорам для восстановления запирающих свойств. Это время можно определить из уравнения (13), положив в нем $U_{C_k} = 0$:

$$t_2 = \sqrt{\frac{E^2}{i_{dp}^2} C_k^2 - L_k C_k}. \quad (14)$$

Для обеспечения нормальной коммутации необходимо, чтобы $t_2 \geq t_{v, \text{доп}}$.

Величина $t_{v, \text{доп}}$ зависит от типа тиристора и от тока, протекавшего в нем до коммутации. Обычно $t_{v, \text{доп}} = 20 \div 50 \text{ мксек}$.

После заряда конденсатора C_k до напряжения источника питания ток в коммутирующем контуре спадает до нуля, а ток ограничивающего дросселя замыкается через вентиль B . В дальнейшем процессы повторяются.

Рассмотренный регулятор выгодно отличается от приведенного на рис. 1 тем, что благодаря использованию специального коммутирующего контура обеспечивает надежную коммутацию тиристоров в широком диапазоне изменения напряжения и тока нагрузки. Кроме того, отсутствие вспомогательного активного сопротивления делает схему экономичнее.

Как было отмечено ранее, после окончания заряда конденсатора C_k ток ограничивающего дросселя замыкается через вентиль B . Если до момента времени, соответствующего очередному включению тиристора $YB1$, ток в контуре, образованном ограничивающим дросселем и вентилем B , не спадет до нуля, то в дросселе будет происходить накопление энергии, в результате чего в рассматриваемом контуре потечет непрерывный ток, значительно превышающий ток нагрузки регулятора. Вследствие этого потери энергии в регуляторе увеличиваются, габариты ограничивающего дросселя сильно возрастают.

Такого недостатка не имеет схема, приведенная на рис. 3. Здесь, как и в схеме рис. 2, после открытия тиристора $YB2$ происходит колебательный перезаряд конденсатора C_k , закрывание тиристора $YB1$ и заряд емкости C_k током ограничивающего дросселя i_{dp} . В отличие от схемы рис. 2, где после заряда емкости C_k до напряжения источника питания E ток дросселя замыкается через вентиль B и заряд емкости прекращается, в схеме рис. 3 емкость C_k продолжает заряжаться до напряжения

$$U_{C_k \text{ макс}} = \left(1 + \frac{1}{k}\right) E, \quad (15)$$

где

$$k = \frac{w_2}{w_1}.$$

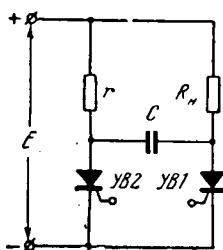


Рис. 1.

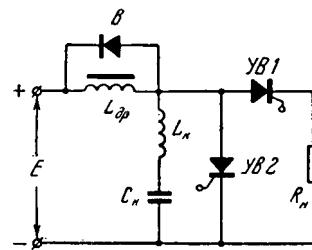
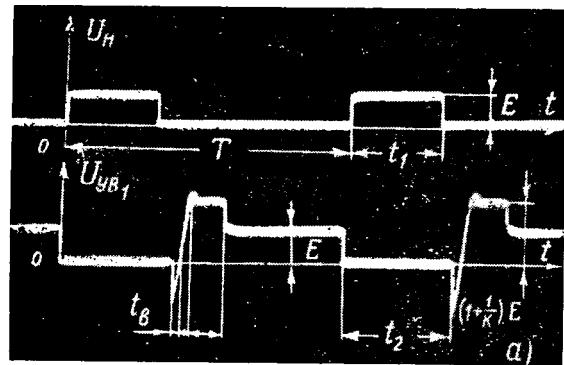


Рис. 2.



По аналогии с формулами (11) и (14) запишем:

$$t_1 = \sqrt{C_k L_k} \left(\pi + \arcsin \frac{i_{dp}}{E \left(1 + \frac{1}{k} \right) \sqrt{\frac{C_k}{L_k}}} \right); \quad (18)$$

$$t_2 = \sqrt{\frac{E^2 \left(1 + \frac{1}{k} \right)^2 C_k^2}{i_{dp}^2} - L_k C_k}. \quad (19)$$

После окончания заряда емкости энергия дросселя через вентиль $B1$ поступает в источник питания.

Недостатком такого регулятора являются повышенные напряжения на вентилях: для тиристоров $YB1$ и $YB2$ $U_{\text{пр. макс}} = U_{\text{обр. макс}} = \left(1 + \frac{1}{k} \right) E$, для вентиля $B1$ $U_{\text{обр. макс}} = (2k + 2) E$. Напряжение $U_{\text{обр. макс}}$ прикладывается к вентилю $B1$ в момент закрывания тиристора $YB2$, когда на коммутирующей емкости напряжение изменило полярность и по величине равно:

$$U_{C_k} \approx \left(1 + \frac{1}{k} \right) E.$$

На рис. 4. приведены осциллограммы выходного напряжения регулятора и напряжения на тиристоре $YB1$ при трех различных значениях скважности ($k = \frac{w_2}{w_1} = 1$).

В течение времени t_2 после подачи сигнала управления на тиристорах $YB1$ последний открыт, и к нагрузке прикладывается полное напряжение. Сигнал управления тиристору $YB2$ подается с временным сдвигом t_1 ; с этого момента напряжение на нагрузке становится равным нулю:

$$t_2 = t_1 + \Delta t, \quad (20)$$

где Δt — величина, определяемая по формуле (18) и представляющая собой время, в течение которого открыт тиристор $YB2$.

После того как в течение времени t_3 напряжение на закрывшемся тиристоре $YB1$ возрастет до величины $(1 + 1/k) E$, энергия, запасенная в дросселе, отдается источнику питания. После спадания тока в обмотке w_2 до нуля напряжение на тиристоре становится равным напряжению источника питания.

На рис. 5 представлена схема¹ регулятора без ограничивающего дросселя в силовой цепи, что позволяет сократить габариты регулятора.

В исходном положении тиристоры $YB1$ и $YB2$ закрыты, конденсатор C_k не заряжен. При открывании тиристора $YB1$ напряжение на нем падает до нуля (падением напряжения на открытом тиристоре пренебрегаем), конденсатор C_k начинает заряжаться через вентиль B и индуктивность L_k .

Уравнение зарядного тока

$$i_k = E \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \sin \omega_k t. \quad (21)$$

¹ Схема, представленная на рис. 5, взята из американского сборника «SCR Designer's Handbook», Westinghouse, 1-st Edition.

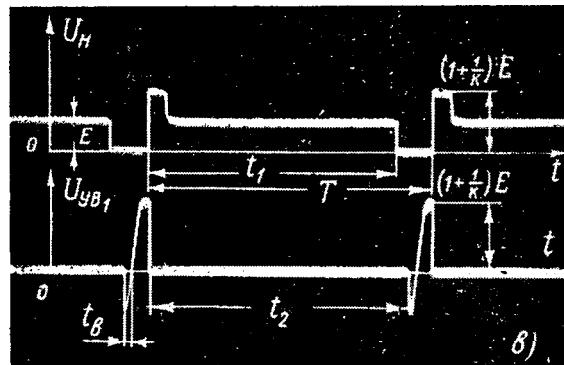
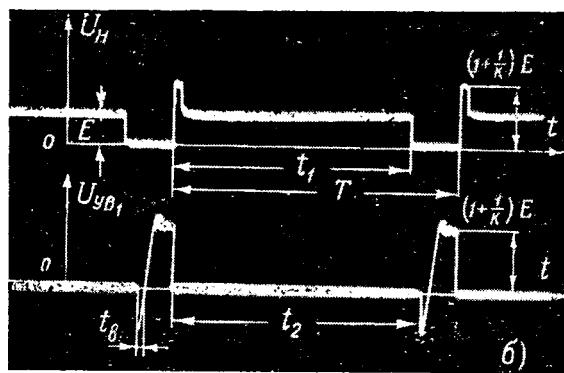


Рис. 4.

Это объясняется тем, что энергия дросселя начинает поступать в сеть только в том случае, если напряжение на вторичной обмотке дросселя w_2 станет больше напряжения источника питания, а для этого напряжение на первичной обмотке дросселя должно превысить величину $\frac{E}{k}$.

После открывания тиристора $YB2$ напряжение на емкости в соответствии с вышесказанным может быть записано так:

$$U_{C_k} = E \left(1 + \frac{1}{k} \right) \cos \omega_k t. \quad (16)$$

Уравнение тока в коммутирующем контуре:

$$i_k = -E \left(1 + \frac{1}{k} \right) \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \sin \omega_k t. \quad (17)$$

Уравнение напряжения на конденсаторе

$$U_{C_k} = E(1 - \cos \omega_k t), \quad (22)$$

где $\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$ — собственная угловая частота контура $L_k C_k$.

После открытия тиристора $UV1$ через промежуток времени, равный половине периода собственной частоты контура $L_k C_k$, ток в контуре спадает до нуля, а конденсатор C_k заряжается до $2E$. В дальнейшем напряжение на конденсаторе C_k остается равным удвоенному напряжению источника питания, так как разряду конденсатора препятствует вентиль B . При открытии тиристора $UV2$ к тиристору $UV1$ в первый момент прикладывается напряжение, равное $-E$; в дальнейшем происходит разряд конденсатора C_k через тиристор $UV2$ и нагрузку.

Принимая за начало отсчета момент подачи управляющего сигнала на $UV2$, уравнение напряжения на конденсаторе можно записать так:

$$U_{C_k} = 2Ee^{-\frac{t}{C_k R_h}}. \quad (23)$$

Уравнение напряжения на тиристоре $UV1$:

$$U_{UV1} = E - 2Ee^{-\frac{t}{C_k R_h}}. \quad (24)$$

Полагая в уравнении (24) $U_{UV1} = 0$, определим время, предоставленное тиристору $UV1$ на восстановление запирающих свойств:

$$t_b = 0,69C_k R_h. \quad (25)$$

На рис. 6 представлены осциллограммы выходного напряжения и напряжения на тиристоре $UV1$ для различных значений скважности при работе регулятора на активно-индуктивную нагрузку. Для большей наглядности процессов емкость коммутирующего конденсатора была завышена.

К недостаткам схемы рис. 5 по сравнению со схемой, приведенной на рис. 3, следует отнести некоторое ограничение диапазона регулирования. Если в схеме на рис. 3 минимальное выходное напряжение может быть равно нулю, то в схеме на рис. 5 минимальная скважность ϵ_{\min} (а следовательно, и минимальное выходное напряжение) определяется временем, необходимым для заряда коммутирующей емкости до величины $2E$. Кроме того, в этом режиме (ϵ_{\min}) значительная часть выходного напряжения обусловлена разрядом коммутирующей емкости на нагрузку.

На рис. 7 приведены временные диаграммы напряжения на коммутирующей емкости U_{C_k} и выходного напряжения регулятора, работающего на

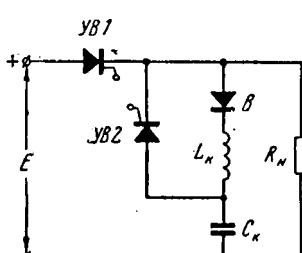


Рис. 5.

активную нагрузку, для режима минимальной скважности (ϵ_{\min}). В течение времени t_k после открытия тиристора $UV1$ (рис. 5) происходит заряд коммутирующей емкости C_k до напряжения $2E$, после чего открывается тиристор $UV2$, и напряжение на выходе регулятора

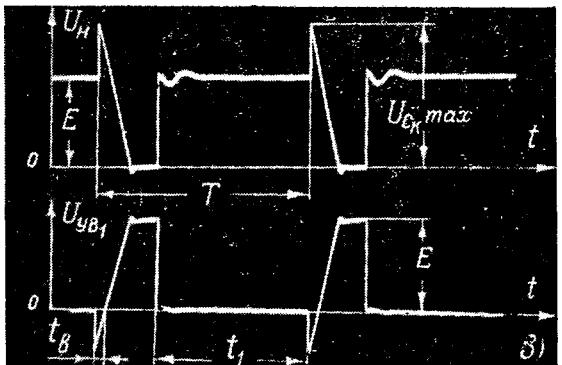
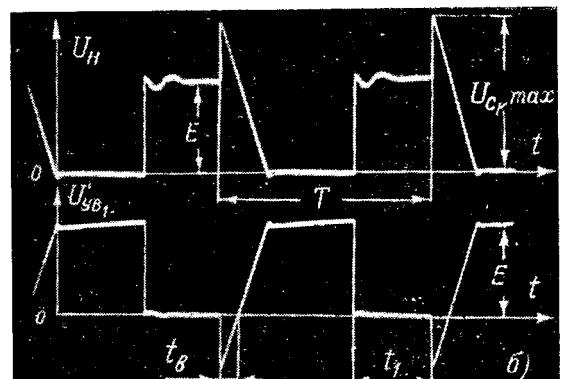
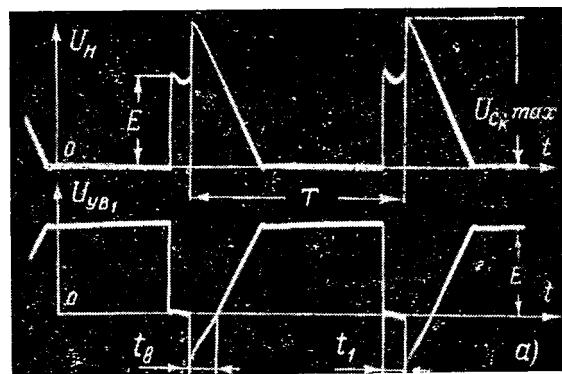


Рис. 6.

ра с этого момента совпадает с напряжением на емкости C_k .

Подача отключающего сигнала на $UV2$ раньше момента времени t_k недопустима, так как конденсатор C_k не успевает зарядиться до напряжения $2E$ и время восстановления t_b станет меньше допустимого $t_{b,\text{доп}}$, что приведет к нарушению работы регулятора. Среднее значение напряжения на выходе регулятора в режиме минимальной скважности при работе на активную нагрузку может быть записано так:

$$U_{\text{н.ср.мин}} = Et_k f + f \int_0^{\infty} 2Ee^{-\frac{t}{R_h C_k}} dt, \quad (26)$$

где $t_k = \pi \sqrt{L_k C_k}$.

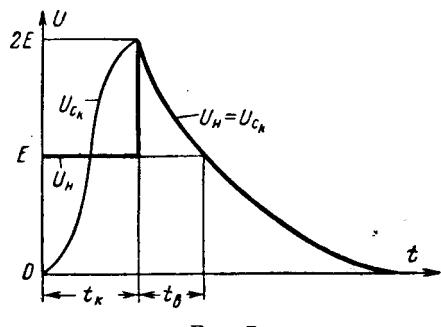


Рис. 7.

После преобразования получим:

$$U_{\text{н.ср.мин}} = E f (\pi \sqrt{L_k C_k} + 2R_h C_k). \quad (27)$$

Рассмотрим процесс работы регулятора на активно-индуктивную нагрузку. В случае, когда индуктивность достаточно велика, можно принять, что разрядный ток коммутирующей емкости C_k равен току нагрузки и неизменен за время коммутации:

$$U_{C_k} = 2E - \frac{I_h}{C_k} t. \quad (28)$$

Из формулы (28) можно найти время восстановления:

$$t_b = \frac{E C_k}{I_h}. \quad (29)$$

Для режима максимальной скважности с достаточной степенью точности можно принять:

$$U_{\text{н.ср.макс}} = E.$$

Тогда

$$I_h = I_{\text{н.макс}} = \frac{E}{R_h}. \quad (30)$$

Так как при всех значениях скважности ($0 < \alpha < 1$) ток нагрузки будет меньше максимального тока, рассчитанного по формуле (30), то для режима максимальной скважности, когда время восстановления минимально, можно принять:

$$t_{\text{в.мин}} = t_{\text{в.доп}}. \quad (31)$$

Тогда при всех скважностях меньше максимальной будем иметь:

$$t_b > t_{\text{в.доп}}.$$

Из формул (29) — (31) получаем:

$$C_k = \frac{I_{\text{н.макс}} t_{\text{в.доп}}}{E} = \frac{t_{\text{в.доп}}}{R_h}. \quad (32)$$

При помощи несложных преобразований для режима минимальной скважности можно записать:

$$U_{\text{н.ср.мин}} = E f (\pi \sqrt{L_k C_k} + 2t_{\text{в.доп}} \alpha), \quad (33)$$

или, используя (32),

$$U_{\text{н.ср.мин}} = E f (\pi \sqrt{L_k C_k} + 2R_h C_k \alpha), \quad (34)$$

где α — диапазон регулирования выходного напряжения;

$$\alpha = \frac{U_{\text{н.ср.макс}}}{U_{\text{н.ср.мин}}} \approx \frac{E}{U_{\text{н.ср.мин}}}. \quad (35)$$

Анализируя выражения (27) и (29), можно сделать вывод, что для уменьшения величины $U_{\text{н.ср.мин}}$

собственная частота колебательного контура ω_k должна выбираться максимально возможной. Так как емкость C_k выбирается по условиям коммутации (32), то увеличение ω_k возможно только за счет уменьшения величины коммутирующей индуктивности L_k .

Минимально возможная величина L_k определяется из условия допустимой скорости нарастания тока в тиристоре $\left(\frac{di}{dt}\right)_{\text{доп}}$. Из уравнения (21) можно получить

$$\left(\frac{di_k}{dt}\right)_{\text{макс}} = \frac{E}{L_k}. \quad (36)$$

Отсюда

$$L_k \geq \frac{E}{\left(\frac{di}{dt}\right)_{\text{доп}}}. \quad (37)$$

Уменьшить величину $U_{\text{н.ср.мин}}$ можно также путем снижения частоты переключения тиристоров. Однако это приведет к увеличению габаритов фильтрующих устройств в тех схемах, где эти устройства необходимы. Сравнение формул (27) и (34) показывает, что при активно-индуктивной нагрузке минимальное выходное напряжение регулятора выше, чем при чисто активной нагрузке. Это объясняется тем, что первое слагаемое в формулах (27) и (34) остается одинаковым в обоих случаях, а второе слагаемое в случае активно-индуктивной нагрузки в α раз больше за счет уменьшения тока нагрузки пропорционально изменению выходного напряжения в α раз.

В ряде схем между импульсным регулятором напряжения и нагрузкой устанавливают специальные фильтрующие устройства, для того чтобы получить более сглаженную форму кривой напряжения на нагрузке.

Рассмотрим работу импульсного регулятора напряжения совместно с простейшим фильтром, состоящим из дросселя L и вентиля B .

На диаграмме рис. 8 представлены формы кривой напряжения на выходе регулятора и тока в нагрузке. Участку с током i_1 соответствует открытое состояние регулятора, причем этот ток протекает

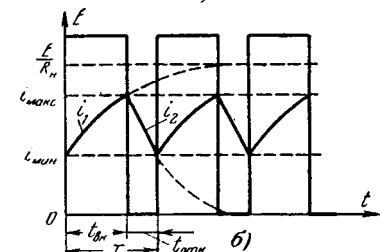
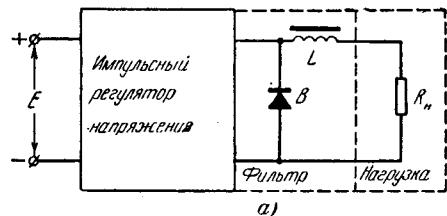


Рис. 8.

через силовой тиристор регулятора; участку с током i_2 — закрытое состояние регулятора, и этот ток замыкается через вентиль B . Запишем уравнения токов на соответствующих участках:

$$i_1 = \left(i_{\min} - \frac{E}{R_n} \right) e^{-t/\tau} + \frac{E}{R_n}; \quad (38)$$

$$i_2 = i_{\max} \cdot e^{-t/\tau}, \quad (39)$$

где

$$\tau = \frac{L}{R_n}.$$

Из уравнения (38) при $t = t_{\text{вкл}}$:

$$i_{\max} = \left(i_{\min} - \frac{E}{R_n} \right) e^{-\frac{t_{\text{вкл}}}{\tau}} + \frac{E}{R_n}. \quad (40)$$

Из уравнения (39) при $t = t_{\text{отк}}$:

$$i_{\min} = i_{\max} e^{-\frac{t_{\text{отк}}}{\tau}}. \quad (41)$$

Решая совместно уравнения (40) и (41), находим:

$$i_{\max} = \frac{E}{R_n} \frac{1 - e^{-t_{\text{вкл}}/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}}; \quad (42)$$

$$i_{\min} = \frac{E}{R_n} \frac{e^{-\frac{t_{\text{отк}}}{\tau}} - e^{-T/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}}, \quad (43)$$

где

$$T = t_{\text{вкл}} + t_{\text{отк}}.$$

Подставив (42) и (43) в уравнения (38) и (39), получим:

$$i_1 = \frac{E}{R_n} \left(1 + \frac{e^{-\frac{t_{\text{отк}}}{\tau}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} e^{-t/\tau} \right); \quad (44)$$

$$i_2 = \frac{E}{R_n} \frac{1 - e^{-t_{\text{вкл}}/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} e^{-t/\tau}. \quad (45)$$

Среднее значение тока в нагрузке:

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{вкл}}} i_1 dt + \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{отк}}} i_2 dt = \frac{E}{R_n} \epsilon, \quad (46)$$

где $\epsilon = \frac{t_{\text{вкл}}}{T}$ — скважность напряжения на выходе регулятора.

Таким образом, среднее значение тока в нагрузке пропорционально скважности напряжения на выходе регулятора и не зависит от сглаживающего действия фильтра.

Из уравнений (40) и (41) определяется размах пульсаций тока в нагрузке:

$$\Delta i = i_{\max} - i_{\min} = \frac{E}{R_n} \frac{(1 - e^{-\frac{T}{\tau}})(1 - e^{-T/\tau} e^{T/\tau})}{1 - e^{-T/\tau}}. \quad (47)$$

Исследовав выражение (47) на максимум, получим:

$$\epsilon_{\max} = 0,5; \quad (48)$$

$$\Delta i_{\max} = \frac{E}{R_n} \frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}. \quad (49)$$

Воспользовавшись (49), можно подсчитать индуктивность сглаживающего дросселя:

$$L = \frac{R_n}{2f} \frac{1}{\ln \frac{E/R_n + \Delta i_{\max}}{E/R_n - \Delta i_{\max}}}, \quad (50)$$

где f — частота переключений тиристоров регулятора.

Выводы. Импульсные регуляторы напряжения на тиристорах могут найти применение наряду с управляемыми выпрямителями.

1. Особенно целесообразным становится их применение при наличии нерегулируемого источника постоянного напряжения.

2. Импульсные регуляторы постоянного напряжения по сравнению с управляемыми выпрямителями обладают следующими преимуществами:

а) меньшим количеством силовых тиристоров в схеме;

б) частота переключения тиристоров может выбираться достаточно большой, за счет чего можно значительно сократить габариты фильтрующих устройств.

Литература

1. Коссов О. А., Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений, изд-во «Энергия», 1964.

2. Конев Ю. И., Транзисторные устройства управления электродвигателями и электромагнитными механизмами, изд-во «Энергия», 1964.

[30.3.1965]

◆ ◆ ◆

Исследование режимов вынужденных колебаний в схемах электромагнитных генераторов импульсов

Инж. В. Г. БИРЮЛЕВ и инж. Н. Н. БЛОЦКИЙ
ВНИИЭ

Электромагнитные генераторы импульсов, основанные на использовании нелинейных характеристик дросселей с ферромагнитными сердечниками, широко применяются в различных устройствах (ферромагнитные стабилизаторы напряжения, системы зажигания игнитронов и др.). Такие генераторы импульсов включают в себя один или несколько насыщающихся дросселей и представляют собой, таким образом, существенно нелинейную систему. Схема простейшего двухтактного генератора импульсов приведена на рис. 1, а, где L_0 — линейный дроссель, L_1 — нелинейный дроссель, C — конденсатор, R_d — демпфирующее сопротивление, R_n — сопротивление нагрузки.

Характерной особенностью нелинейных систем является многообразие форм периодических колебаний, которые могут возникать в них под действием периодической силы. В отличие от линейных систем, в которых возможны в установившемся режиме только колебания с периодом, равным периоду внешней силы, в нелинейных системах, кроме колебаний, имеющих тот же период, что и внешняя сила, могут возникать самые разнообразные периодические процессы.

Из теории нелинейных дифференциальных уравнений [Л. 1 и 2] известно, что при воздействии на нелинейную систему периодической внешней силы в системе по окончании переходного процесса устанавливаются колебания, период которых равен периоду или целому числу периодов внешней силы. В зависимости от того, какой из этих двух случаев имеет место, употребляются выражения соответственно «гармонические» или «субгармонические» колебания.

Если параметры электромагнитного генератора импульсов выбраны таким образом, что он работает в режиме субгармонических колебаний, то величина и фаза выходного импульса изменяются от периода к периоду.

Другой особенностью работы двухтактного генератора импульсов является наличие четных гармоник в кривых токов и напряжений генератора. В таком режиме фаза условно отрицательного выходного импульса не равна фазе условно положительного.

Для нормальной работы систем необходимо, чтобы генератор импульсов во всем рабочем диапа-

зоне изменения напряжения питания работал в режиме симметрических гармонических колебаний.

Об аналитических методах расчета режимов электромагнитного генератора импульсов. Известные аналитические методы расчета процессов в системах рассматриваемого типа основаны на аппроксимации основной кривой намагничивания дросселей насыщения с помощью некоторого аналитического выражения. Это выражение подставляется в систему дифференциальных уравнений, описывающих поведение заданной схемы, и находится решение для принужденного режима. Простейшим видом аппроксимации, которая дает, однако, в рассматриваемом случае достаточно хорошее приближение, является линейная аппроксимация кривой намагничивания. При линейной аппроксимации исходное нелинейное дифференциальное уравнение заменяется совокупностью линейных дифференциальных уравнений, сменяющих друг друга. Решение уравнения находится отдельно для каждого из линейных участков, причем конечные значения предыдущего решения и его производных являются начальными условиями последующего решения.

Путем использования названного метода были проведены теоретические исследования работы электромагнитного генератора импульсов в схеме модулятора радиолокационной станции [Л. 3 и 4], а также электромагнитных схем зажигания игнитронов [Л. 5 и 6].

Обычно при расчете не учитывается ток намагничивания дросселя насыщения и заведомо предполагается работа генератора в режиме симметрических гармонических колебаний. В этом режиме указанный метод дает вполне удовлетворительную сходимость расчета с экспериментальными данными, однако вопрос определения границ (областей) устойчивой симметричной работы генераторов импульсов, весьма важный для рационального выбора их параметров, остается неисследованным.

Задача аналитического исследования режимов электромагнитных генераторов импульсов, поставленная в общем виде для симметричных и несимметричных вынужденных колебаний в системе, даже в самом простом случае, при максимальной идеализации генератора, приводит к достаточно громоздкой системе из шести трансцендентных уравнений, которая, вообще говоря, имеет несколько решений. Попытка учесть индуктивность нелинейного дросселя в ненасыщенном состоянии увеличивает число уравнений до двенадцати.

В связи с вышеизложенным исследования вынужденных колебаний в электромагнитных генераторах импульсов были проведены на базе широко применяемых при решении нелинейных задач методов математического моделирования.

Постановка задачи расчета режимов электромагнитного генератора импульсов на математической модели. Исследование режимов работы генера-

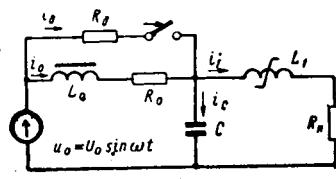


Рис. 1. Схема двухтактного электромагнитного генератора импульсов (а) и характеристика дросселя насыщения (б).



Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

торов импульсов проводилось на структурно-секционной линейной моделирующей установке ЛМУ-1.

При постановке задачи на модели достаточно легко учесть влияние дросселя L_1 в ненасыщенном состоянии. Характеристика дросселя насыщения приведена на рис. 1,б. Кроме того, для исследования влияния демпфирования на режимы генератора в схеме предусмотрено демпфирующее сопротивление R_d , установленное параллельно линейному дросселю.

Для схемы, приведенной на рис. 1,а, на основании законов Кирхгофа могут быть составлены следующие уравнения:

$$\begin{aligned} u_0 &= u_{Rd} + u_C; \quad u_{Rd} = u_{L_0} + u_{R_0}; \quad u_C = u_{L_1} + u_{R_{1n}}; \\ u_{Rd} &= i_d R_d; \quad u_{R_0} = i_0 R_0; \quad u_{R_{1n}} = i_1 R_{1n}; \\ i_C &= C \frac{du_C}{dt}; \quad u_{L_0} = L_0 \frac{di_0}{dt}; \quad u_{L_1} = \frac{d\Psi_1}{dt}; \\ i_0 &= i_d - i_1 - i_C = 0; \\ i_1 &= \frac{\Psi_1}{L_1} \text{ при } |\Psi_1| < \Psi_{kp}; \\ i_1 &= \frac{\Psi_1}{L_{1n}} \text{ при } |\Psi_1| > \Psi_{kp}. \end{aligned}$$

Здесь L_1 — индуктивность нелинейного дросселя в ненасыщенном состоянии;

L_{1n} — индуктивность нелинейного дросселя в насыщенном состоянии;

Ψ_{kp} — потокосцепление нелинейного дросселя, соответствующее моменту насыщения.

Этой системе уравнений отвечает структурная схема модели, приведенная на рис. 2. Для реализации нелинейной зависимости тока i_1 от потокосцепления Ψ_1 может быть применена схема с одним операционным усилителем и двумя диодами (усилитель 7 и диоды B_1 и B_2 на рис. 2). Точки перегиба функции задаются соответствующим выбором величины запирающего напряжения.

При наборе задачи была предусмотрена возможность регулирования следующих величин:

1) напряжения питания — делителем напряжения $ДН1$;

2) индуктивности линейного дросселя L_0 — делителем $ДН2$;

3) индуктивности нелинейного дросселя L_1 в ненасыщенном состоянии — делителем $ДН3$;

4) критического потокосцепления нелинейного дросселя Ψ_{kp} — делителями $ДН4$ и $ДН5$;

5) сопротивления нагрузки R_h — делителем $ДН6$;

6) демпфирующего сопротивления R_d — делителем $ДН7$.

Величина индуктивности нелинейного дросселя в насыщенном состоянии выбрана таким образом, чтобы длительность выходного импульса составляла приблизительно $1/20$ часть периода напряжения питания.

Результаты исследований электромагнитных генераторов импульсов на математической модели. На основании проведенных исследований было показано, что режим генератора определяется следующими параметрами системы:

1) соотношением между величиной напряже-

ния и предельным потокосцеплением дросселя насыщения L_1 (на колене кривой намагничивания);

2) соотношением между частотой напряжения питания ω и собственной частотой ω_0 зарядного контура, определяемой из выражения

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_0 C}};$$

3) степенью шунтирующего влияния цепи нагрузки во время такта заряда конденсатора;

4) степенью демпфирования системы, которая характеризуется величинами активных сопротивлений в контурах генератора.

Чтобы проиллюстрировать влияние названных величин на работу устройства, на рис. 3 и 4 построены области различных колебательных режимов генераторов. Для общности результатов все величины даны в относительных единицах. По оси абсцисс отложена величина ω^* — частота напряжения питания, отнесенная к собственной частоте зарядного контура. По оси ординат отложена величина U^*_{kp} — напряжение питания, отнесенное к базисному значению напряжения. Базисное напряжение определяется по выражению

$$U_0 = \omega \Psi_{kp}.$$

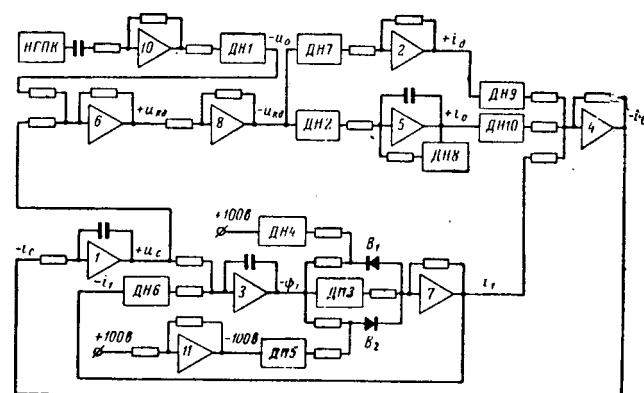
Шунтирующее влияние цепи нагрузки характеризуется реактивным сопротивлением x_1 дросселя L_1 в ненасыщенном состоянии (сопротивление нагрузки R_h обычно много меньше значения x_1 и не оказывает существенного влияния на процесс заряда конденсатора). Значение x_1 , а также величина демпфирующего сопротивления R_d отнесены к x_C — емкостному сопротивлению конденсатора:

$$x^* = \frac{x_1}{x_C} = \frac{\omega L_1}{\frac{1}{\omega C}} = \omega^2 L_1 C;$$

$$R^*_{kp} = \frac{R_h}{x_C} = \omega R_d C.$$

Сопротивление нагрузки R_h относится к критическому сопротивлению разрядного контура (C, L_{1n}, R_h), которое определяется согласно соотношению

$$R_{kp} = 2 \sqrt{\frac{L_{1n}}{C}}.$$



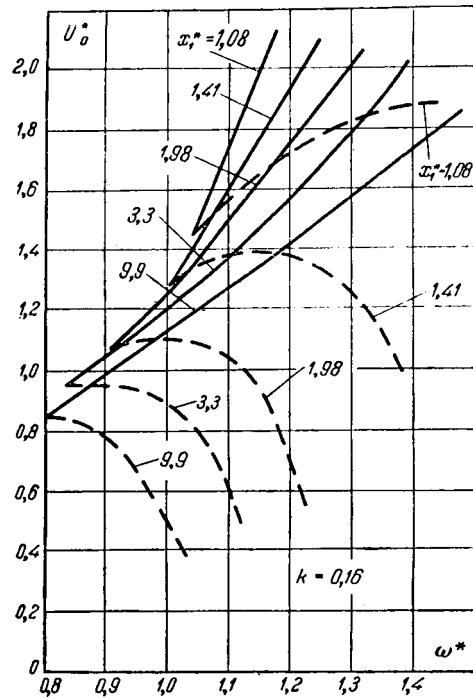


Рис. 3. Области различных режимов генератора импульсов для ряда значений реактивного сопротивления дросселя L_1 в ненасыщенном состоянии.

Относительное значение сопротивления нагрузки обозначено через k . На рис. 3 в названных координатных осях построены области различных режимов генератора, полученные для ряда значений реактивного сопротивления дросселя L_1 в ненасыщенном состоянии. Области параметров, расположенные ниже пунктирных кривых, соответствуют режимам субгармонических колебаний. Области, расположенные выше сплошных кривых, соответствуют режимам несимметричных гармонических колебаний. При расположении параметров генератора в координатном поле между сплошными и пунктирными линиями в системе независимо от начальных условий устанавливаются симметричные гармонические колебания.

Для иллюстрации влияния активного сопротивления разрядной цепи на работу генератора на рис. 4 в тех же координатных осях построены области различных режимов для ряда значений сопротивления нагрузки. Как видно на рис. 4, введение активного сопротивления в разрядную цепь существенно влияет на границу субгармонических колебаний. Граница появления четных гармоник в кривых токов и напряжений генератора, т. е. переход к режиму несимметричных колебаний, мало зависит от активного сопротивления разрядной цепи, особенно при относительном значении частоты питающего напряжения, меньшем 1,2. Однако качественный состав четных гармоник с увеличением активного сопротивления разрядной цепи уменьшается, и при сопротивлении, большем или равном критическому, в системе при любых значениях параметров наблюдаются только симметричные гармонические колебания.

Областей параметров, для которых поддержи-

ваются несимметричные колебания, может не быть и при активном сопротивлении разрядной цепи, меньшем критического,— в случае относительно малого реактивного сопротивления дросселя L_1 в ненасыщенном состоянии. При этом максимально допустимое напряжение питания ограничивается требованием генерации не более двух импульсов в период.

Осциллограммы, приведенные на рис. 5, а, иллюстрируют режимы субгармонических, симметричных гармонических и несимметричных гармонических колебаний, а также переходные процессы изменения колебательных режимов, полученные на математической модели. Режимы, приведенные на осциллограммах, соответствуют точкам 1, 2, 3 и 4 в координатном поле $U^*0 - \omega^*$ (рис. 5, б). Переход от режима 1 к режимам 2 и 3 производился путем изменения величины напряжения питания (делитель $ДН1$); переход от режима 3 к режиму 4 осуществлялся путем изменения индуктивности дросселя L_0 (делитель $ДН2$).

Перевести генератор импульсов из режима субгармонических или несимметричных гармонических колебаний в режим симметричных гармонических колебаний можно путем увеличения степени демпфирования системы, включив, например, активное демпфирующее сопротивление параллельно линейному дросселю L_0 . На осциллограмме рис. 6 показан переходный процесс от режима несимметричных к режиму симметричных гармонических колебаний, происходящий при включении демпфирующего сопротивления R_d .

Величина сопротивления R_d , необходимая для перевода генератора в режим симметричных гармонических колебаний, зависит от параметров системы. На рис. 7, а построены зависимости максимальной величины демпфирующего сопротивления,

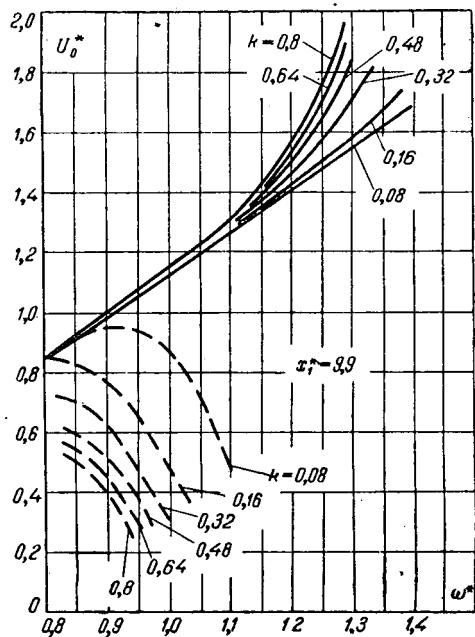
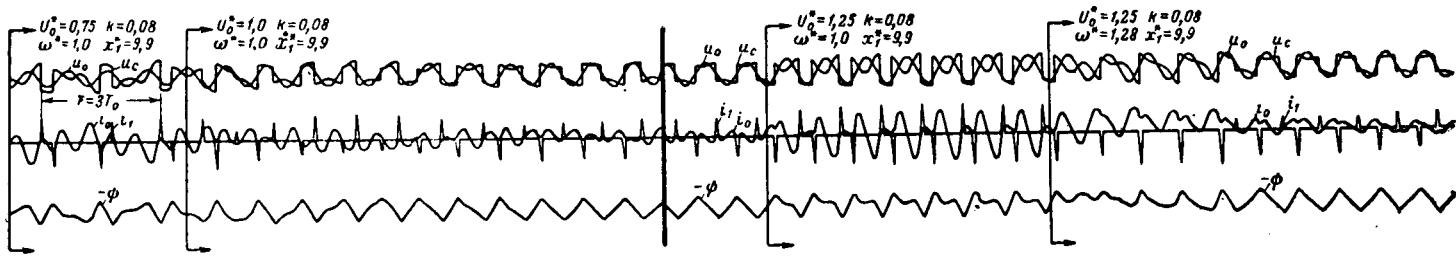


Рис. 4. Области различных режимов генератора импульсов для ряда значений сопротивлений нагрузки.



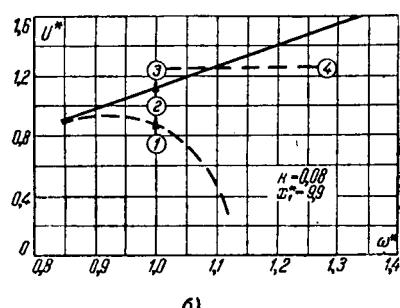
a)

при которой еще возможны симметричные колебания, от напряжения питания. Указанные зависимости даны в относительных единицах для ряда значений реактивного сопротивления дросселя L_1 в ненасыщенном состоянии. На рис. 7, б аналогичные зависимости построены для ряда значений активного сопротивления цепи нагрузки.

Путем включения демпфирующего сопротивления можно при относительно малом сопротивлении нагрузки расширить диапазон работы генератора в режиме симметричных гармонических колебаний и получить при неизменном предельном потокосцеплении нелинейного дросселя значительно большие значения зарядного напряжения на конденсаторе. Это позволяет при проектировании электромагнитных генераторов импульсов существенно сократить расход активного материала сердечников дросселей насыщения. На рис. 8 приведены зависимости значений напряжения $U_{\text{си}}^*$ на конденсаторе, соответствующих началу интервала разряда, от напряжения питания U_o^* при собственной частоте ω^* зарядного контура, меньшей резонансной. При такой настройке симметричные гармонические колебания поддерживаются в довольно широком диапазоне изменения напряжения питания (рис. 4). Однако при увеличении напряжения питания сверх 1,5 (относительное значение) схема с параметра-

Рис. 5. Переходные процессы изменения колебательных режимов (a) и точки, соответствующие приведенным на осциллограммах колебательным режимам в координатном поле

$U_o^* - \omega^*$ (б).



б)

$U_o^* = 1,3 \quad k = 0,16$ $U_o^* = 1,3 \quad k = 0,16$
 $\omega^* = 1,0 \quad x_t^* = 9,9 \quad R_d^* = \infty$ $\omega^* = 1,0 \quad x_t^* = 9,9 \quad R_d^* = 1,05$

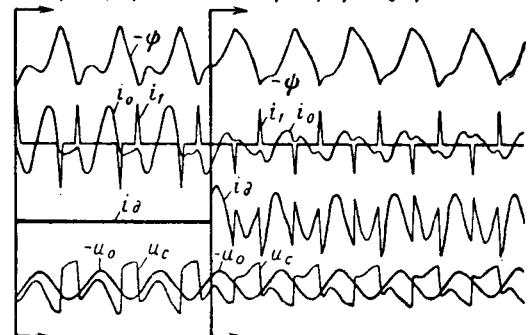
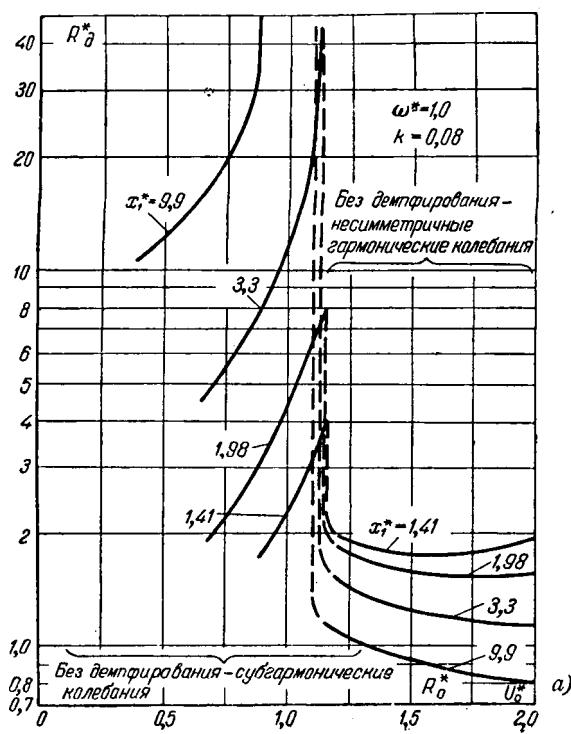
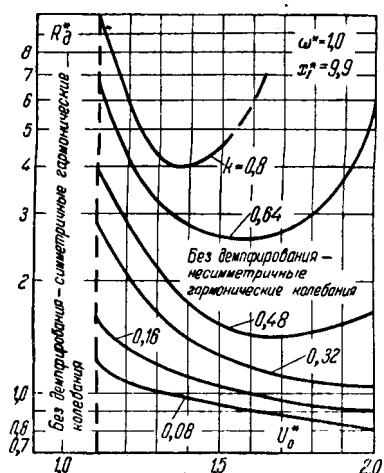


Рис. 6. Переходный процесс установления симметричных гармонических колебаний при включении демпфирующего сопротивления.



а)



б)

Рис. 7. Зависимости максимального демпфирующего сопротивления, необходимого для перевода генератора в режим симметричных гармонических колебаний, от напряжения питания для ряда значений реактивного сопротивления дросселя L_1 в ненасыщенном состоянии (а) и активного сопротивления цепи нагрузки (б).

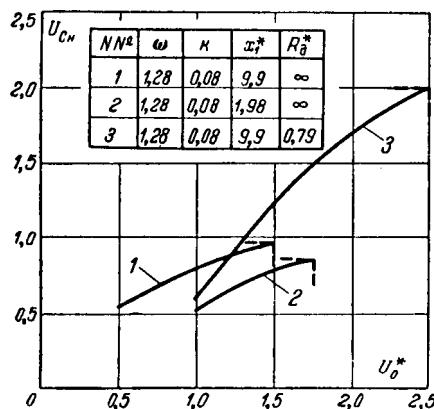


Рис. 8. Зависимость зарядного напряжения конденсатора от напряжения питания.

ми 1 (рис. 8) переходит в режим несимметричных колебаний. При включении демпфирующего сопротивления зарядное напряжение U_{Cn}^* может быть увеличено более чем в 2 раза (кривая 3 на рис. 8). Предельное значение напряжения питания ограничено здесь условием генерации двух импульсов за период.

Сопоставление результатов расчета режимов генератора импульсов на математической модели с экспериментальными данными. Представляет интерес сопоставить области различных режимов электромагнитного генератора импульсов, определенные на математической модели и при экспериментальных исследованиях реальных генераторов. На рис. 9 построены расчетные и экспериментальные границы различных режимов. Расчетные границы даны сплошными линиями, экспериментальные — пунктиром. Границы перехода от симметричных к несимметричным гармоническим колебаниям (кривые 1, 2, 3 и 4), определенные на модели и опытным путем, имеют весьма небольшое расхождение. Удовлетворительное совпадение с экспериментом дают также определенные на модели границы перехода к режимам субгармонических колебаний для случая малого шунтирующего влияния цепи нагрузки во время такта заряда конденсатора ($x_1^* > 7-10$). На рис. 9 границы перехода к режимам субгармонических колебаний соответствуют кривым 5 и 6. При относительно малых значениях x_1^* , определенные расчетным путем границы субгармонических колебаний не совпадают с экспериментальными данными. Объясняется это, по-видимому, погрешностью принятой аппроксимации кривой намагничивания дросселя L_1 . Действительно, при исследованиях на модели генераторов импульсов с относительно малыми значениями x_1^* субгармонические колебания возникают зачастую уже при небольших превышениях током i_1 критического значения. Напомним, что критическим называется значение тока i_1 , соответствующее колену кривой намагничивания дросселя L_1 . В реальных генераторах, нелинейные дроссели которых намо-

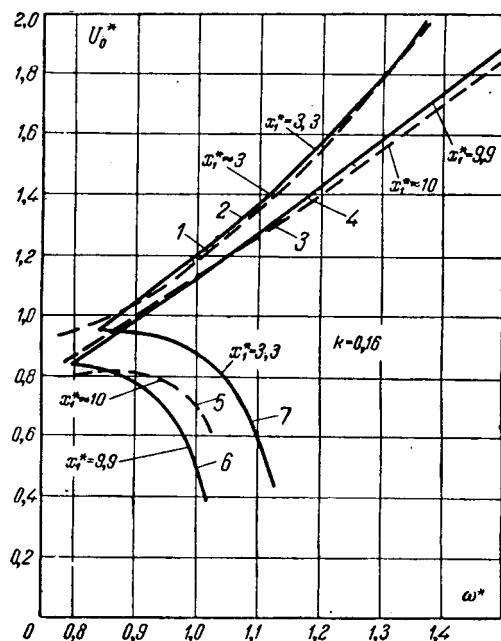


Рис. 9. Расчетные и экспериментальные границы различных колебательных режимов.

таны в случае малых значений x_1^* на сердечниках из холоднокатаной стали, при столь небольших значениях намагничающего тока i_1 едва начинает сказываться нелинейность дросселя L_1 . Применяя аппроксимацию кривой намагничивания тремя отрезками прямых, невозможно получить хорошее приближение и при малых и при очень больших (в 100 раз и более) превышениях током i_1 критического значения. Для лучшего приближения можно было бы применить, например, линейную аппроксимацию кривой намагничивания пятью или семью отрезками прямых или какой-либо вид нелинейной аппроксимации. Однако, для расчета генераторов импульсов, режимы при небольших превышениях током i_1 критической величины практического значения не имеют, а в остальных случаях принятый вид аппроксимации дает хорошее приближение.

Литература

- Хаяси Т., Вынужденные колебания в цепи линейных системах, Изд-во иностр. лит., 1957.
- Андронов А. А., Витт А. А. и Хайкин С. Э., Теория колебаний, Физматлит, 1959.
- Milville W. S., The use of saturable reactors as a discharge devices for pulse generators, Proc. Inst. El. Eng., v. 98, 1951, pt. III, № 53.
- Меерович Л. А. и Зеличенко Л. Г., Генераторы импульсов на трансформаторах с насыщающимися сердечниками, «Радиоэлектроника», 1956, № 13.
- Шмайн Ю. А., Исследование характеристик зажигателей и расчет схем зажигания итнитронов, Информационный материал, № 56, Госэнергоиздат, 1960.
- Шмайн Ю. А. и Бирюлев В. Г., Некоторые вопросы расчета электромагнитной схемы зажигания итнитронов, «Электричество», 1961.

[23.12.1964]



Пути улучшения качества электроизоляционных бумаг

Доктор техн. наук, проф. В. Т. РЕННЕ и инж. Л. М. ГУЛЯЕВА

Ленинградский политехнический институт им. Калинина

До настоящего времени бумага продолжает оставаться одним из лучших электроизоляционных материалов для устройств высокого напряжения при низкой частоте и постоянном токе [Л. 1]. Однако быстрое возрастание мощностей и напряжений в современной электротехнике и повышение требований, предъявляемых к электротехнической аппаратуре, приводят к тому, что начинают все более заметно ощущаться основные недостатки бумаги как электроизоляционного материала: ее чрезмерно высокая гигроскопичность и недостаточно высокая нагревостойкость. Эти недостатки органически присущи электроизоляционной бумаге в связи с ее основным химическим составом и волокнистым строением.

Вместе с тем волокнистая структура бумаги обладает рядом преимуществ в сравнении с ткаными или пленочными структурами [Л. 2]:

1) производство бумаги на бумагоделательном оборудовании принципиально дешевле, чем изготовление тканей, а в ряде случаев проще, чем изготовление пленочных материалов;

2) бумага может быть изготовлена меньшей толщины, чем ткань и многие синтетические пленки; это позволяет снизить объем и стоимость изоляции, особенно при меньших напряжениях;

3) материалы на основе бумаги легче поддаются операции формовки, чем тканые материалы, обладая большей гибкостью и не будучи склонными к появлению трещин и расслоений;

4) гладкие, лишенные заусениц и неабразивные края бумажного материала менее опасны, с точки зрения возможного повреждения тонкой проволоки, чем в случае других материалов;

5) волокнистая структура бумаги более устойчива к старению, чем структура ткани, так как волокно и связующий или пропиточный состав образуют относительно однородную массу, тогда как в тканом материале промежутки между точками пересечения нитей, образующих ткань, представляют собой «окошки», заполненные одним лишь связующим или пропиточным материалом;

6) при высоких напряжениях пленочная изоляция требующая пропитки для устранения остаточного воздуха, плохо совмещается с пропиточными массами; в ряде случаев при этом приходится переходить к комбинированной изоляции, используя синтетическую пленку в комбинации с бумагой, а не чисто пленочную изоляцию;

7) стоимость бумаги заметно ниже, чем у синтетических пленок.

В связи с этим представляется целесообразным искать пути повышения качества бумажной изоляции при сохранении свойственной бумаге волокнистой структуры.

Характерной особенностью основы бумаги — клетчатки (альфацеллюлозы) (рис. 1) является наличие большого числа гидроксильных групп OH — по три группы на каждое кольцо. Эти групп-

ы обусловливают полярность целлюлозных материалов: относительно большую ϵ и увеличенные диэлектрические потери, особенно при высоких частотах. Способность гидроксилов притягивать из окружающей среды полярные молекулы воды обусловливает высокую гигроскопичность бумаги. Вместе с тем гидроксильные группы играют и положительную роль, обеспечивая возможность образования бумажного листа при отливе бумаги за счет появления «водородных» связей между молекулами клетчатки, обеспечивающих сцепление между волокнами. Окислительные процессы в клетчатке, служащие началом ее разрушения при нагреве, начинаются в основном с разрушения гидроксилов [Л. 3]. Таким образом, наличие этих групп в молекулах клетчатки в известной степени ответственно за недостаточно высокую нагревостойкость бумаги.

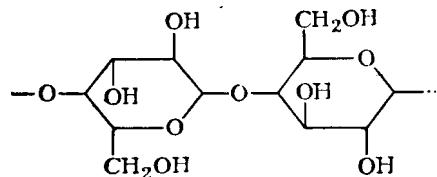


Рис. 1. Структура молекулы целлюлозы.

В связи с этим химическая обработка растительного волокна, дающая возможность замены гидроксильных групп в молекуле клетчатки менее подвижными и менее полярными группами, является одним из важных направлений улучшения свойств бумаги, изготовленной из таких химически облагорожденных волокон.

Другим направлением в получении улучшенных сортов бумаги является частичная или полная замена растительного волокна синтетическими органическими или минеральными волокнами.

Рассмотрим оба основных направления улучшения свойств электроизоляционных бумаг.

Бумага, изготовленная из химически обработанного растительного волокна. Химическая обработка целлюлозных материалов для радикального изменения их химических и физических свойств известна давно. Наличие гидроксильных групп, кроме указанного влияния на свойства клетчатки, придает ей также способность участвовать в реакциях образования эфиров. При такой реакции этерификации происходит отщепление воды, и место гидроксила занимает органический радикал (остаток спирта или кислоты), присоединенный через атом кислорода. Полученные при этом продукты, получившие название эфиров целлюлозы, отличаются от исходной клетчатки плавкостью и растворимостью и широко применяются для изготовления лаков, пластмасс и пленок. В этих продуктах в каждом кольце целлюлозной молекулы замещено до двух-трех гидроксилов.

Если провести такую химическую обработку растительного волокна, при которой замещается меньшее число гидроксилов в каждом кольце молекулы, то материал сохраняет свое волокнистое строение и остается пригодным для изготовления бумаги, свойства которой будут заметно отличаться от свойств обычной бумаги.

Ацетилированная бумага. При ацетилировании клетчатки гидроксил заменяется ацетильным радикалом $-\text{COCH}_3$, присоединенным через атом кислорода (рис. 2). Степень ацетилирования (ха-

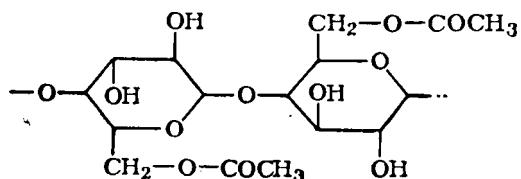


Рис. 2. Структура молекулы ацетилированной целлюлозы.

рактеризуемая процентным содержанием присоединенной уксусной кислоты), по швейцарским данным [Л. 4], может составлять до 60%. Увеличение степени ацетилирования дает снижение полярности, о чем можно судить по снижению ϵ (рис. 3, а), и уменьшение гигроскопичности, но при этом снижается механическая прочность бумаги, так как падает число водородных связей. Нормальная степень ацетилирования для швейцарской бумаги «Изоцель» составляет 35%. Уменьшение гигро-

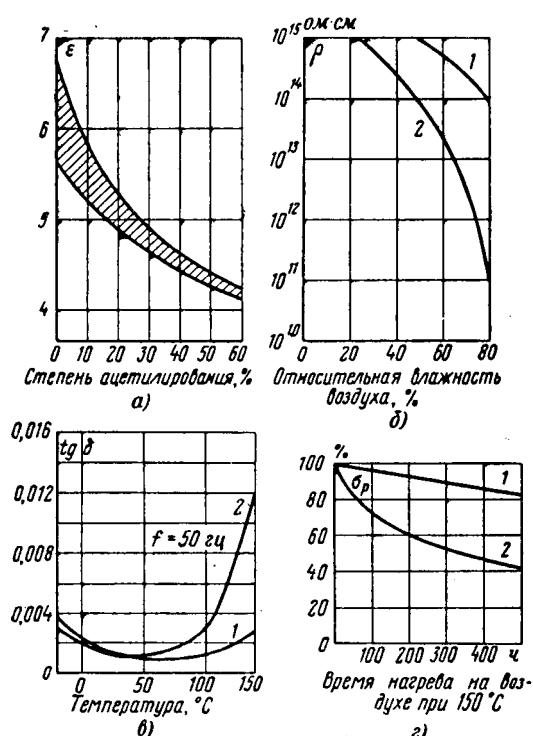


Рис. 3. Характеристики ацетилированной бумаги.

а — зависимость диэлектрической проницаемости от степени ацетилирования; б — зависимость удельного сопротивления от влажности воздуха; в — зависимость угла потерь от температуры; г — зависимость прочности на разрыв от времени прогрева при 150°C ; 1 — ацетилированная бумага; 2 — обычная бумага

скопичности ацетилированной бумаги в сравнении с обычной характеризуется заметно уменьшенным снижением удельного объемного сопротивления непропитанной бумаги при повышении относительной влажности воздуха (рис. 3, б). Меньшее количество поглощенной влаги дает возможность резко сократить время сушки изоляции при замене обычной бумаги ацетилированной.

Уменьшенная полярность ацетилированной бумаги дает заметное снижение ее угла потерь в сравнении с обычной бумагой, особенно в области повышенных температур (рис. 3, в) [Л. 5].

Снижение механической прочности при длительном нагреве для ацетилированной бумаги идет медленнее, чем для обычной, что характеризует повышение нагревостойкости (рис. 3, г) [Л. 6]. По японским данным, повышение нагревостойкости в сравнении с обычной бумагой составляет 20—30°C.

В настоящее время ацетилированная бумага находит основное применение при изготовлении слоистых пластиков типа гетинакса с улучшенными электрическими свойствами, пониженной гигроскопичностью и повышенной нагревостойкостью. Ее использование в кабельной технике и аппаратуростроении, по-видимому, не вышло еще за пределы опытных работ. Для применения в конденсаторостроении современная ацетилированная бумага еще мало пригодна в силу относительно большой толщины (в Швейцарии эту бумагу изготавливают толщиной 40—300 μm).

Кроме Швейцарии, ацетилированная бумага изготавливается также в Японии [Л. 7]. Недавно были опубликованы первые результаты исследования свойств бумаги, изготовленной в Японии, и отечественного изготовления [Л. 8].

Цианэтилированная бумага. В цианэтилированной бумаге гидроксил клетчатки замещен цианозильным радикалом $-\text{CH}_2\text{CH}_2\text{CN}$, также присоединенным через атом кислорода (рис. 4). Степень хими-

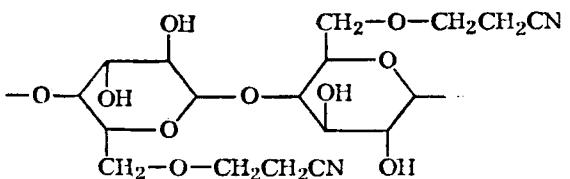


Рис. 4. Структура молекулы цианэтилированной целлюлозы.

ческой обработки волокна при изготовлении этой бумаги характеризуется количеством присоединенного азота (в процентах). Увеличение степени цианэтилирования повышает нагревостойкость бумаги (рис. 5, а), но снижает ее механическую прочность. Верхний предел содержания связанного азота для такой бумаги не должен превышать 2,8—3,6%.

Цианэтилированная бумага была впервые применена в США под названием «Пермалекс» [Л. 9] для изоляции трансформаторов, так как обладает повышенной нагревостойкостью, позволяющей повысить рабочую температуру трансфор-

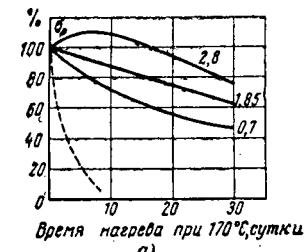
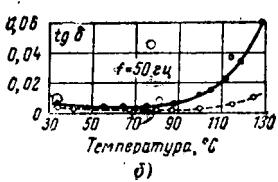


Рис. 5. Характеристики цианэтилизированной бумаги.

а — зависимость прочности на разрыв от времени прогрева при 170°C ; б — зависимость угла потерь от температуры. Сплошные кривые — для цианэтилизированной бумаги, пунктир — для обычной; цифры у кривых — количество присоединенного азота, %.



матора или увеличить срок службы изоляции при прежнем значении температуры.

Нагревостойкость цианэтилизированной бумаги, по-видимому, несколько выше, чем ацетилизированной, но электрические свойства ее хуже, так как цианозиловый радикал содержит сильно полярную группу циана CN . Проведенное нами испытание опытного образца такой бумаги показало, что ее угол потерь оказывается даже выше, чем у обычной бумаги (рис. 5, б). Аналогичные данные можно найти и в зарубежной литературе [Л. 5 и 7]. Поэтому эта бумага может найти применение для изоляции в тех случаях, где требуется повысить нагревостойкость, но где изоляция не подвергается воздействию высоких градиентов напряжения, как, например, в обычных трансформаторах. Для кабельной техники и конденсаторостроения эта бумага представляет меньший интерес, чем ацетилизированная.

Цианамидная бумага. При изготовлении ацетилизированной или цианэтилизированной бумаги химической обработке подвергается исходное сырье, из которого далее обычными приемами изготавливается электроизоляционная бумага. Был предложен также способ химической обработки уже готовой бумаги путем протягивания бумажной ленты через ванну с раствором низших полимеров цианамида $(\text{CN}_2\text{H}_2)_n$ в полиспиртах. При этом группа $\text{N}=\text{C}-\text{N}$ связывает активные гидроксили клетчатки и задерживает развитие реакций, приводящих к разрушению целлюлозы при воздействии повышенных температур. Улучшение свойств бумаги при такой ее обработке наглядно показано на рис. 6. Применение этой бумаги для изоляции трансформаторов позволило повысить их рабочую температуру на $10-25^{\circ}\text{C}$ без сокращения срока службы. Бумага такого типа изготавливается в США под названием «Инсулдур». В процессе изготовления в нее вводится смесь дицианамида, меламина и поликарбамида. В ряде случаев повышение нагревостойкости этой бумаги, в сравнении с обычной, достигает 30°C [Л. 10 и 11].

Бумага из сополимера целлюлозы с синтетическими высокомолекулярными веществами. Поскольку клетчатка (целлюлоза) являются природным высокомолекулярным веществом-полимером, в принципе возможно провести сополимеризацию

Характеристика	Обычная бумага	Бумага из сополимера
Толщина, мм	0,125	0,138
Влагопоглощение при насыщении, %	26	9
Временное сопротивление разрыву, $\text{kG}/\text{см}^2$	19	15
Диэлектрическая проницаемость	2,1	1,9
Тангенс угла потерь	0,0022	0,0020

Приложение. Электрические свойства определялись в сухом состоянии при 100°C .

этого вещества с мономерами синтетических смол, получая некоторое улучшение свойств бумаги, изготовленной из волокон такого сополимера. В литературе можно найти данные о сравнительном испытании бумаги, изготовленной из сополимера целлюлозы со стиролом, и обычной бумаги [Л. 12]. Эти данные, приведенные в табл. 1, показывают, что опытная бумага имеет заметно сниженную гигроскопичность и немного уменьшенную механическую прочность. Различие в электрических свойствах опытной и обычной бумаги невелико. По-видимому, в этом направлении делаются только первые шаги, которые еще не дали существенных результатов.

Бумага из синтетических волокон. Можно различать бумагу, изготовленную из смеси синтетических органических или минеральных волокон с целлюлозой, и бумагу, изготовленную из чистого синтетического волокна.

Бумага из смеси целлюлозы с синтетическими волокнами. В японской литературе [Л. 12] упоминаются бумаги, изготовленные из смеси 30% синтетического волокна с целлюлозой. При этом опыты были проведены с волокнами из полиэфира (полиэтилентерефталат) и из полиолефина (полиэтилен).

Свойства обоих типов бумаги оказались близкими, если не считать несколько повышенной электрической прочности бумаги из полиолефинового волокна и несколько пониженной механической прочности бумаги из полиэфирного волокна. Недостатком первой бумаги является ее пониженная

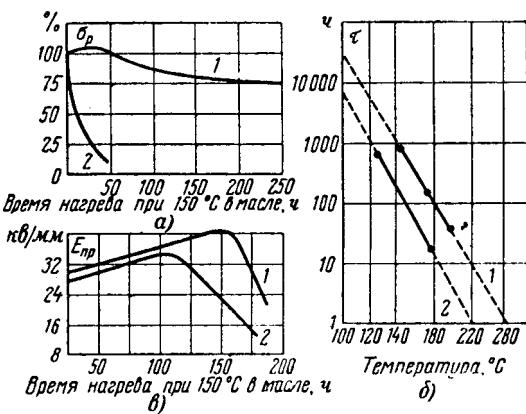


Рис. 6. Характеристики цианамидной бумаги.

а — зависимость прочности на разрыв от времени прогрева при 150°C в масле; б — зависимость допускаемого срока службы от температуры; 2 — зависимость электрической прочности от времени прогрева при 150°C в масле; 1 — цианамидная бумага; 2 — обычная бумага.

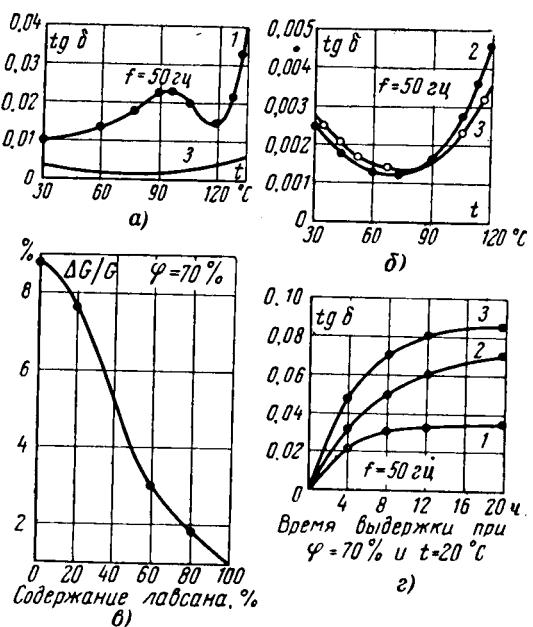


Рис. 7. Бумага с добавкой синтетических волокон.

а и б — зависимость угла потерь от температуры; 1 — бумага с добавкой 20% волокна нитрон; 2 — бумага с добавкой 20% волокна лавсан; в — зависимость гигроскопичности при относительной влажности 70% от содержания в бумаге волокна лавсан; г — зависимость угла потерь от времени выдержки при влажности 70% и 20°C от содержания в бумаге волокна лавсан; 1 — 80%; 2 — 20%; 3 — обычная бумага.

маслостойкость и недостаточная нагревостойкость. Бумаги этого типа, по-видимому, предназначались для применения в кабельной технике, но их практическому использованию препятствует относительно высокая цена: они в 3—5 раз дороже обычной кабельной бумаги.

Нами было проведено испытание нескольких образцов опытной бумаги из смеси целлюлозы с синтетическими волокнами (образцы были изготовлены Л. И. Гуревич, ВНИИБ).

Образцы, содержащие добавку синтетического волокна «нитрон» в количестве 20%, дали резко увеличенные значения угла потерь (рис. 7,а). Нагрев этих образцов до температуры порядка 110°C уже сопровождался первыми признаками разрушения, что свидетельствовало об их недостаточной нагревостойкости. По-видимому, использование волокна этого типа при изготовлении электроизоляционных бумаг не представляется целесообразным.

Лучшие результаты были получены при изготовлении бумаги из смеси целлюлозы и синтетического волокна «лавсан» (полиэтилентерефталат). Введение этого волокна в состав бумаги мало отразилось на ее электрических характеристиках, в частности, на величине угла потерь при испытании в высушенном состоянии (рис. 7,б). Однако гигроскопичность бумаги заметно снижается при увеличении содержания этого волокна (рис. 7,в).

Соответственно ухудшение электрических характеристик бумаги, содержащей добавку такого волокна, в условиях повышенной влажности окружающей среды будет ослаблено в сравнении с обычной бумагой (рис. 7,г). Учитывая повы-

шенную нагревостойкость полиэтилентерефталата в сравнении с целлюлозой, можно ожидать, что нагревостойкость бумаги, содержащей волокно из этого синтетического материала, также будет улучшена.

Замена части целлюлозного сырья синтетическими волокнами имеет смысл для снижения угла потерь бумаги при условии использования синтетического неполярного или слабополярного полимера для получения волокна. Применение таких неполярных полимеров, как полистирол или полиэтилен, имеющих $\operatorname{tg} \delta \approx 2 \div 5 \cdot 10^{-4}$, должно давать существенное снижение угла потерь бумаги. Однако волокна из таких полимеров, особенно из полистирола, будут давать снижение нагревостойкости бумаги в связи с их недостаточно высокой температурой размягчения. В этом отношении больший интерес представляет добавка волокна из слабополярного материала — поликарбоната, который имеет $\operatorname{tg} \delta = 6 \div 10 \cdot 10^{-4}$, но отличается повышенной нагревостойкостью, порядка $130 \div 140^\circ\text{C}$. По данным Келка и Вильсона (Англия), для опытных бумаг с добавкой поликарбонатного волокна были получены следующие данные о величине тангенса угла потерь. Исходный образец: 100% целлюлозы — $19 \cdot 10^{-4}$ при 50°C ; $25 \cdot 10^{-4}$ при 100°C ; при добавке 29% поликарбонатного волокна — $15 \cdot 10^{-4}$ при 50°C и $20 \cdot 10^{-4}$ при 100°C ; при добавке 67% — $6 \cdot 10^{-4}$ при 50°C и $12 \cdot 10^{-4}$ при 100°C . Эти данные получены для образцов, пропитанных маслом и имеющих объемный вес $0,95 \text{ г/см}^3$.

Вопрос о промышленном применении для электрической изоляции бумаги из смеси целлюлозы и синтетических волокон, видимо, еще не разрешен.

Бумага из 100% синтетического волокна. При изготовлении бумаги из чистого синтетического волокна без примеси целлюлозы необходимо, в отличие от изготовления обычной бумаги, использовать клеящие вещества. В зарубежной литературе можно найти указания о трудности подбора таких веществ для получения качественной бумаги из синтетических волокон [Л. 2]. Попытки использовать в качестве связки полихлорвиниловую смолу и поливиниловый спирт при изготовлении бумаги из волокон капрона и лавсана привели к получению образцов с малоудовлетворительными электрическими свойствами.

Опыты, проведенные за рубежом по изготовлению бумаги из акрилового волокна, показали, что удачные результаты можно получить, используя в качестве клеящего вещества ту же смолу, из которой получены волокна (акриловую смолу). При изготовлении бумаги из полиэфирного волокна «дакрон» в качестве связующего оказалось возможным с успехом применить эпоксидную смолу. Такая бумага обладает хорошей нагревостойкостью, как показывают кривые изменения ее механической прочности и потери в весе в зависимости от времени прогрева на воздухе при 135 , 160 и 180°C (рис. 8) [Л. 2]. Сравнение некоторых характеристик опытных бумаг этого типа и из акрилового волокна со связкой из акриловой смолы дано в табл. 2. Бумага из акрилового волокна сравнивается с обычной бумагой и полиэфирной пленкой в табл. 3. Резко уступая пленке по боль-

Таблица 2

Характеристика	Бумага А	Бумага С
Толщина, мм	0,30	0,20
Временное сопротивление разрыву, кГ/см ² :		
продольное	492	815
поперечное	395	560
Сопротивление надрыву кромки бумаги (по Финчу), кГ:		
продольное	19,5	46
поперечное	36	48,5
Электрическая прочность, кв/мм . .	64	44
Временное сопротивление разрыву после прогрева в течение 2000 ч, % от исходного:		
температура прогрева 135°C . .	108	91
" 160°C	49	67
" 180°C	35	39
Потеря в весе, %, после прогрева в течение 2000 ч:		
при 135°C	1,0	2,0
при 160°C	5,0	17,5
при 180°C	8,5	31,0

П р и м е ч а н и е. А—полиэфирное волокно, склеено эпоксисмоловой смолой; С—акриловое волокно, склеенное акриловой смолой.

шинству показателей, опытная бумага по ряду характеристик превосходит обычную, а по сопротивлению на надрывы (по Эльмендорфу) она даже превосходит пленку. Материалы этого типа предназначаются для изоляции электромашин низкого напряжения, а потому из электрических характеристик для них представляет интерес только электрическая прочность.

Особый интерес представляет новый тип бумаги из синтетического волокна НТ-1 (США) [Л. 13]. Сравнение некоторых свойств такой бумаги с обычной из тряпичного волокна (в обоих случаях толщина 0,25 мм) дано в табл. 4.

Новый тип бумаги отличается от обычной повышенными механическими и электрическими свойствами и пониженной гигроскопичностью. Ее отличительная особенность — резко улучшенная нагревостойкость, позволяющая использовать ее в качестве изоляции класса Н. Зависимость электрических и механических характеристик этой бумаги от температуры показана на рис. 9.

Как показывают приведенные данные, бумаги рассматриваемого типа имеют столь большую толщину (0,2—0,5 мм), что теряют право на это название и по существу приближаются к материалу типа тонкого картона.

При этих значениях толщины бумага еще не представляет особого интереса для кабельной техники и тем более для конденсаторостроения.

Характеристика	Обычная бумага	Пленка ПЭТФ	Бумага С (акрил)
Толщина, мм	0,375	0,250	0,375
Удельный вес, Г/см ³	1,37	1,40	1,15
Временное сопротивление разрыву, кГ/см ² :			
продольное	1 060	1 480	703
поперечное	565	1 480	352
Сопротивление надрыву кромки бумаги (по Финчу), кГ:			
продольное	25	158	12
поперечное	34	136	18
Сопротивление надрыву (по Эльмендорфу), кГ:			
продольное	0,65	0,24	0,675
поперечное	1,00	0,36	1,20
Электрическая прочность, кв/мм . .	24	112	30

Таблица 4

Характеристика	Бумага из НТ-1	Обычная бумага
Сопротивление надрыву (по Эльмендорфу), кГ:		
продольное	0,68	0,48
поперечное	0,80	0,66
Сопротивление надрыву кромки (по Финчу), кГ:		
продольное	17,3	10,6
поперечное	5,2	8,4
Удельное объемное сопротивление, ом·см:		
при влажности 50%	$2,3 \cdot 10^{15}$	$4,1 \cdot 10^{10}$
при влажности 95%	$6,3 \cdot 10^8$	$3,8 \cdot 10^6$
Электрическая прочность, кв/мм	22,4	14
Диэлектрическая проницаемость при 60 Гц	3,3	3,5
Тангенс угла потерь при 60 Гц и влажности 50%	0,01	0,03

са для кабельной техники и тем более для конденсаторостроения.

Кроме применения в электромашиностроении, такие бумаги можно также использовать в качестве основы для изготовления слоистых пластиков с улучшенной нагревостойкостью.

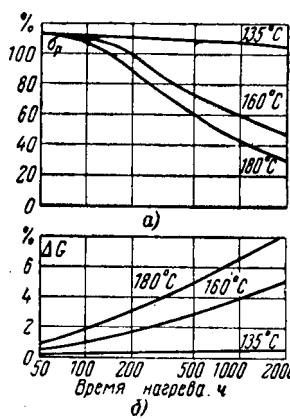


Рис. 8. Зависимость прочности на разрыв и потери в весе для бумаги из волокна дакрон, склеенно-го эпоксисмоловой, от времени прогрева.

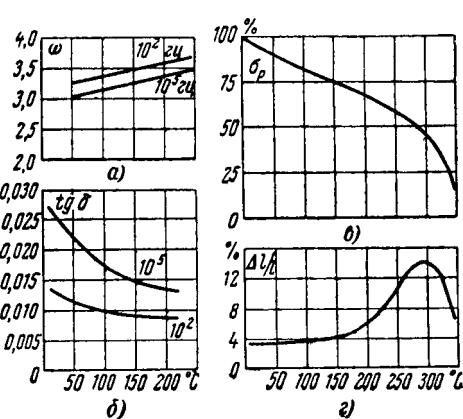


Рис. 9. Характеристики бумаги из волокна НТ-1.

а — зависимость диэлектрической проницаемости от температуры; б — то же для угла потерь; в и г — зависимости прочности на разрыв и удлинения при разрыве от температуры.

Бумага с минеральным наполнителем. Большой выигрыш в нагревостойкости можно получать, вводя в бумагу не органическое синтетическое волокно, а минеральные волокна: асбестовые или стеклянные. В литературе можно найти упоминания о комбинациях минерального волокна с целлюлозой или синтетическими волокнами при изготовлении бумаги, а также о бумаге, изготовленной из чистого минерального волокна с той или иной связкой.

Нагревостойкость таких материалов всегда будет ниже того, что может обеспечить минеральное волокно. С этой точки зрения применение минерального волокна в комбинации с целлюлозным едва ли целесообразно. Более перспективными должны являться бумаги, изготовленные из минерального волокна с небольшим количеством связующего, обладающего повышенной нагревостойкостью, типа полисилоксанов или даже неорганических kleящих веществ (алюмофосфаты и т. п.).

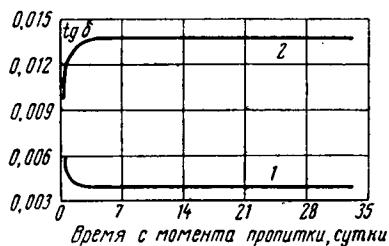


Рис. 10. Зависимость угла потерь бумаги, пропитанной пентахлордифенилом (при 80°С), от времени, истекшего с момента пропитки.

1 — оксидная бумага; 2 — обычная конденсаторная бумага.

Такие бумаги, отличаясь высокой нагревостойкостью, по механической прочности уступают обычной целлюлозной бумаге, а потому не могут быть изготовлены с малой толщиной. Область их применения, вероятно, будет такой же, как для толстых бумаг, изготавляемых из чистого синтетического волокна, проклеенного связующим.

Особое положение занимают бумаги из «интегрированной» слюды (слюдинитовые, слюдопластовые), которые изготавливаются методами бумажного производства из мелко измельченных отходов слюды. Они находят значительное применение в области изоляции электрических машин, а также для изготовления специальных типов конденсаторов, так как толщина таких бумаг может быть снижена до 25—30 мк. Однако такие бумаги уже не имеют волокнистого строения, т. е. по своей структуре резко отличаются от рассматриваемой группы электроизоляционных материалов.

К числу бумаг с минеральным наполнителем можно также отнести новый тип «оксидной» конденсаторной бумаги, содержащей около 5% окиси алюминия, хотя в этом случае наполнитель не имеет значения для повышения нагревостойкости бумаги и вводится совсем для другой цели [Л. 14 и 15]. Появление «оксидной» бумаги связано с заменой масла, ранее широко применявшегося для пропитки силовых конденсаторов, полярными хлорированными массами типа хлордифенилов, позво-

ляющими в силу повышенной диэлектрической проницаемости и хорошей устойчивости против развития ионизации при переменном напряжении в 1,5—2 раза снизить удельный объем бумажного конденсатора. Недостатком хлорированных масс является их легкая загрязняемость, обусловленная тем, что, будучи полярными продуктами, они способствуют диссоциации попадающих в них примесей. Возрастающая при этом ионная проводимость приводит к заметному ухудшению электрических характеристик конденсатора, прежде всего к возрастанию его угла потерь. Перед заливкой в конденсатор хлорированная масса подвергается тщательной очистке, но, попав внутрь конденсатора, снова загрязняется при соприкосновении со стенками корпуса и активными материалами конденсатора. В связи с этим возник вопрос о доочистке хлорированной массы уже в готовом конденсаторе. С этой целью при изготовлении оксидной бумаги в нее вводится активный адсорбент в виде окиси алюминия, который связывает свободные ионы, образовавшиеся в хлорированной массе после ее заливки в конденсатор. На рис. 10 дано сравнение изменения угла потерь с течением времени в двух макетах конденсаторов: из обычной и оксидной бумаги, которые были в одинаковых условиях высушены и пропитаны одной и той же хлорированной массой. Преимущество оксидной бумаги показано здесь достаточно наглядно.

Улучшение качества обычной целлюлозной бумаги. В настоящее время уделяется внимание также и вопросу об улучшении качества обычной электроизоляционной бумаги, изготавляемой из древесной сульфатной целлюлозы [Л. 16—19].

Это улучшение не может быть, очевидно, достигнуто в направлении снижения гигроскопичности или существенного повышения нагревостойкости бумаги и ограничивается лишь некоторым

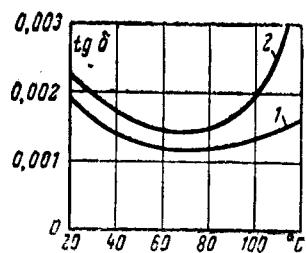


Рис. 11. Зависимость угла потерь от температуры при частоте 50 Гц

1 — бумага из специально обработанной целлюлозы оптимального состава, изготовленная на полностью денионизованной воде; 2 — обычная электроизоляционная бумага.

улучшением электрических свойств, не носящим принципиального характера, но тем не менее, достаточно полезным для практики. Прежде всего следует отметить положительный эффект, достигаемый применением тщательной очистки производственной воды, потребляемой бумажными фабриками [Л. 20]. Большинство передовых зарубежных фирм уже перешло на работу с полностью денионизированной водой, что обеспечивает заметное по-

вышение степени чистоты бумаги и улучшение ее диэлектрических свойств. Внедрение водоочистки проводится и некоторыми нашими бумажными фабриками, выпускающими конденсаторную бумагу.

Вторым методом улучшения электрических свойств бумаги является разработка режимов варки и обработки древесины для получения сульфатной целлюлозы с оптимальным органическим и зольным составом [Л. 21]; доброкачественная целлюлоза не должна содержать избыточных количеств лигнина, должна иметь оптимальное содержание пентозан, а содержание катионов натрия в ее золе должно быть сведено к предельному минимуму. В этом случае можно получить существенное снижение угла потерь бумажной изоляции (рис. 11).

Литература

- Грейсух М. А., Кучинский Г. С., Каплан Д. А. и Мессерман Г. Т., Бумажно-масляная изоляция в высоковольтных конструкциях, Госэнергоиздат, 1963.
- Berry R. C., Traut G. R., Greenmai N. L., New synthetic fiber papers for electrical uses, Materials in design engineering, 1960, № 10—12.
- Ренне В. Т. и Соя Г. П., Исследование нагревостойкости конденсаторной бумаги, «Электричество», 1964, № 9.
- Dieterle W., Acetyliertes Papier als Isoliermaterial für die Elektrotechnik, Bull. SEV, 1955, Bd 46, № 22, S. 1045—1065.
- Dieterle W., CIGRE, Proceedings of the 19th Meeting 1962, vol. I, gr 17, p. 529—537.
- Dieterle W., Neuere Erkenntnisse bei der Anwendung acetylierter Papiere in der Elektrotechnik, Bull. SEV, 1964, Bd 55, № 5, S. 198—211.
- Take Yuito, New electrical materials, Special insulating papers, J. Inst. Electr. Engineers, Japan, 1963, vol. 83, № 4, p. 465—472.
- Корчемкин Ф. И., Боброва А. И., Свойства ацетилированной электроизоляционной бумаги, «Бумажная промышленность», 1964, № 1.
- Beavers M. F., Raab E. L., Leslie T. S., Permalox, a new insulation system, Power Apparatus and Systems, 1960, vol. 47, p. 64.
- Berberich M. L., Delhage J., Vuarchex P. T., Nouvelle isolation cellulosique stabilisée appliquée aux transformateurs, Revue Gener. de l'Electricité, 1964, vol. 73, № 4, p. 187—197.
- Fleischer T. B., Fergestad R., Termisk stabilisert papir for transformatorisolasjon, Elektrotekn. Tidsskr, 1964, vol. 77, № 8, p. 1133—1139 (Norge).
- Качая, Ямamoto, Новые изоляционные бумаги, Фудзикуре дэнсен пихо, 1963, № 25, стр. 67—77 (перевод с японского).
- Clay W. R. HT-I: a new high temperature electrical insulation, AIEE paper, T-137-12, p. 21—25.
- Tuuri M., Antoni B., Valkeila P., On the characteristics of aluminium-oxide loaded capacitor paper, CIGRE, 1962, paper 410, 1—14.
- Гутман Б. Б., Лосева Ю. П., Масленников К. В., Ренне В. Т., Морозова М. Н. и Гуляева Л. М., Оксидная бумага — новый вид конденсаторной бумаги, «Бумажная промышленность», 1964, № 1.
- Долгалева А. А., Влияние качества воды на технологию производства и свойства конденсаторной бумаги, «Бумажная промышленность», 1958, № 5.
- Ренне В. Т. и Морозова М. Н., Влияние типа катиона на диэлектрические потери конденсаторной бумаги, Журнал технической физики, вып. 8А, 1958, XXVIII.
- Милов Б. Г. и Китаева С. Х., Пути совершенствования технологии производства целлюлозы для конденсаторной бумаги, «Бумажная промышленность», 1961, № 1, 9—12.
- Stamm H., Kahle M., Die Verbesserung der elektrischen Eigenschaften von Kabel- und Kondensatorpapier, Wiss. Z. Hochschule Elektr. Ilmenau, 1963, № 5.
- Kelk E., Wilson I. O., The constitution and properties of paper for high voltage dielectrics; Proc. IEE, 1965, № 3, p. 602—612.
- Милов Б. Г., Ренне В. Т. и др., Технические показатели целлюлозы для конденсаторной бумаги с малыми диэлектрическими потерями, «Бумажная промышленность», 1965, № 4.

[8.12.1965]

ИМЕЮТСЯ В ПРОДАЖЕ И ВЫСЫЛАЮТСЯ НАЛОЖЕННЫМ ПЛАТЕЖОМ КНИГИ

- Балабанян Н. Синтез электрических цепей. Пер. с англ. 1961. 415 с. 60 к.
- Брон О. Б. Электромагнитное поле как вид материи. 1962. 260 с. 84 к.
- Веников В. А. и др. Сильное регулирование возбуждения. 1963. 151 с. 74 к.
- Деккер А. Физика электрических материалов. Пер. с англ. 1962. 254 с. 50 к.
- Максимович Н. Г. Линейные электрические цепи и их преобразования. 1961. 263 с. 84 к.
- Передача энергии постоянным и переменным током. Сборник № 8. 1961. 418 с. 1 р. 37 к.

Заказы следует направлять по адресу: Москва, Петровка, 15. Магазин № 8 «Техническая книга».

Ленинград, М-66, Московский проспект, 89, магазин № 92 Ленкниги «Энергия».

Влияние магнитной проницаемости массивного ротора на характеристики асинхронного двигателя

Инж. А. Н. СТРЕЛЬНИКОВ
Севастополь

Известно, что асинхронные двигатели с массивными роторами обладают рядом преимуществ по сравнению с асинхронными двигателями, имеющими короткозамкнутый ротор [Л. 1]. К этим преимуществам относятся: простота конструкции, меньшая кратность пускового момента, малые пусковые потери, незначительный шум при работе.

Однако эти двигатели не находят широкого применения по той причине, что имеют низкие $\cos \phi$ и к. п. д. при номинальной скорости вращения. Низкое значение $\cos \phi$ этих двигателей объясняется мягкостью механических характеристик, и, следовательно, повышенным номинальным скольжением.

Улучшению рабочих характеристик асинхронного двигателя с массивным ротором посвящены работы ряда авторов. Профессор К. И. Шенфер [Л. 2] еще в 1926 г. предложил для уменьшения магнитного потока рассеяния на роторе фрезировать пазы, а для уменьшения приведенного активного сопротивления устанавливать медные короткозамыкающие кольца. Н. В. Синева и А. И. Бертинов [Л. 3 и 4] предложили омединить массивный ротор и разработали теорию асинхронных двигателей с омединенным ротором.

Фрезирование пазов на роторе с одновременным устройством короткозамыкающих колец и омединение приводят к некоторому повышению

к. п. д. и $\cos \phi$ [Л. 5], но вместе с тем усложняет технологию производства двигателей и лишает их отмеченных выше достоинств.

Н. В. Синевой было исследовано влияние материала ротора на характеристики двигателя [Л. 6], в результате чего был сделан вывод, что путем подбора материала ротора заметного улучшения характеристик двигателя получить невозможно. Однако она ограничилась рассмотрением сталей с большими значениями магнитной проницаемости, поэтому ее выводы носят частный характер.

Возможность улучшения номинальных данных электродвигателя с массивным ротором при весьма большом, теоретически неограниченном изменении магнитной проницаемости ротора была исследована В. С. Могильниковым [Л. 7].

Им было показано, что номинальные данные электродвигателей с массивными роторами можно значительно улучшить, сохранив выгодную добротность пуска, если применить материал для массивного ротора с оптимальной магнитной проницаемостью. Значение оптимальной магнитной проницаемости в области номинального скольжения двигателя согласно [Л. 7] для двигателей средней мощности оказалось равным 20—50 при удельном электрическом сопротивлении $\rho = (2 \div 4) \cdot 10^{-7} \text{ ом} \cdot \text{м}$. Экспериментально эти выводы не были подтверждены из-за отсутствия материала с указанными электромагнитными свойствами.

Понятно, что существенное улучшение номинальных данных асинхронного двигателя с массивным ротором при одновременном сохранении малой кратности пускового тока и большой кратности пускового момента позволило бы создать машину, чрезвычайно ценную для электроприводов с частыми пусками и реверсами, а также с одиночными, но тяжелыми пусками. Поэтому экспериментальное подтверждение выводов [Л. 7] представляет большой интерес.

Автором статьи предпринята попытка получить сплав с заданными электромагнитными свойствами и экспериментально проверить характеристики двигателя с массивным ротором, выполненным из этого материала. Результаты работы сообщаются в этой статье.

Примерно из 25 испытанных образцов наиболее подходящим оказался сплав Fe—Ni—Cu. Кривые намагничивания и относительной магнитной про-

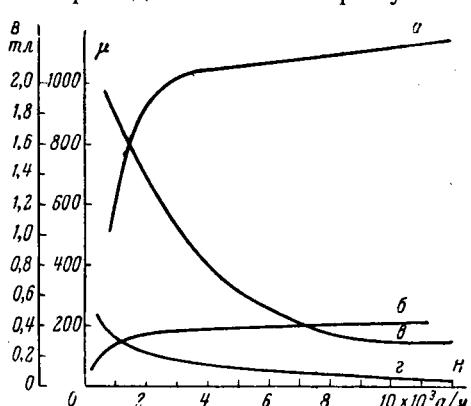


Рис. 1. Магнитные характеристики материала массивного ротора.

а — кривая намагничивания мягкой стали марки Ст. 3; б — кривая намагничивания сплава Fe—Ni—Cu; в — кривая относительной магнитной проницаемости мягкой стали марки Ст. 3; г — кривая относительной магнитной проницаемости сплава Fe—Ni—Cu.

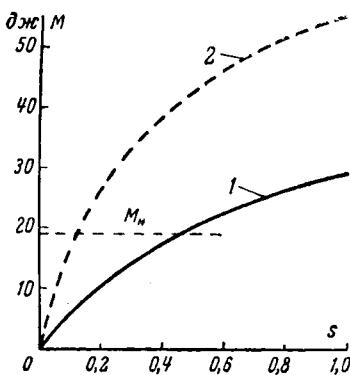


Рис. 2. Зависимость момента от скольжения двигателя A-42/4 с массивным ротором при $U_\Phi = 220$ в.
1 — Ст. 3; 2 — сплав Fe-Ni-Cu.

нициаемости этого сплава приведены на рис. 1 (кривые б и г). Удельное сопротивление сплава $= 3,5 \cdot 10^{-7}$ ом · м.

На этом же рисунке для сравнения приведены кривые намагничивания и относительной магнитной проницаемости обычной мягкой стали марки Ст. 3.

Сравнение кривых показывает, что магнитная проницаемость полученного сплава, например при напряженности поля $H = 5 \cdot 10^3$ а/м, уменьшилась в 5 раз, в то время как удельное сопротивление увеличилось только в 1,7 раза. Полученный сплав еще не полностью удовлетворяет необходимым требованиям, так как имеет слишком большое удельное сопротивление. Желательно также, чтобы насыщение материала при его намагничивании соответствовало индукции $B = 0,6 \div 0,7$ тл. «Колено» кривой намагничивания полученного сплава соответствует индукции $B = 0,3$ тл, поэтому все эксперименты пришлось проводить при пониженном напряжении.

В расчетах и опытах максимальное значение индукции основного магнитного потока принято равным 0,32 тл, что соответствует фазному напряжению $U_\Phi = 95$ в вместо 220 в для двигателя типа А42/4.

При этих напряжениях были сняты зависимости вращающего момента от скольжения на указанном типе двигателя с роторами, выполненными из мягкой стали Ст. 3 и из сплава Fe-Ni-Cu. Указанные зависимости приведены на рис. 2 и 3.

В дальнейшем двигатель с массивным ротором из мягкой стали Ст. 3 будем именовать двигателем № 1, а двигатель с массивным ротором из сплава Fe-Ni-Cu — двигателем № 2.

Как видно из рис. 3, при одном и том же напряжении вращающий момент двигателя № 2 увеличивается примерно в 2 раза по сравнению с дви-

гателем № 1. Скольжение двигателя № 2 при каком-либо постоянном моменте уменьшилось в 3—4 раза.

Сравнивая кривую 1 на рис. 3 и кривую 1 на рис. 2, видим, что при изменении напряжения от 95 до 220 в вращающий момент двигателя № 1 увеличивается примерно в 8—9 раз. Можно ожидать, что при повышении напряжения от 95 до 220 в в том же отношении увеличится и вращающий момент двигателя № 2. Предполагаемая механическая характеристика изображена пунктиром на рис. 2.

Таким образом, если номинальное скольжение двигателя № 1 при полном фазном напряжении равно 0,45, то номинальное скольжение двигателя № 2 при полном фазном напряжении будет равно 0,12 (рис. 2). Это значение скольжения примерно равно номинальному скольжению двигателей с нормальным короткозамкнутым ротором серий АОС и АС.

На рис. 4 приведены зависимости $\cos \varphi$ от скольжения. Как видно, во всем диапазоне скольжения у двигателей № 2 $\cos \varphi$ выше примерно на 19%, чем у двигателей № 1. Это объясняется тем, что вследствие различной крутизны механических характеристик при одном и том же скольжении активная мощность ротора с малым μ больше активной мощности ротора с большим μ .

На рис. 5 представлена зависимость тока от скольжения. Так как при некотором скольжении момент двигателя № 2 почти в 2 раза больше момента двигателя № 1, а коэффициент мощности двигателя № 1 снижен примерно только на 19%, то ток двигателя № 2 больше тока двигателя № 1.

Важно однако отметить, что если пусковые токи и моменты пересчитать на номинальное напряжение этого двигателя, то пусковой ток двигателя № 2 оказывается в 2 раза меньше пускового тока двигателя с нормальным короткозамкнутым ротором при равных пусковых моментах. По исследованиям В. С. Могильникова [Л. 8] это приводит к тому, что пусковые потери двигателя с массивным ротором могут быть в 3—5 раз меньше пусковых потерь двигателя с нормальным короткозамкнутым ротором.

В приложении (табл. 1 и 2) приведены расчетные параметры экспериментальных массивных роторов, а также расчетные и опытные характеристики двигателей № 1 и № 2 с этими роторами. Расчет параметров роторов и характеристик электродвигателей проводился по методике В. С. Могильникова.

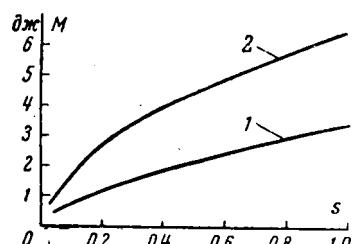


Рис. 3. Зависимость момента от скольжения двигателя A-42/4 с массивным ротором при $U_\Phi = 95$ в.
1 — Ст. 3; 2 — сплав Fe-Ni-Cu.

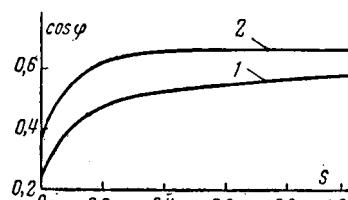


Рис. 4. Зависимость $\cos \varphi = f(s)$ двигателя A-42/4 с массивным ротором при $U_\Phi = 95$ в.
1 — Ст. 3; 2 — сплав Fe-Ni-Cu.

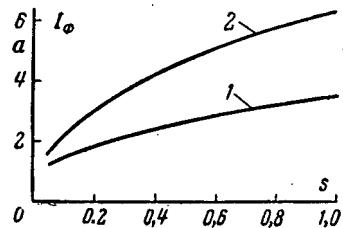


Рис. 5. Зависимость $I_\Phi = f(s)$ двигателя A-42/4 с массивным ротором при $U_\Phi = 95$ в.
1 — Ст. 3; 2 — сплав Fe-Ni-Cu.

Выводы 1. Двигатель с ротором из полученного сплава с оптимальной магнитной проницаемостью в расчете на номинальное напряжение имеет пусковой ток в 2 раза меньше, чем двигатель с нормальным короткозамкнутым ротором при равных пусковых моментах.

2. Номинальное скольжение двигателя с ротором с оптимальной проницаемостью в 3—4 раза меньше номинального скольжения того же двигателя с ротором из мягкой стали и примерно равно номинальному скольжению серийного двигателя с повышенным скольжением серий АОС и АС той же мощности.

3. Коэффициент мощности $\cos \varphi$ двигателя с ротором из материала с оптимальной проницаемостью увеличивается в среднем на 19%.

4. Исследования подтвердили в основном все выводы [Л. 7].

5. Полученный образец сплава еще не отвечает всем нужным требованиям. Необходимо вести работу по созданию материала с оптимальными электромагнитными характеристиками с тем, чтобы получить надежный, малошумный, простой и более экономичный (в смысле пусковых потерь) двигатель для частых пусков и реверсов.

Приложение

Таблица 1

Расчетные параметры экспериментального массивного ротора из мягкой стали Ст. 3 и характеристики электродвигателя А-42/4 с указанным ротором при $U_{\Phi} = 220$ в

s	$\frac{r'_{\alpha}}{s}$, ом	x'_{α} , ом	M, дж		I_{Φ} , а		$\cos \varphi$	
			Расчет	Опыт	Расчет	Опыт	Расчет	Опыт
0,1	22,2	52,5	6	6	4,8	4	0,44	0,44
0,2	19,6	35	10,5	10,5	5,3	5,5	0,52	0,52
0,3	17,4	26,8	14	14	6,5	6,3	0,55	0,57
0,5	13,2	17,8	19	20	8,7	8,2	0,59	0,61
1,0	8,56	10,2	29	29	13,3	12	0,62	0,66

Таблица 2

Расчетные параметры экспериментального массивного ротора из сплава Fe—Ni—Cu и характеристики электродвигателя А-42/4 с указанным ротором при $U_{\Phi} = 95$ в

s	$\frac{r'_{\alpha}}{s}$, ом	x'_{α} , ом	M, дж		I_{Φ} , а		$\cos \varphi$	
			Расчет	Опыт	Расчет	Опыт	Расчет	Опыт
0,1	73,5	42	1,56	1,7	1,85	2,1	0,51	0,55
0,2	41	26	2,58	2,8	2,6	3,0	0,59	0,62
0,3	30	20,3	3,25	3,4	3,1	3,6	0,62	0,64
0,5	19,4	13,2	4,5	4,4	4,2	4,6	0,63	0,66
0,7	14,3	10	5,3	5,2	5,1	5,4	0,64	0,66
1,0	10,3	7,6	6,5	6,4	6,4	6,3	0,65	0,66

Литература

- Куцевалов В. М., Асинхронная машина с массивным ротором, АН ЛССР, Рига, 1962.
- Шенфельд К. И., Ротор асинхронного двигателя в виде массивного железного цилиндра, «Электричество», 1926, № 2.
- Синева Н. В., Расчет магнитных полей асинхронного двигателя с омедненным ферромагнитным ротором, Труды МАИ им. Орджоникидзе, 1959, № 110.
- Бертинов А. И. и Синева Н. В., Расчет рабочих характеристик экранированных электрических машин. Труды МАИ им. С. Орджоникидзе, 1961, № 133.
- Шаров В. С., Использование характеристик высокоскоростного асинхронного двигателя при различных конструкциях ротора, «Электромеханика», 1961, № 1.
- Синева Н. В., Влияние материала ротора на характеристики двигателя с массивным ротором, Труды МАИ им. С. Орджоникидзе, 1961, № 133.
- Могильников В. С., Оптимальное значение магнитной проницаемости массивного ротора асинхронного двигателя, «Электричество», 1963, № 8.
- Могильников В. С., Зависимость пусковых потерь асинхронного электродвигателя от магнитной проницаемости массивного ротора, СВВМИУ, Сборник трудов, ч. I, 1964, № 20.

[7.2.1966]



УДК 621.316.925.451

Реле сопротивления с комбинированной характеристикой

Канд. техн. наук Г. Ф. ДОЛИДЗЕ и инж. Т. Г. ЗЕДГИНИДЗЕ
Тбилиси

Как известно, для защиты линий электропередачи используется дистанционная защита, основными органами которой являются реле сопротивления.

Характеристики этих реле имеют определенную форму, значительно отличающуюся от идеальной, имеющей на комплексной плоскости Z вид четырехугольника.

Для приближения к идеальной характеристике применяются комбинации из нескольких характе-

ристик, что приводит к усложнению схемы, а также к понижению степени ее надежности.

Настоящая статья посвящена рассмотрению предложенного авторами устройства получения комбинированной характеристики с помощью одного реагирующего органа и одной схемы сравнения по принципу, отличающемуся от известных устройств, применяемых для создания комбинированных характеристик.

Характеристика отмеченного реле имеет вид

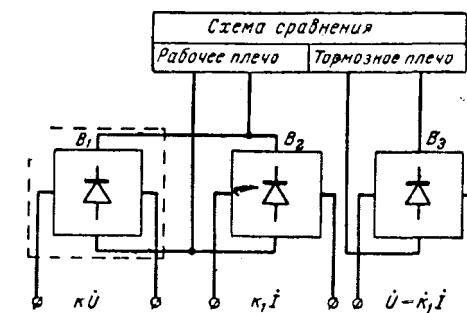
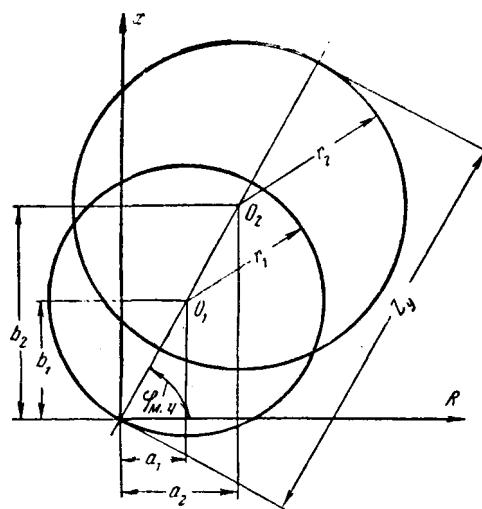


Рис. 2. Принципиальная схема реле с комбинированной характеристикой.

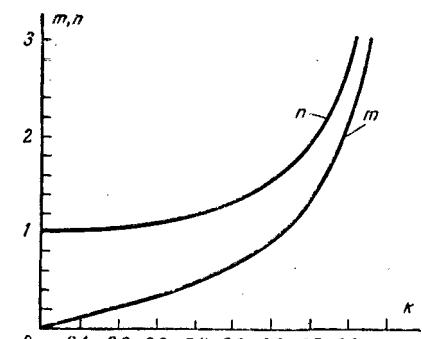
Рис. 3. Кривые зависимости величин m и n от k .

Рис. 1. Комбинированная характеристика реле с двумя окружностями.

двух смещенных относительно друг друга и пересекающихся окружностей (рис. 1), одна из которых проходит через начало координат.

Схема осуществляется с одним устройством сравнения абсолютных значений двух электрических величин (рис. 2), на плечи которого подаются: на тормозное плечо

$$U - k_1 I,$$

на рабочее плечо наибольшая из двух величин

$$kU \text{ и } k_1 I,$$

где k и k_1 — коэффициенты, определяющие характеристику реле.

Как видно из рис. 2, для выделения максимального значения из двух электрических величин, подаваемых на рабочее плечо схемы сравнения, использованы параллельно включенные между собой два вентиля B_1 и B_2 .

Принципиальная схема выполнения такого реле отличается от схемы широко используемого направленного реле сопротивления только тем, что в ней имеется дополнительная цепь питания рабочего плеча от напряжения kU . Эта цепь на рис. 2 обведена пунктиром.

Величина, подаваемая к тормозному плечу, может быть сравнена с любой из приведенных выше двух величин, подаваемых к рабочему плечу. Поэтому действие реле обеспечивается в любом случае при преобладании одной из этих величин над величиной, подаваемой на тормозное плечо, и, следовательно, такая схема равнозначна логической схеме «ИЛИ».

Условие действия реле определяется уравнениями

$$|k_1 I| > |U - k_1 I| \quad (1)$$

или

$$|kU| > |U - k_1 I| \quad (2)$$

При замене знака неравенства знаком равенства в выражениях (1) и (2) получаем уравнения граничных линий, разделяющих области действия

и недействия, которые, как известно, представляют собой окружности.

Так как для действия реле достаточно выполнения одного из условий (1) или (2), то область действия рассматриваемого реле будет область, помещенная внутри огибающей этих окружностей.

Параметры окружности, определяемые выражениями (1) и (2), соответственно равны:

$$r_1 = k_1; \quad r_2 = \frac{k_1 k}{1 - k^2};$$

$$a_1 = -k_1 \cos \alpha; \quad a_2 = -\frac{k_1 \cos \alpha}{1 - k^2};$$

$$b_1 = -k_1 \sin \alpha; \quad b_2 = -\frac{k_1 \sin \alpha}{1 - k^2},$$

где r_1 , a_1 , b_1 и r_2 , a_2 , b_2 — радиусы и координаты центров окружностей, определяемых соответственно выражениями (1) и (2);

α — аргумент комплексного коэффициента k_1 .

Для комбинированной характеристики, приведенной на рис. 1, величина уставки реле определяется выражением

$$Z_s = \sqrt{a_2^2 + b_2^2} + r_2 = \frac{k_1}{1 - k}, \quad (3)$$

а угол максимальной чувствительности

$$\varphi_{m.4} = \alpha.$$

Введем обозначения:

$$m = \frac{r_2}{r_1} = \frac{k}{1 - k^2}; \quad (4)$$

$$n = \frac{a_2}{a_1} = \frac{b_2}{b_1} = \frac{1}{1 - k^2}, \quad (5)$$

откуда

$$k = \frac{m}{n}.$$

Коэффициент k определяет конфигурацию комбинированной характеристики.

Согласно выражению (3) для сохранения неизменной конфигурации при изменении уставки реле

необходимо регулировку уставки осуществлять коэффициентом k_1 .

Рассмотрим возможные конфигурации комбинированных характеристик при изменении коэффициента k от 0 до 1. Случай, когда $k > 1$, не представляет практического интереса, так как при этом область действия характеристики, определяемой уравнением (2), находится вне окружности.

На рис. 3 приведены кривые зависимости вели-

чин t и n от k , построенные по выражениям (4) и (5).

Согласно приведенным кривым каждому значению k соответствует одно определенное значение величин t и n . Следовательно, комбинированную характеристику могут составить только вполне определенные две окружности, связанные между собой выражениями (4) и (5).

[15.9.1965]

◆ ◆ ◆

УДК 621.315.616.9

Влияние стабилизаторов на диэлектрические свойства полипропиленовой пленки

Канд. техн. наук Г. А. ЕРМИЛОВА и проф. М. Б. НЕЙМАН
Московский институт тонкой химической технологии им. Ломоносова

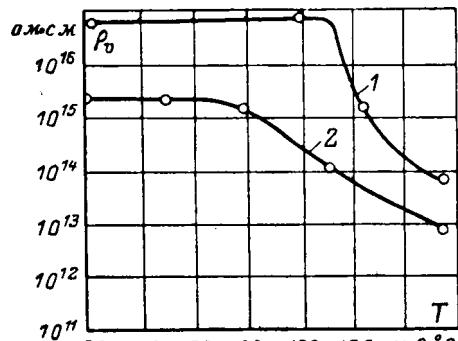
Полимеры широко применяются в качестве электроизоляционных материалов благодаря своим ценным свойствам.

Сравнительно с полиэтиленовой пленкой низкой плотности пленка из полипропилена обладает большей механической прочностью, стойкостью к истиранию, многократным деформациям, сопротивлением к раздиру и срезу, вибростойкостью и рабочей температурой 100—150° С. Эта пленка устойчива к действию солей и кислот, щелочей и органических растворителей, имеет хорошие диэлектрические свойстваа.

Совокупность этих свойств позволяет применять полипропиленовую пленку для изоляции кабелей, пазовой изоляции двигателей, обмотки катушек и трансформаторов, в конденсаторной и радиотелевизионной промышленности [Л. 1 и 2]. Под влиянием кислорода воздуха, особенно при повышенных температурах, пленки из полипропилена подвергаются термоокислительной деструкции, что приводит к резкому ухудшению ее физико-механических [Л. 3] и диэлектрических свойств. Для снижения скорости термоокислительной деструкции в полимер вводят стабилизаторы, оказывающие значительное влияние на физико-механические и диэлектрические свойства пленок и стабильность этих свойств при старении пленок в процессе эксплуатации [Л. 4]. В данной работе исследовались влияния различных стабилизаторов на диэлектрические и механические свойства полипропиленовых пленок.

Рис. 1. Зависимость удельного объемного сопротивления экструдированных пленок с разными стабилизаторами от температуры испытаний.

1 — стабилизатор 5, концентрация 0,3% и стабилизатор 3, концентрация 0,2%; 2 — без стабилизатора, раздув пленки азотом.



Вологодская областная научная библиотека

www.booksite.ru

Механические свойства определялись согласно ГОСТ 4649-55. Термомеханические кривые снимались на весах Каргина. Диэлектрические свойства определялись по ГОСТ 6433-52 и ОСТ 40192. Удельное объемное сопротивление измерялось на струнном электрометре, $\text{tg } \delta$ — на кумете при частотах 10^3 и 10^6 Гц, электрическая прочность — при помощи точечных электродов с применением тока частотой 50 Гц. Старение пленок производилось в воздушном термостате при температурах 100—150° С.

Стабильность свойств полипропиленовой пленки зависит от продолжительности термического воздействия и температуры нагрева, действию которых полимер подвергается не только в процессе эксплуатации при сравнительно низких температурах (110—150° С), но и при кратковременном воздействии высоких температур в процессе формования пленки (250—300° С).

Как было показано в [Л. 5 и 6], при формировании пленки происходит изменение стереоизомерного состава полимера и его физико-механических свойств.

Одной из основных характеристик диэлектрических свойств полимеров является удельное объемное сопротивление ρ_v . Нами исследовалось влияние различных стабилизаторов на величину ρ_v при изменении температуры испытаний прессованных и экструдированных пленок из полипропилена.

На рис. 1 представлена зависимость ρ_v от температуры для двух пленок с одним из стабилизаторов и без него. Эти пленки получены экструзией с пневмовытяжкой.

Применение азота в качестве пневмоагента позволило получить пленку с большей температуростойкостью в отношении $E_{\text{пр}}$.

На рис. 2 представлена зависимость предела прочности при растяжении экструдированных пленок от температуры испытаний. У пленок со стабилизаторами прочность постоянна до 125° С, а у нестабилизированных пленок уже после 80° С наступает резкое падение прочности.

У экструдированных стабилизированных пленок более высокое удельное объемное сопротивление, так как при этом методе производства пленки имеют мелкокристаллическую структуру и меньшее количество дефектов сравнительно с прессованными.

При эксплуатации пленок в электро- и радиопромышленности требуется, чтобы прочность пленок и их диэлектрические свойства не менялись при погружении пленок в трансформаторное масло. В результате проведенных испытаний было установлено, что при выдержке пленок в масле в течение 48 ч при температуре 100°C предел прочности пленки при растяжении и $\operatorname{tg} \delta$ масла не изменились, что позволяет применять эту пленку в качестве диэлектрика.

Тангенс угла диэлектрических потерь для полипропиленовой пленки не зависит от напряженности поля. При изменении E от 1 до 2 кВ/мм процент изменения $\operatorname{tg} \delta$ составляет 0,082—0,01. Установлено, что $\operatorname{tg} \delta$ не зависит также и от частоты тока для стабилизированной и нестабилизированной пленок: при частотах 10^6 и 10^3 Гц он равен $(4 \div 6) \cdot 10^{-4}$. На рис. 3 показано, что для пленок со стабилизатором 4 (кривая 1) и без стабилизатора (кривая 2) падение электрической прочности начинается при температуре 120—125°C. До этой температуры отмечается также стабильность диэлектрической постоянной, которая для пленки с разными стабилизаторами при температурах от 20 до 125°C изменяется незначительно. Стабильность диэлектрических свойств до температуры 125°C, очевидно, связана со стабильностью прочностных характеристик пленки до этой температуры.

Электрическая прочность пленки не зависит от влажности среды, так как пленка обладает высокой влагостойкостью. После выдержки пленки в течение 48 ч при влажности $95 \pm 3\%$ пробивная напряженность изменяется от 68 до 66 кВ/мм, а ρ_v — от $2 \cdot 10^{15}$ до $3 \cdot 10^{15}$ ом·см.

В результате испытаний диэлектрических и ме-

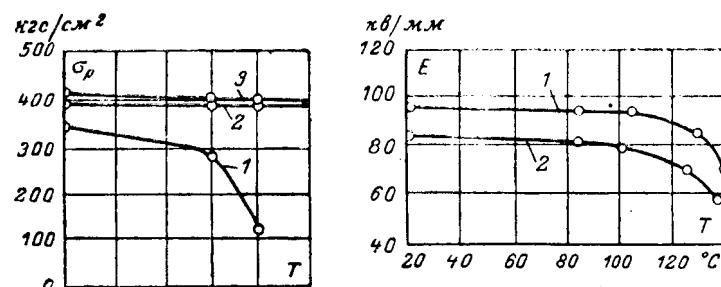


Рис. 2. Зависимость предела прочности экструдированных пленок при растяжении от температуры испытаний.
1 — без стабилизатора; 2 — стабилизатор 1; 3 — стабилизатор 2.

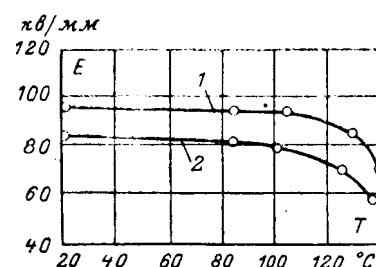


Рис. 3. Зависимость электрической прочности пленок от температуры.

1 — стабилизатор 4, 2 — без стабилизатора.

ханических свойств пленок после старения при температурах 100 и 125°C было установлено, что стабилизированные пленки не изменили своих свойств. После 1000 ч старения при 100°C они имели: $\rho_v = 1,0 \cdot 10^{17}$ ом·см, $\operatorname{tg} \delta = 2,0 \cdot 10^{-4}$.

Выводы. 1. Пленки из полипропилена обладают высокими диэлектрическими свойствами, практически не зависящими от влажности среды, напряженности поля и его частоты.

2. Стабилизаторы оказывают значительное влияние на диэлектрические свойства пленки и ее температуростойкость.

3. Пленки, стабилизированные АН-6 и Сантоноксом, могут быть использованы в качестве диэлектриков при температурах 100—125°C.

Литература

1. Архангельский Б. А., «Пластмассы», 1961.
2. Kresser Th., Polypropylene, New York, 1960.
3. Ермилова Г. А., Кориев А. Е. и др., «Пластмассы», 1965, № 5.
4. Старение и стабилизация полимеров, под ред. М. Б. Неймана, 1964.
5. Ермилова Г. А., «Пластмассы», 1964, № 12.
6. Ермилова Г. А., Слоним И. Я. и Урман Я. М., «Пластмассы», 1964, № 11.

[15.11.1965]



УДК 669.14.018.583:538.21

Некоторые статистические характеристики величин магнитной индукции и проницаемости электротехнической стали

Канд. техн. наук, доц. В. Г. АРУТЮНОВ

ВСХИЗО

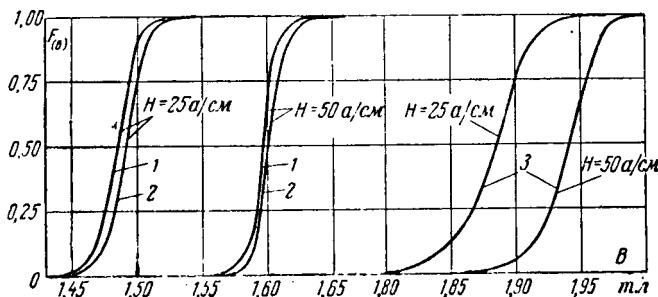
При проектировании аппаратов, основной частью которых является катушка со стальным сердечником, в первую очередь интересует величина магнитной индукции при заданной напряженности для данной марки стали. Для получения такой информации имеются два основных источника: данные ГОСТ и соответствующие кривые $B=f(H)$. Однако ГОСТ ограничивает только нижний предел магнитной индукции, а кривая $B=f(H)$ является точной только для того образца стали, который был использован для ее получения.

В действительности величина магнитной индукции при данной напряженности для одного и то-

го же типа стали меняется не только от партии к партии, но может принимать различные значения даже в пределах одной партии. Такое колебание индукции объясняется различием свойств стали, полученных при ее изготовлении.

Для выяснения закона изменения величины магнитной индукции был проведен статистический анализ ее колебания при $H=25$ а/см и $H=50$ а/см для сталей толщиной 0,5 мм марок Э42 и Э43 производства Верх-Исетского, а также марки Э320 Ново-Липецкого заводов.

Так как практически нецелесообразно подвергать статистическим испытаниям всю продукцию



Кривые распределения магнитной индукции.

1 — сталь Э43; 2 — сталь Э42; 3 — сталь Э320.

завода, относительно данных типов стали был применен метод случайных выборок. Объем выборок был достаточно представительным и составлялся по данным сертификатов, сопровождающих каждую партию стали. Число наблюдений, входящих в выборку, составляло: для стали Э42 — 1 900, Э43 — 3 400 и Э320 — 2 400. По времени эти наблюдения относятся к следующим периодам изготовления для стали Э42 и Э43 с октября 1961 г. до июня 1964 г., а для стали Э320 с января 1962 г. до августа 1964 г.

В результате изучения имеющихся статистических материалов для каждого типа стали составлялся ряд распределения в виде таблицы, в первой графе которой, в порядке возрастания фиксировалась все встречающиеся в сводке наблюдений значения магнитной индукции, а в соседней — соответствующее им число партий, представленное в виде их суммарного веса. Анализ статистических материалов, касающийся рассматриваемых типов стали, проводился при помощи известных математических методов, разработанных теорией вероятностей и математической статистикой [Л. 1].

В результате такой обработки для каждого типа стали были получены: эмпирическая функция распределения вероятностей $F_{(B)}$ величины магнитной индукции, математическое ожидание $m_{(B)}$, дисперсия $D_{(B)}$, среднеквадратическое отклонение $\sigma_{(B)}$, коэффициент асимметрии $Sk_{(B)}$ и эксцесс $Ex_{(B)}$. Кривые распределения магнитной индукции показаны на рисунке, а статистические характеристики приведены в таблице.

На основании предельной теоремы Ляпунова, а также полученных расчетным путем значений Sk и Ex можно предполагать, что эмпирические кривые распределения вероятностей величины магнитной индукции подчиняются нормальному закону распределения. Для подтверждения этой гипотезы использовался критерий согласия Колмогорова. В соответствии с требованием этого критерия было проведено сравнение эмпирических кривых распределения $F_{(B)}$ с теоретической $F_{(x)}$. Полученные в результате такого сравнения расхождения между наблюденными рядами и теоретическим оказались несущественными. Поэтому полученные кривые распределения с высокой степенью точности могут быть отнесены к кривым, подчиняющимсяциальному закону распределения, который описывается следующим уравнением:

$$y = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x_i - a)^2}{2\sigma^2}}$$

Среднее время расчета до 1 сек — 35 — 40 мин.

Марка стали	$H, \text{ а/см}$	$m_{(B)}, \text{ а/см}$	$D_{(B)}$	$\sigma_{(B)}, \text{ мк}$	$Sk_{(B)}$	$Ex_{(B)}$	Опытные значения колебаний $B, \text{ мк}$
Э42	25	1,4963	$216 \cdot 10^{-6}$	$147 \cdot 10^{-4}$	-0,219	0,111	1,45—1,54
Э42	50	1,6074	$140 \cdot 10^{-6}$	$118 \cdot 10^{-4}$	0,221	0,638	1,57—1,65
Э43	25	1,4892	$200 \cdot 10^{-6}$	$141 \cdot 10^{-4}$	0,0005	0,057	1,45—1,54
Э43	50	1,6022	$133 \cdot 10^{-6}$	$115 \cdot 10^{-4}$	0,093	0,375	1,56—1,66
Э320	25	1,8864	$751 \cdot 10^{-6}$	$274 \cdot 10^{-4}$	-0,405	0,284	1,8—1,97
Э320	50	1,9429	$484 \cdot 10^{-6}$	$220 \cdot 10^{-4}$	0,546	0,43	1,855—2,0

В связи с этим можно утверждать, что кривые распределения величины магнитной индукции для промежуточных значений H будут также подчиняться нормальному закону распределения. Для построения кривых распределения, соответствующих промежуточным значениям H , необходимо предварительно определить математические ожидания $m_{(B)}$ и среднеквадратические отклонения $\sigma_{(B)}$. Исходное математическое ожидание $m_{(B)}$ при известных $m_{(B25)}$ и $m_{(B50)}$ может быть определено по одной из известных формул $B=f(H)$ [Л. 2], а $\sigma_{(B)}$ — путем графического построения с использованием $\sigma_{(B25)}$ и $\sigma_{(B50)}$ [Л. 3].

Кроме того, полученный закон распределения позволяет отнести величину магнитной индукции к случайным величинам. Однако в действительности случайной величиной является величина магнитной проницаемости, так как $B=\mu H$. Отсюда следует, что характер изменения величины магнитной проницаемости для рассмотренных типов стали также подчиняетсяциальному закону распределения.

Основные статистические характеристики величины магнитной проницаемости могут быть получены по данным, приведенным в таблице. Так как характер распределения величин B и μ для сталей Э42, Э43 и Э320 подчиняетсяциальному закону распределения, можно предполагать, что в рассмотренном диапазоне напряженностей он будет справедлив и для других марок стали.

Подобный анализ можно провести для всех однотипных сталей, выпускаемых различными заводами-изготовителями. Такая обработка накопленных в настоящее время статистических материалов позволила бы получить суммарные статистические характеристики для различных марок стали. Наличие таких справочных данных позволяет, используя методы, разработанные теорией вероятностей для нормального закона случайного распределения, решать ряд часто встречающихся в расчетной практике задач, связанных с определением пределов изменения величин B и μ , вероятности их появления, а также с вопросами планирования.

Литература

1. Венцель Е. С., Теория вероятностей, 1963.
2. Бессонов Л. А., Электрические цепи со сталью, Госэнергоиздат, 1948.
3. Арутюнов В. Г., Применение метода математической статистики для определения закона распределения величины магнитной индукции электротехнической тонколистовой стали, Труды ВСХИЗО, вып. XX, 1965.

[21.12.1965]

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ МАШИНЫ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭКОНОМИЧНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ АКТИВНЫХ НАГРУЗОК В ЭНЕРГОСИСТЕМАХ

Доктор техн. наук С. А. ГИНЗБУРГ, инж. А. Н. СТАВРОВСКИЙ
и инж. В. Д. ШЛИМОВИЧ

ВНИИЭ

Обзор

В настоящем обзоре изложены краткие сведения о специализированных вычислительных машинах (СВМ) для расчетов экономичного режима. В таблице представлены данные о СВМ и их применении в энергосистемах СССР и за рубежом. Римские цифры в нижеследующем тексте означают порядковый номер СВМ в таблице. С целью более подробного ознакомления с СВМ приводится библиография по этому вопросу, не претендующая на исчерпывающую полноту.

Решаемые задачи и принцип построения. Специализированные вычислительные машины разработаны в ряде стран (СССР, Венгрия, США, ФРГ, Япония) и применяются для расчета экономичного распределения активных нагрузок между электростанциями энергосистемы или между системами, входящими в объединение. В некоторых случаях СВМ используются для расчета распределения между агрегатами на станции. В машину вводится эквивалентная схема системы, в которой генерирующими единицами являются агрегаты, станции, группы станций или целые энергосистемы, а потребляющими единицами — эквивалентные нагрузки в узлах.

Задача решается с помощью СВМ на базе широко известного метода относительных приростов, как правило, с учетом влияния потерь в сети.

Несмотря на общность задачи, ее объем и круг учитывающих факторов у разных СВМ неодинаков. Известные СВМ отличаются, например, по характеру учета режима ГЭС, учетом или неучетом ограничений мощностей, передаваемых по линиям, различным подходом к учету влияния потерь в сети. Машины обычно устанавливаются на диспетчерских пунктах и выполняют расчеты суточных графиков работы станций или энергосистем.

В некоторых случаях информация о нагрузках потребления вводится в СВМ с помощью телемеханики, и машины работают как непрерывный «советчик» диспетчера. Иногда СВМ используются для автоматического управления мощностью агрегатов. В большинстве случаев при расчете суточных графиков вычисление распределения для каждого часа суток производится отдельно и напор на ГЭС считается в течение суток постоянным. В то же время имеются машины, в которых расчет графика ведется по заданному суточному расходу воды или топлива (II, V и VI) и даже ведется автоматически подбор коэффициентов при относительных приростах, удовлетворяющих заданному расходу (VI).

Описанные машины строятся в основном на аналоговом принципе. Лишь ввод и вывод данных в некоторых машинах выполняются цифровым способом.

Выполнение математических операций производится на СВМ с помощью аналоговых элементов, которые в сочетании с простотой исполнения обеспечивают достаточную точность, сопоставимую с точностью исходных данных. Эти элементы в одних СВМ электромеханические (американские машины фирмы Вестингауз и вычислитель «Эрли Бэрд», машина западногерманских фирм Телефункен, Сименс-Шуккерт и др.), в других — выполнены полностью на электронных схемах на основе усилителей постоянного тока (машины РЭР и РЭР-2, Экран, ВМРН и др.).

Входные и выходные данные. В зависимости от разновидности задачи изменяется объем входных и выходных данных СВМ. Обычно заданными являются характеристики относительных приростов объектов (агрегатов, станции или энергосистем), конфигурация и параметры сети, величины нагрузок электропотребления для расчетных интервалов типового графика.

Число генерирующих энергообъектов, учитываемых в СВМ, колеблется от 5 до 40. Число нагрузок потребления в различных СВМ изменяется от 1 (суммарная нагрузка в одном узле) до 30. При этом нагрузки в отдельных узлах изменяются пропорционально или независимо.

Нагрузки электропотребления при ручном способе вводятся в СВМ в большинстве случаев в аналоговой форме с помощью потенциометров по стрелочному прибору, либо в цифровой форме с помощью клавиш (VII). В большинстве СВМ нагрузки вводятся отдельно для каждого часа. При этом коэффициенты при относительных приростах расхода воды на гидростанциях, учитывающие заданный расход воды за цикл регулирования, должны задаваться заранее. В некоторых машинах имеются устройства для задания графика нагрузок электропотребления на весь расчетный период (II, V, VI). В этом случае СВМ предусматривается режим просмотра графика для определения указанных коэффициентов вручную или автоматически.

При наличии в сети слабых связей в ряде машин задаются величины предельно допустимых перетоков по указанным связям (IV, VI, VII).

Искомыми являются величины генерирующих мощностей объектов и в ряде случаев межсистемные перетоки активной мощности. Имеется также возможность получать значения относительных приростов расхода топлива и относительных приростов потерь.

Результаты вычислений в большинстве случаев воспроизводятся на стрелочных приборах, а в некоторых образцах СВМ используются цифровые индикаторы и автоматическая цифровая печать (VI, VII, XI, XV).

Воспроизведение характеристик относительного прироста объекта. Нелинейные характеристики относительного прироста (ХОП) объекта воспроизводятся в СВМ с помощью функциональных преобразователей (ФП). Во всех типах ФП используется кусочно-линейная аппроксимация ХОП.

Возможные изменения ХОП определяются комбинациями работающего оборудования на генерирующем объекте. В тех случаях, когда число таких комбинаций невелико, для воспроизведения ХОП используют набор фиксированных ФП. Пере настройка каждого из которых требует значительного времени. Эти ФП выполняются в виде потенциометров (Х) или диодных схем (I, XI) и переключаются в зависимости от состава оборудования. При большом числе комбинаций такой метод недопустим. В машине Экран-IV предусматривается библиотека сменных кассет, каждая из которых содержит лиодный ФП. В ряде электромеханических машин (VIII, IX, XIII, XV) используются потенциометры, напряжения на отпайках которых могут регулироваться. В электронных машинах часто применяются обычные для аналоговых устройств регулируемые диодные ФП (III, V, IV). В машинах типа РЭР используются универсальные диодные ФП, позволяющие оперативно набирать ХОП (ординаты настраиваются непосредственно и независимо). В машине РЭР-2 набор ХОП осуществляется с помощью оцифрованных штекеров. В машинах типа РЭР можно пропорционально изменять ХОП объекта путем ее умножения по оси мощности на постоянный коэффициент, больший или меньший единицы. Такое изменение ХОП допустимо, если на станции или в системе установлено однотипное оборудование, характеристики которого подобны.

Учет влияния потерь в сети на распределение активных нагрузок представляет основную трудность при ручном расчете экономичного режима. Этим в основном и была вызвана

Сведения о применении специализированных вычислительных машин для эконо-

№ п/п.	Название машин, тип	Энергосистема	Вид задачи	Число энергообъек- тов	Число узлов потреб- ления	Задание нагрузок электропотребления
I	Аналоговая	Эстонэнерго	Распределение между ТЭС в энергосистеме	5	2	Вручную, по стрелочным приборам
II	Экран-4, ана- логовая	Свердловэнерго, Челябэнерго, Башкирэнерго, Донбассэнерго	Распределение между ТЭС в энергосистеме при заданном расходе энергоснабжения	13	1 суммарная нагрузка с пропорциональным изменением в узлах	Вручную, по стрелочным приборам
III	Анран-IV, ана- логовая	ОДУ Урала	Распределение между ТЭС в объединенной энергосистеме	24	24, 8 независимых, остальные пропорционально суммарному графику	Вручную, по стрелочным приборам
IV	РЭР, аналого- вая	ОДУ европей- ской части СССР	Распределение между тепловыми энергосистемами и ГЭС в объединенной энергосистеме	16	16 независимых	Вручную, по стрелочному прибору
V	Анран-V, ана- логовая	Алтайэнерго	Распределение между ТЭС и ГЭС в энергосистеме при заданном расходе воды	1 ТЭС, 3 ГЭС	Вводится суммарный график нагрузки	Вручную, по стрелочным приборам
VI	ВМРН, анало- говая	Грузэнерго	Распределение между ТЭС и ГЭС в энергосистеме при заданном расходе воды	3 ТЭС, 8 ГЭС	27, 7 независимых, остальные пропорционально суммарному графику	Вручную, по стрелочным приборам
VII	РЭР-2, анало- го-цифровая	ОДУ Западной Сибири	Распределение между ТЭС, группами ТЭС, ГЭС и тепловыми энергосистемами в объединенной энергосистеме	24	24 независимых	Вручную с помощью цифровых клавиш
VIII	Vita, аналого- вая	ОДУ Венгрия	Распределение между ТЭС в энергосистеме	20	20 независимых	Вручную, по стрелочным приборам
IX	Early Bird, ана- логовая	Южная Калифорния, Эдисон	Распределение между ТЭС в энергосистеме	30	30 независимых	Вручную и по телеканалам
X	Аналоговая	Западная Пенсильвания	Распределение между ТЭС и ГЭС в объединенной энергосистеме	12	1 суммарная нагрузка	По телеканалам
XI	GEDA, анало- говая	Огайо—Эдисон	Распределение между ТЭС в энергосистеме	40	1 суммарная нагрузка и 12 независимых	Вручную и по телеканалам
XII	EGAD, анало- говая	Паблик Сервис К°, шт. Колорадо	Распределение между тепловыми агрегатами в энергосистеме	10	1 суммарная нагрузка	Вручную по стрелочному прибору
XIII	Аналоговая	—	Распределение между ТЭС в энергосистеме	—	—	Вручную, по стрелочному прибору
XIV	LODIC, анало- говая	Кюсю, Тюбу	Распределение между тепловыми агрегатами в энергосистеме	До 18	—	Вручную и по телеканалам
XV	ELDA (COM-17), ана- логовая	Токио, Тюоку	Распределение между ТЭС и ГЭС в энергосистеме	До 25	До 30 независимых	Вручную и по телеканалам

мичного распределения активных нагрузок в энергосистемах СССР и за рубежом

Воспроизведение характеристик относительных приростов	Учет потерь в сети	Число ограничений перетоков	Выход результатов	Автоматизация управления	Место разработки и дата публикации	Литература по библиографии
Выбор из 10 вариантов путем переключения	В одной линии электропередачи	Нет	На стрелочные приборы	Нет	СССР, ТПИ, г. Таллин, 1959	Л. 14
Библиотека сменных кассет	Модель сети на постоянном токе. Имеется мнемосхема сети	Нет	На стрелочные приборы	Нет	СССР, Институт автоматики, г. Киев, 1960	Л. 8, 11, 12, 13
Регулируемые диодные функциональные преобразователи (ФП)	Вводятся потенциометрами 576 коэффициентов формулы потерь	Нет	На стрелочные приборы	Нет	СССР, ЛПИ, г. Ленинград, 1960	Л. 3, 10, 15
Универсальные диодные ФП с независимой настройкой ординат	Радиальная сеть — моделирование зависимостей для отдельных линий, замкнутая сеть — специальная схема на постоянном токе	8	На стрелочные приборы	Нет	СССР, ВНИИЭ, г. Москва, 1960	Л. 1, 2, 4, 5, 6
Регулируемые диодные ФП	Поправки на потери вводятся в характеристики относительного прироста	Нет	На стрелочные приборы	Нет	СССР, ЛПИ, г. Ленинград, 1962	Л. 16, 17
Для ТЭС составляется из характеристик агрегатов, для ГЭС — регулируемые диодные ФП	Вводятся потенциометрами около 300 коэффициентов формулы потерь	2	На стрелочные приборы, цифровые индикаторы и автоматическую печать	Нет	СССР, ТНИИСА, г. Тбилиси, 1963	Л. 19, 20
Универсальный ФП с независимым заданием ординат характеристик с помощью цифровых штекеров	Радиальная сеть — моделирование зависимостей для отдельных линий, замкнутая сеть — моделирование уравнений режима сети. Имеется мнемосхема сети	16	На цифровой индикатор и автоматическую печать	Нет	СССР, ВНИИЭ, г. Москва, 1964	Л. 7, 18
Потенциометры с отпайками	Модель сети на постоянном токе	Нет	На стрелочные приборы	Нет	Венгрия, НИИ электроэнергетики, г. Будапешт, 1962	Л. 24
Потенциометры с отпайками	Вводятся коэффициенты формулы потерь с помощью матрицы сопротивлений	Нет	На стрелочные приборы	Нет	США, 1955	Л. 21, 25, 26, 27, 28
Потенциометры с отпайками, выбор из 5 вариантов путем переключения	Вводятся потенциометрами около 400 коэффициентов формулы потерь	Нет	На стрелочные приборы	Нет	США, фирма Вестингауз, 1956	Л. 22, 29, 33, 34, 35
Фиксированные диодные ФП с переключением	Вводятся потенциометрами коэффициенты формулы потерь	Нет	На стрелочный прибор и цифровой индикатор	Есть	США, фирма Гудъир Эйркрафт, 1957	Л. 22, 36, 37
	Нет	Нет	На стрелочный прибор	Нет	США, 1957	Л. 22, 32
Потенциометры с отпайками	Модель сети на переменном токе	Нет	На стрелочные приборы	Нет	ФРГ, фирма Сименс — Шуккерт, 1958	Л. 23, 38, 39
	Вводятся коэффициенты формулы потерь	—	—	Есть	Япония, 1962	Л. 42, 43
Потенциометры с отпайками	Модель сети на переменном токе. Имеется мнемосхема сети	—	На цифровой индикатор и автоматическую печать	Есть	Япония, фирма Иокагава-Электрик, 1960	Л. 23, 40, 41, 42, 43

необходимость создания СВМ. Метод учета влияния потерь в сети, принятый в СВМ, в значительной степени определяет экономический эффект от ее использования и область ее применения. Несмотря на разнообразие конструктивных и схемных решений, использованных при построении СВМ, все методы и схемы учета влияния потерь в сети можно разбить на пять основных групп.

1. Метод учета влияния потерь в однородной (замкнутой или радиальной) сети с помощью модели сети на постоянном токе используется в тех случаях, когда отношения активных и реактивных составляющих сопротивлений линий отличаются друг от друга незначительно и их приблизительно можно считать равными (однородная сеть).

Сопротивления модели постоянного тока пропорциональны активным сопротивлениям линий сети энергосистемы. Если в узлы такой модели ввести токи, пропорциональные активным мощностям в соответствующих узлах энергосистемы, то напряжения в узлах модели будут пропорциональны величинам относительных приростов потерь в узлах сети. Использование такой модели позволяет учитывать все оперативные изменения схемы сети путем включения или отключения элементов модели (II, VIII).

2. Метод учета влияния потерь в радиальной сети путем моделирования зависимостей относительных приростов потерь от нагрузок отдельных линий.

Если сеть энергосистемы или ее определенная часть состоит только из радиальных линий, относительный прирост потерь в сети может быть представлен в виде суммы относительных приростов потерь в линиях, связывающих данный узел с балансирующим узлом.

Зависимость относительного прироста потерь в линии от ее нагрузки может быть линейной или нелинейной. В последнем случае есть возможность приближенного учета изменения напряжения на линии, а также учета ограничения мощности, передаваемой по линии (IV, VI, VII).

Описанный метод позволяет легко изменять параметры схемы моделирования при включении или отключении линии сети.

3. Метод учета влияния потерь в произвольной сети, основанный на использовании так называемой «формулы потерь» [Л. 9 и 30], получил очень широкое распространение. Относительные приrostы потерь выражаются в виде линейной комбинации генерируемых мощностей станций. Часто при этом считают, что все нагрузки энергосистем изменяются пропорционально суммарной нагрузке. Если такого допущения не делается, то в формулу потерь входит и линейная комбинация нагрузок электропотребления (III).

Реализация такого расчетного выражения не вызывает затруднений. Величины относительных приростов потерь получаются путем умножения величин мощностей на коэффициенты формулы потерь с помощью потенциометров (III, VI, IX, X, XI, XIV), либо зависимость между мощностями и относительными приростами моделируется с помощью специальной схемы на постоянном токе (IV).

Указанный метод дает вполне приемлемую для практики точность, что наряду с его простотой послужило причиной его широкого применения в аналоговых СВМ. Однако он обладает весьма существенным недостатком: при включении или отключении какой-либо линии необходимо пересчитывать в общем случае все коэффициенты формулы потерь, что ограничивает возможности оперативного использования вычислительного устройства.

4. Метод учета влияния потерь в произвольной сети с использованием модели сети на переменном токе был предложен с целью устранить указанный выше недостаток. В вычислительном устройстве японской фирмы Иокотава Электрик (XV) относительные приросты потерь определяются путем приближенного дифференцирования потерь на модели сети переменного тока. Следует отметить, что использование решающих элементов на переменном токе усложняет конструкцию вычислительного устройства и может привести к увеличению аппаратной погрешности.

5. Метод учета влияния потерь в замкнутой неоднородной сети, основанный на приближенном моделировании уравнений электрического режима сети, использован в вычислительной машине РЭР-2 (VII). Он позволяет быстро учитывать все изменения в схеме сети. Метод основан на приближенном моделировании уравнения режима с помощью двух моделей на постоянном токе [Л. 18]. Каждой линии электропередачи в сети энергосистемы соответствуют определенные сопротивления в каждой из моделей, которые могут быть включены

или отключены в зависимости от состояния данной линии. Аппаратура, коммутирующая сопротивления моделей, размещена на мнемонической схеме сети, благодаря чему достигается высокая степень наглядности и оперативности ввода данных о состоянии сети.

Виды использования СВМ и экономическая эффективность. Существуют три вида использования описываемых СВМ: 1) расчет суточного графика нагрузки на следующие сутки; 2) непрерывная «консультация» диспетчера и 3) автоматическое управление. В первом случае исходные данные вводятся в СВМ вручную и по результатам расчета ведется режим энергосистемы в последующие сутки. Для ускорения получения графика задание значений нагрузок электропотребления в машине РЭР-2 выполнено в цифровой форме, а в ряде машин регистрация результатов расчета осуществляется с помощью цифровых индикаторов и автоматической печати (VI, VII, XI, XV). Для реализации второго случая — непрерывного использования машин в процессе ведения режима энергосистемы — в некоторых СВМ предусмотрен ввод нагрузок электропотребления по каналам телемеханики (IX, X, XI, XIV, XV).

Наконец, в некоторых энергосистемах США и Японии существует третий вид использования СВМ — автоматическое управление работой электростанций (XI, XIV, XV).

Выбор вида использования СВМ определяется экономической эффективностью. Данные об экономии средств в энергосистемах США при использовании отдельных типов СВМ приведены в [Л. 22]. Согласно данным по опыту эксплуатации СВМ в США [Л. 31] основная доля экономического эффекта (около 50 долларов на 1 Мвт установленной мощности) обусловлена учетом влияния потерь в сети на распределение активных нагрузок. Переход к непрерывному автоматическому управлению станциями энергосистемы дает дополнительную экономию в размере 25 долларов на 1 Мвт установленной мощности, но связан со значительными затратами на устройства телемеханики.

Литература СССР

1. Борозинец Б. В., Гинзбург С. А., Горнштейн В. М., Шлимо维奇 В. Д., Львов Ю. Н., Соловьев С. А., Вычислительная машина РЭР и опыт ее эксплуатации в ОДУ ЕЭС, «Электричество», 1964, № 3.
2. Борозинец Б. В., Гинзбург С. А., Шлимо维奇 В. Д., Схема, конструкция и эксплуатационные показатели вычислительной машины РЭР для ОДУ ЕЭС, Труды ВНИИЭ, вып. 18, Изд-во «Энергия», 1964.
3. Будкин И. А., Слабиков В. А., Усов С. В., Счетно-решающие устройства для наивыгоднейшего распределения активных нагрузок в энергосистемах, «Материалы республиканского совещания энергетиков Казахстана», Алма-Ата, 1962.
4. Гинзбург С. А., Горнштейн В. М., Соловьев С. А., Вычислительная машина для расчета экономичных режимов в Единой энергетической системе, Научно-техническое совещание по применению вычислительной техники при проектировании и эксплуатации энергосистем, Сб. докладов, вып. 3, Киев, 1960.
5. Гинзбург С. А., Горнштейн В. М., Соловьев С. А., Основные принципы построения вычислительной машины для оперативных расчетов экономичного распределения нагрузок в объединенной энергосистеме, «Электрические станции», 1961, № 5.
6. Гинзбург С. А. Вычислительная машина для расчета экономичного режима энергосистем, Сб. «Применение вычислительной техники для автоматизации производства», М., Машгиз, 1961.
7. Гинзбург С. А., Основные принципы построения аналогово-цифровой вычислительной машины РЭР-2, Труды ВНИИЭ, вып. 18, Изд-во «Энергия», 1964.
8. Закидальский А. И., Синьков В. М., Вычислительные устройства для повышения экономичности работы энергетических установок, «Автоматизация энергетики», Киев, 1964.
9. Маркович И. М., Режимы энергетических систем, Госэнергоиздат, 1963.
10. Макушкин М. Г., Кузнецов Н. Д., Вихорев Ю. А., Опыт эксплуатации аналогового расчетного устройства Аиран-IV в ОДУ Урала, «Электричество», 1965, № 6.

11. Синьков В. М., Засенко В. Л., Коваленко В. П., Фолькман К. Ю., Вычислительное устройство для распределения активной нагрузки при заданном расходе топлива, «Электричество», 1960, № 8.
12. Синьков В. М., Фолькман К. Ю., Коваленко В. П. и др., Вычислительное устройство непрерывного действия типа Экран для расчета наивыгоднейших режимов энергосистем, Научно-техническое совещание по применению вычислительной техники при проектировании и эксплуатации энергосистем, Сб. докладов, вып. 1, Киев, 1960.
13. Синьков В. М., Закидальский А. И., Засенко В. Л., Ситников Н. А., Фолькман К. Ю., Холмский Д. В., Вычислительные устройства для расчета наивыгоднейшего распределения активных нагрузок в сложных энергосистемах Труды Института автоматики Госплана УССР, 1961.
14. Терно О. Р., Пинков О. М., Лелумеэс Х. М., Счетно-решающее устройство для экономичного распределения нагрузки, «Электричество», 1959, № 9.
15. Усов С. В., Павлов Г. М., Слабиков В. А., Букин И. А., Автоматическое устройство для распределения нагрузок в энергосистемах, «Электричество», 1960, № 4.
16. Усов С. В., Павлов Г. М., Слабиков В. А., Вычислительное устройство для распределения нагрузок в энергосистемах с гидростанциями, «Электричество», 1962, № 3.
17. Усов С. В., Павлов Г. М., Кантан В. В., Решение задачи наивыгоднейшего распределения активных нагрузок на аналоговых вычислительных машинах, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1963, № 6.
18. Шлимоевич В. Д., Учет потерь в сети при расчетах экономичных режимов на аналоговых вычислительных машинах. Труды ВНИИЭ, вып. 18. Изд-во «Энергия», 1964.
19. Элькин С. Р., Тотладзе З. Д., Вычислительная машина для экономичного распределения нагрузок в энергосистеме с гидростанциями, Труды Тбилисского НИИСА, вып. 4, 1963.
20. Элькин С. Р., Вычислительная машина для экономичного распределения нагрузок для энергосистемы с большим количеством гидростанций, «Электричество», 1964, № 4.
21. Энергетика за рубежом. Применение вычислительных устройств для экономичного распределения нагрузок в энергосистемах, Обзор, БТИ ОРГРЭС, М., 1957.
22. Энергетика за рубежом. Применение вычислительной техники в энергетике, Сб. статей, Госэнергоиздат, 1959.
23. Энергетика за рубежом. Применение вычислительных устройств для экономичного распределения мощностей в энергосистемах, Обзор, БТИ ОРГРЭС, 1963.
26. Early E. D., Experience with the first incremental cost computer of delivered power. American Power Conference, 1955.
27. Early E. D., Smith G. L., Schroeder R., «Early Bird» guides system loading. Electrical World, 1955, № 2.
28. Early E. D., Early Bird to assign generation. Electrical World, 1957, № 8.
29. Hamilton W. R., Osterle W. H. Operating experience with the computer for economic dispatching load. Power Apparatus and Systems, 1958, № 38.
30. Kirchmayer L. K., Stagg G. W. Analysis of Total and Incremental Losses in Transmission systems. AIEE Transactions, v. 70, pt. II.
31. Kirchmayer L. K., Автоматическая оптимизация режимов системы энергоснабжения с применением вычислительных устройств, Труды Международного конгресса FAC, т. V, М., 1961.
32. McKinley I. L., Ballinger D. O. EGAD is 5-function computer. Electrical World, 1957, № 14.
33. Osterle W. H., Harder E. L. Economic dispatch computer. Principles and operation. Power Apparatus and Systems, 1956, № 24.
34. Osterle W. H., Squires R. B. The economic dispatch computer. Westinghouse Engineer, 1958, May.
35. Squires R. B., Byerly R. T., Colborn H. W., Hamilton W. R. Loss evaluation. Part V, Economic dispatch computer design «Power Apparatus and Systems», 1956, № 25.
36. Travers R. H. Automatic economic dispatching and load control Ohio Edison System. Power Apparatus and Systems, 1957, № 30.
37. Travers R. H. Operating experience with GEDA automatic economic dispatching Ohio Edison System. Power Apparatus and Systems, 1958, № 35.

ФРГ

38. Bauer H., Edelmann H. Der Sielomat, ein Hilfsmittel des Lastverteilers für optimalen Kraftwerkseinsatz. I. Grundlagen des Verfahrens und Erläuterung des Geräts. Elektroenergetikswirtschaft, 1958, № 7.
39. Edelmann H. Ein Analoggerät zur Ermittlung und Steuerung eines Verbundbetriebs geringster Erzeugungskosten für die zu liefernde elektrische Energie, welches das zugehörige Modellnetz enthält. Verband Deutscher Elektrotechniker Fachberichte, 1958, Band 20.

ЯПОНИЯ

40. Автоматический вычислитель нагрузок для энергосистемы города Токио, Ом. Дэнки дзасси, Ohm, Electr. Mag, 1959, № 5 (японск.).
41. Мураками Эцуаки, Мицума Иосихиро. Применение и эксплуатация вычислительных устройств в энергосистеме Тюоку для экономичного распределения нагрузок, Дэнрёку, Electr. Power, 1960, № 13 (японск.).
42. Equipment for economical load dispatch in combined thermal and hydroelectric power systems. Hitachi Rev. 1962, № 3 (англ.).
43. Fukuda S., Umedzu I., Sekine J. The present status of the economic operation of the power system in Japan. CIGRE, 1964, rep. 308.



Василий Сергеевич ПАНТЮШИН

(К 60-летию со дня рождения)

В апреле этого года исполнилось 60 лет со дня рождения и 45 лет трудовой, научно-педагогической и общественной деятельности заведующего кафедрой общей электротехники Московского ордена Ленина энергетического института профессора Василия Сергеевича Пантюшина.

Пятнадцатилетним юношей В. С. Пантюшин пришел на одну из московских фабрик, где трудился до 1926 г., совмещая работу с учебой на вечернем рабфаке. В 1927 г. он поступил на электротехнический факультет МВТУ, который закончил в 1931 г.

После окончания высшего учебного заведения В. С. Пантюшин был оставлен на кафедре профессора К. А. Круга, где он совершенствовал свое педагогическое мастерство и приобретал опыт научных исследований в области электротехники. В 1935 г. Василию Сергеевичу были присвоены ученая степень кандидата технических наук и звание доцента.

Когда в 1946 г. в МЭИ была организована кафедра электроприборостроения, В. С. Пантюшин перешел работать на эту кафедру. Здесь он организовал лабораторию магнитных измерений, создал спецкурс по магнитным измерениям. Монография «Испытания ферромагнитных материалов», одним из авторов которой является В. С. Пантюшин, получила широкое признание и одобрение научной общественности.

В 1951 г. В. С. Пантюшину было присвоено звание профессора. В этом же году ему было поручено возглавить вновь организованную кафедру общей электротехники МЭИ, которой он руководит и в настоящее время. Под руко-



водством В. С. Пантюшина разработана методика преподавания курса общей электротехники, создана хорошо оборудованная лаборатория, написаны широко известные учебные пособия «Электротехника» и «Сборник задач и упражнений по общей электротехнике». Перу Василия Сергеевича принадлежит более 20 научных трудов. Он является также соавтором ряда изобретений.

В. С. Пантюшин оказывает большую помощь высшим учебным заведениям страны в организации преподавания курса общей электротехники. В течение ряда лет он возглавляет программно-методическую комиссию по об-

щед электротехнике Министерства высшего и среднего специального образования СССР. Более 10 лет Василий Сергеевич руководил кафедрой теоретической электротехники Московского заочного института металлопромышленности. Работая начальником Учебного управления и заместителем директора МЭИ по учебной части, В. С. Пантюшин внес большой вклад в развитие и совершенствование учебного процесса в институте.

В 1963 г. В. С. Пантюшин совместно с чл.-корр. АН СССР, проф. А. Н. Ларионовым организовал в МЭИ Проблемную лабораторию постоянных магнитов. В настоящее время Василий Сергеевич возглавляет большой авторский коллектив кафедры, который подготовил к изданию новый «Сборник задач и упражнений по общей электротехнике», работает над учебником «Электротехника» и методическим руководством к лабораторным занятиям.

Своим богатым опытом учебно-методической работы В. С. Пантюшин постоянно делится со своими учениками, оказывает большую помощь окружающей его молодежи.

Более 40 лет В. С. Пантюшин является членом КПСС, активно участвует в партийной и общественной жизни института. За большие заслуги перед высшей школой В. С. Пантюшин награжден орденами Трудового Красного Знамени и «Знак Почета», медалями СССР и грамотой Президиума Верховного Совета РСФСР.

Поздравляя Василия Сергеевича с шестидесятилетием со дня рождения, желаем ему доброго здоровья, новых больших творческих успехов.

В. А. Кириллин, М. Г. Чиликин, П. А. Ионкин, Н. В. Цедерберг, М. П. Вукалович, М. И. Левин, Т. Х. Маргурова, В. В. Мешков, Г. Н. Петров, К. М. Поливанов, Ю. Х. Пухляков, Н. К. Свистов, А. М. Федосеев, М. Ю. Анвельт, В. Г. Герасимов, Г. И. Шарохин, Я. А. Шнейберг и др.

УДК 621.311:656.60

Профессор В. И. ПОЛОНСКИЙ

(К 75-летию со дня рождения и 50-летию научно-педагогической деятельности)

Заслуженный деятель науки и техники РСФСР, доктор технических наук, профессор Владимир Иванович Полонский известен как выдающийся советский специалист в области электрификации кораблей и судов.

Научную деятельность В. И. Полонский начал еще будучи студентом Петроградского политехнического института. По окончании института

в 1916 г. он был оставлен при кафедре электрических машин для подготовки к ученому званию.

Свою педагогическую деятельность В. И. Полонский начал в 1920 г. в ВМУ им. М. В. Фрунзе, а в 1922 г. был назначен штатным преподавателем Военно-морской академии им. К. Е. Ворошилова.

В 1926 г. В. И. Полонский был

утвержден в должности доцента кораблестроительного факультета Ленинградского политехнического института им. Калинина, а в 1933 г. — профессором кафедры судовой электротехники в Ленинградском кораблестроительном институте. В том же году он был назначен заведующим этой кафедрой.

Заслуга профессора В. И. Полонского в том, что он приложил много уси-

лий для развития в СССР электродвижения морских и речных судов, оценив одним из первых важное значение этой технической проблемы.

Большое внимание Владимир Иванович уделил подготовке высококвалифицированных кадров. В ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина) В. И. Полонским в 1921 г. создается новая дисциплина «Электродвижение кораблей». В 1946 г. В. И. Полонский организовал кафедры судовых электроприводов и электродвижения в Ленинградском высшем мореходном училище. За время своей 45-летней педагогической деятельности Владимир Иванович подготовил большое число инженеров и специалистов высшей квалификации в области судостроения и электрификации кораблей. Многие ученики В. И. Полонского занимают руководящие посты во флоте, в промышленности, в высших учебных заведениях и научно-исследовательских институтах.

Научные исследования, проведенные В. И. Полонским, легли в основу его монографии «Электродвижение судов», которая была премирована на Всесоюзном конкурсе научных работ в 1930 г. Долгое время она являлась единственным руководством на русском языке по электродвижению судов.

В 1941 г. В. И. Полонским был напечатан второй капитальный труд «Рулевые, шпинлевые и брашпильные элек-



троприводы». В этой книге были освещены созданные автором методы расчета и проектирования корабельных электроприводов.

Наряду с большой научно-педагогической деятельностью Владимир Иванович ведет большую общественную работу. Он является председателем секции электродвижения судов

ЛОИБНОВТ, членом бюро секции электрооборудования судов Центрального управления инженерно-технического общества судостроителей, одним из организаторов и активным участником многих конференций по судовой электротехнике.

В. И. Полонский широко известен как крупнейший специалист и новатор в области судовой электротехники и автоматизации. Им создана научная школа судовой электротехники в СССР.

Продолжительная, безупречная и многогранная деятельность В. И. Полонского высоко оценена Правительством. Он награжден орденом Ленина, двумя орденами Красного знамени, орденом Трудового Красного знамени и медалями.

В 1958 г. В. И. Полонскому присвоено почетное звание Заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

В. И. Полонский — почетный член Научно-технических обществ судостроения и водного транспорта. Приказом Министра Морского флота в 1961 г. В. И. Полонскому присвоено звание «Почетный работник Морского флота».

Нет сомнения в том, что Владимир Иванович Полонский и в дальнейшем продолжит научно-педагогическую деятельность и своими большими знаниями и огромным опытом внесет вклад в решение величественных задач отечественной науки.

М. П. Костенко, А. Е. Алексеев, Л. Р. Нейман, Ф. Н. Хараджа

УДК 621.3(043)

ДИССЕРТАЦИИ¹ НА СОИСКАНИЕ УЧЕНОЙ СТЕПЕНИ КАНДИДАТА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

ЛЕНИНГРАДСКИЙ ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРОВ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

Б. С. Долгопольский защитил 29 июня 1964 г. диссертацию на тему «Повышение эффективности однозвездных сглаживающих устройств тяговых подстанций». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. М. И. Михайлов, к. т. н. М. Д. Трейвас и к. т. н., доц. Н. А. Карш.

Автор доказал, что однозвездные фильтры при правильном их исполнении могут выполнять и выполняют подавления всех видов помех.

Для приведения фильтров в работоспособное состояние можно рекомендовать выполнение следующих мероприятий:

— действующие фильтры тяговых подстанций необходимо дополнить контурами до 400 (в некоторых случаях на 200) и 1500 гц с использованием в них катушек на стальном сердечнике;

— реакторы всех фильтров подключить к плюсовым (потенциальным) шинам;

— монтаж параллельной части фильтра следует осуществлять бифильлярной прокладкой проводов;

— конденсаторы ФМТ свободного контура заменить на конденсаторы с более подходящей частотной характеристикой. Емкость этого контура должна быть снижена на 10—20 мкф;

— изменить конструкцию выпускаемых в настоящее время реакторов, а именно: чередовать направление намоток параллельных секций;

изготовление новых фильтров производить на основе конструкции, исследованной в диссертации, т. е. делать их много контурными с резонансными катушками на стальном сердечнике;

— реакторы для сглаживающих устройств должны изготавливаться по схеме автора, а именно: дисковые катушки со сплошной намоткой алюминиевых или медных шин прямоугольного сечения с принудительным воздушным охлаждением.

А. Я. Ярчук защитил 29 июня 1964 г. диссертацию на тему «Эквивалентные параметры тяговых электродвигателей в импульсных режимах и некоторые вопросы синтеза схем замещения двигателей». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. Е. Алексеев и к. т. н., доц. А. В. Плакса.

Автор поставил перед собой задачу получить простые схемы замещения обмоток тяговых двигателей, позволяющие с достаточной для практических целей точностью воспроизводить импульсные переходные процессы атмосферного происхождения на зажимах обмоток двигателей, с тем чтобы значительно облегчить и ускорить экспериментальные исследования и расчленить импульсных процессов в силовых цепях электрических локомотивов.

Им разработана методика экспериментальных исследований импульсных процессов на зажимах обмоток тяговых электродвигателей. Установлено, что импульсные процессы в значительной степени зависят от тока возбуждения. Обмотки возбуждения тяговых двигателей электровозов переменного тока, шунтированные активным сопротивлением, практически не оказывают влияние на импульсные переходные процессы. Автоматом получены схемы замещения обмоток якорей и обмоток воз-

¹ С диссертациями можно ознакомиться в Государственной библиотеке имени Ленина и в библиотеках соответствующих институтов.

буждения двигателей в импульсном переходном режиме и определены параметры этих схем для выпускаемых в настоящее время электровозных тяговых двигателей. Он разработал упрощенный метод синтеза, позволяющий разрабатывать схемы замещения обмоток непосредственно по затуханию кривой импульсного тока короткого замыкания и по частоте и затуханию свободных колебаний напряжения на открытом конце обмотки.

Им предложена методика расчета поверхностного эффекта в литом остове тягового электродвигателя в импульсном переходном процессе. В диссертации показана возможность выполнения расчета на электронных цифровых вычислительных машинах. Установлено, что глубина проникновения магнитного потока не превышает нескольких миллиметров. По данным расчета поверхностного эффекта выполнен качественный анализ влияния тока возбуждения двигателя на процесс свободных колебаний напряжения на зажимах обмоток и на их эквивалентные параметры.

ЛЕНИНГРАДСКИЙ ИНСТИТУТ ВОДНОГО ТРАНСПОРТА

Б. С. Пайн защитил 30 июня 1964 г. диссертацию на тему «Разработка и исследование рациональной системы электроснабжения речных портов». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. В. Тихонов и к. т. н., доц. С. Д. Волобринский.

Расчет всей системы электроснабжения речных портов должен проводиться по характеристическому параметру — удельной погонной плотности электрической нагрузки вдоль механизированной причальной стенки портов по причалам отдельных грузов. Применение корреляционного метода математической статистики для анализа графиков электрических нагрузок позволило получить зависимости, необходимые для определения расчетных электрических нагрузок речных портов и их перспективного прогнозирования. Разработанная методика определения оптимальных характеристик элементов электроснабжения позволяет строить рациональную систему.

На основе полученных оптимальных характеристик электроснабжения в диссертации разработаны для применения при реконструкции существующих и вновь сооружаемых речных портов:

рациональная схема электроснабжения;

схемы автоматизации потребительских трансформаторных подстанций;

схемы обеспечения надежности электроснабжения причалов;

конструктивное исполнение специфических элементов подземных трансформаторных подстанций и подземных шинопроводов для троллейного питания перегрузочных механизмов причального фронта.

КИЕВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

С. А. Соколовский защитил 15 июня 1964 г. диссертацию на тему «Разработка и исследование установки для определения температурного поля плазмы электрической дуги». Официальные оппоненты: д. ф.-м. н., проф. Н. Н. Соболев и к. т. н. А. С. Демьянчук.

Основная цель диссертации заключалась в том, чтобы из большого количества имеющихся методов пиromетрии выбрать наиболее подходящий для измерения температуры силы-поточной дуги высокого напряжения и найти наиболее удобный способ измерения распределения температуры по сечению плазмы электрической дуги за промежуток времени, равный примерно 100 мксек.

Для измерения температуры плазмы электрической дуги автором выбран метод обращения спектральных линий. Для измерения распределения оптических температур в поперечном сечении плазмы электрической дуги разработана специальная установка с фотоэлектрической регистрацией момента обращения спектральных линий. В качестве источника сравнения в ней используется прибор, излучение которого соответствует излучению абсолютно черного тела при температуре 39 000°К.

В диссертации приведены также результаты исследования с целью выяснения возможности использования установки для измерения температурных полей плазмы линий электрической дуги высокого напряжения ($I=1$ а, $l=120$ мм, $U=1$ кв).

Г. М. Киричек защитил 15 июня 1964 г. диссертацию на тему «Исследование системы синхронный генератор — асинхронный двигатель в режиме

переменной частоты». Официальные оппоненты д. т. н., проф. М. М. Красношапка и к. т. н. К. Н. Вакуленко.

В результате проведенных исследований данной системы разработаны методы расчета и исследования статических характеристик системы на основе эквивалентных схем замещения. Эти методы дают возможность аналитически учитывать насыщение магнитной цепи генератора, что весьма важно при использовании вычислительных машин для исследования характеристик системы. Учет насыщения основан на предложенном автором аналитическом выражении характеристики холостого хода генератора. Автор предложил также графический метод определения нагрузочных параметров и полного сопротивления двигателя и системы, который исключает громоздкие вычисления для упрощения расчетов характеристик системы. Разработанные методы построения геометрических мест тока позволяют при минимальных вычислениях построить всю картину изменения тока и э. д. с. системы и определить характеристики при любой частоте нагрузке и изменении напряжения по любому закону.

Аналитическое выражение устойчивой части механической характеристики двигателя гиперболической зависимостью расширяет диапазон учета изменения момента в переходном режиме на всю устойчивую часть характеристики.

Разработанные схемы автоматического регулирования возбуждения синхронного генератора обеспечивают регулирование напряжения по различным законам с учетом частоты, нагрузки и падения напряжения в активных сопротивлениях обмоток якорей генератора и двигателя. Спроектированная с учетом особенностей частотного управления система электропривода газотурбовоза на переменном токе обеспечивает тяговые характеристики локомотива с высокими экономическими показателями.

А. Ш. Немировский защитил 26 июня 1964 г. диссертацию на тему «Исследование условно-двенадцатифазных компенсационных преобразователей». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. И. Л. Каганов, д. т. н., проф. В. Г. Холмский и к. т. н., доц. В. М. Синьков.

Выполненные теоретические и экспериментальные исследования условно-двенадцатифазных компенсационных преобразователей подтвердили правильность примененного метода расчета. Поэтому эти расчетные данные могут быть использованы при проектировании, наладочно-пусковых испытаниях и эксплуатации компенсационных преобразователей.

Результаты теоретических и экспериментальных исследований позволяют сделать вывод о том, что условно-двенадцатифазные компенсационные преобразователи являются весьма экономичным и удобным способом компенсации и генерирования реактивной мощности электротехнических электролизных предприятий металлургической и химической промышленности и поэтому могут быть рекомендованы для широкого внедрения.

ХАРЬКОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ имени ЛЕНИНА

И. Н. Сенкевич защитил 25 июня 1965 г. диссертацию на тему «Магнитные усилители в схемах реверсивного дроссельного управления трехфазным асинхронным двигателем». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. М. Бамдасик и к. т. н. Г. В. Островумов.

Наиболее важным свойством, по которому все схемы можно разбить на две группы, является наличие возможности ограничения до любой заданной величины тока в двигателе. В диссертации приведены схемы первой группы, в которых такая возможность отсутствует, и схемы второй группы, в которых она имеется. Автор рассмотрел недостаточно исследованные вопросы специфических условий работы магнитных усилителей и их расчеты на минимум затрат активных материалов в схемах второй группы, где использование габаритной мощности по условиям нагрева может доходить до 90% по сравнению со случаем непосредственного включения нерегулируемого двигателя в сеть. В диссертации также проанализированы некоторые неполно освещенные в литературе вопросы работы усилителей, относящиеся не только к дроссельному приводу, но имеющие значения для других устройств.

В диссертации рассмотрены:

кривые одновременного намагничивания постоянным и переменным магнитным полем;

проектирование магнитных усилителей мощности с комплексной нагрузкой;
двуходрессельная схема с однофазным питанием;
трехдрессельная схема с двухфазным режимом работы двигателя;
четырехдрессельная схема;
пяти- и шестидрессельная схемы.

Анализ схем и их многочисленные расчеты по разработанной методике позволили сделать сравнение схем и дать некоторые рекомендации по их выбору в зависимости от различных факторов.

ГОРЬКОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ имени ЖДАНОВА

В. А. Сучков защитил 30 июня 1964 г. диссертацию на тему «Подмагничиваемые трансформаторы выпрямительных установок». Официальные оппоненты: к. т. н., проф. Ю. Л. Мукосеев и к. т. н., доц. И. Г. Герценштейн.

Разработан ряд конструкций подмагничиваемых трансформаторов, которые нашли применение в зарядных аппаратах и некоторых других выпрямительных установках. Предложена инженерная методика расчета таких регулируемых, бесконтактных трансформаторов. Разработана реверсивная установка выпрямленного тока с подмагничиваемыми трансформаторами, имеющая пониженный на 40% расход активных материалов по сравнению с существующими трансформаторами, и дана инженерная методика расчета элементов такой установки.

На основе анализа физических процессов в данных выпрямительных установках получены формулы для расчета их внешних характеристик при различных нагрузках. Проведено сравнение выпрямительных установок, содержащих трансформаторы с магнитными щупами, с установками, содержащими согласующий трансформатор и дроссели насыщения. Установлено, что для регулирования напряжения целесообразнее применять подмагничиваемые трансформаторы, особенно при нагрузке, изменяющейся в очень широких пределах — от нуля до номинальной. Показано, что расход активных материалов в этом случае меньше, чем для установок с дросселями насыщения, и эта разница тем больше, чем глубже регулирование.

КАУНАССКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

С. К. Восилюс защитил 30 сентября 1964 г. диссертацию на тему «Исследование системы точного регулирования напряжения генератора постоянного тока». Официальные оппоненты: проф. А. В. Фатеев и к. т. н. А. А. Немур.

Создана и исследована система точной стабилизации напряжения генератора постоянного тока мощностью 20 квт и

напряжением 200 в. Для подавления высокочастотных пульсаций стабилизируемого напряжения применяется электронная обратная связь, последний каскад которой — компенсирующий усилитель — включается параллельно генератору. Применение анодной батареи как источника опорного напряжения и усилителя, питаемого от сети переменного тока, позволило упростить конструкцию и разработать удобную в эксплуатации мощную установку стабильного напряжения с высоким к. п. д.

Экспериментальное исследование макета системы показало, что качество переходного процесса системы соответствует предъявляемым к ней требованиям. Система обладает большим запасом устойчивости, а поэтому в эксплуатации качество переходного процесса не будет заметно ухудшаться из-за старения лами усилителей. Данная система может быть использована при медленно меняющейся нагрузке, когда требуется мощный источник со стабильным напряжением, а также в качестве предварительного стабилизатора.

ОМСКИЙ ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРОВ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

В. Г. Аввакумов защитил 22 июня 1964 г. диссертацию на тему «Влияние несимметрии и несинусоидальности напряжения на работу силовых конденсаторов». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Р. А. Воронов и к. т. н., доц. В. С. Дмитриевский.

Исследования, проведенные автором, показали, что:

важнейшим фактором, ограничивающим работу силовых конденсаторов при несинусоидальном напряжении, является их тепловое состояние вследствие возрастания мощности потерь;

величину мощности потерь в силовом конденсаторе при наличии высших гармоник можно определить по приведенным в диссертации выражениям или номограмме;

возможность перегрева силовых конденсаторов токами высших гармоник должна учитываться при проектировании снижением напряжения, приходящегося на конденсатор;

при проектировании конденсаторных установок, могущих работать в условиях воздействия несинусоидального напряжения, совершенно необходимо производить поверочный тепловой расчет по предложенной методике;

неравномерное распределение мощности потерь по фазам конденсаторной установки при несимметричном напряжении может привести в некоторых случаях к перегреву наиболее загруженных фаз;

снижение мощности конденсаторной установки при несимметричном напряжении должно быть учтено увеличением установленной мощности конденсаторов;

увеличение установленной мощности конденсаторной установки при воздействии несимметричного или несимметричного и несинусоидального напряжений экономически целесообразно для большинства случаев.

Доц. А. С. Сергеев



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Г. И. Атабеков, В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, Н. П. Богородицкий,
В. А. Веников, Б. Б. Воронецкий, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин,
А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц
(зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович,
Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. № 2/10. Телефон:
К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтamt, почтовый ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

СОДЕРЖАНИЕ

О. Б. Брон — Движение электрической дуги в магнитном поле	1	чик — Силовые диффузионные кремниевые вентили с контролируемым лавинообразованием типа ВКДЛ	56
Л. П. Падалко и В. Г. Пекелис — К выбору закона регулирования напряжения в центрах питания распределительных сетей	7	А. С. Сандлер, Ю. М. Гусицкий и Г. А. Щукин — Импульсные регуляторы напряжения на тиристорах	60
В. Л. Фабрикант и Л. А. Орехов — Роль компенсации влияния вспомогательных проводов в продольной дифференциальной защите линий	9	В. Г. Бирюлев и Н. Н. Блоцкий — Исследование режимов вынужденных колебаний в схемах электромагнитных генераторов импульсов	66
А. И. Ярошенко — Условия работы вентильных разрядников в электропередачах 750 кв	12	В. Т. Ренне и Л. М. Гуляева — Пути улучшения качества электроизоляционных бумаг	71
В. В. Шматович и В. А. Филимонов — Снижение разрядного напряжения и напряжения гашения вентильных разрядников при увлажненном загрязнении	18	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Б. Б. Бочковский — Импульсная корона на одиночных и расщепленных проводах	22	А. Н. Стрельников — Влияние магнитной проницаемости массивного ротора на характеристики асинхронного двигателя	78
В. В. Сарапкин — Колебания комбинационных частот в линиях высокого напряжения	28	Г. Ф. Долидзе и Т. Г. Зедгинидзе — Реле сопротивления с комбинированной характеристикой	80
О. М. Костюк — Структурная схема синхронного генератора, работающего на линейную симметричную нагрузку	33	Г. А. Ермилова и М. Б. Нейман — Влияние стабилизаторов на диэлектрические свойства полипропиленовой пленки	82
Ш. И. Лутидзе — Переходные процессы в асинхронных машинах с управляемым полупроводниковым коммутатором	39	В. Г. Арутюнов — Некоторые статистические характеристики величин магнитной индукции и проницаемости электротехнической стали	83
В. Н. Гурницкий — Графическое решение задачи динамики электромагнитов постоянного тока по интервалам времени	44	ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ	
А. И. Вольдек — Исследование магнитного поля в воздушном зазоре явнополюсных синхронных машин методом гармонических проводимостей	46	Специализированные вычислительные машины для расчета экономичного распределения активных нагрузок в энергосистемах	85
Б. К. Борисов и П. И. Попов — Универсальный модуль для построения логических схем систем автоматического управления	52	ХРОНИКА	
В. М. Волле, И. В. Греков, Н. Н. Крюкова, В. М. Тучкович, В. Е. Челноков, В. Б. Шуман и Н. И. Якив-	52	Василий Сергеевич Пантишин	90
		Профессор В. И. Полонский	90
		Диссертации	91



Contents

The Travel of an Arc in a Magnetic Field — О. Б. Брон	1	Type ВКДЛ Power Diffusion Silicon Valves with a Controlled Drop — В. М. Волле, И. В. Греков, Н. Н. Крюкова, В. М. Тучкович, В. Е. Челноков, В. В. Шуман, Н. И. Якивчик	56
How Should the Voltage Regulator Act at Feed Centers in Distribution Networks — Л. П. Падалко, В. Г. Пекелис	7	Impulse Voltage Regulators Using Thyristors — А. С. Сандлер, Ю. М. Гусицкий, Г. А. Щукин	60
The Role of Conductor Effect Compensation in Pilot Relying — В. Л. Фабрикант, Л. А. Орехов	9	A Study of Forced Oscillations in Electromagnetic Impulse Generator Circuits — В. Г. Бирюлев, Н. Н. Блоцкий	66
The Performance of Valve Gaps on 750 кв Transmission Systems — А. И. Ярошенко	12	Ways for Improving the Quality of Electrical Insulating Papers — В. Т. Ренне, Л. М. Гуляева	71
The Decrease in the Breakdown and Extinction Voltages of Valve Gaps for Wet and Dirty Insulation — В. В. Шматович, В. А. Филимонов	18	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Impulse Corona on Single and Bundle Conductors — Б. Б. Бочковский	22	How the Permeability of the Solid Rotor in an Induction Motor Influences its Performance — А. Н. Стрельников	78
Combination Frequency Oscillations on High Voltage Lines — В. В. Сарапкин	28	An Impedance Relay with a Combined Characteristic — Г. Ф. Долидзе, Т. Г. Зедгинидзе	80
The Block Diagram for a Synchronous Generator Feeding a Symmetrical Linear Load — О. М. Костюк	33	How Stabilizers Influence the Dielectric Properties of Polypropylene Film — Г. А. Ермилова, М. Б. Нейман	82
Transients in Induction Machines with a Controlled Semiconductor Commutator — С. И. Лутидзе	39	Static Magnetic Induction Characteristics for the Permeability of Electrical Steel — В. Г. Арутюнов	83
Determining Graphically the Dynamics of D. C. Electromagnets Through Time Intervals — В. Н. Гурницкий	44	IN OTHER ENGINEERING JOURNALS	
A Study of the Magnetic Field in the Air Gap of Salient-pole Synchronous Machines by a Method of Harmonic Admittances — А. И. Вольдек	46	52 CHRONICLE	85
A Universal Module for Constructing Logic Circuits in Automatic Control Systems — Б. К. Борисов, П. И. Попов	52	Волгоградская областная научная библиотека	90