

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА
СОВЕТА МИНИСТРОВ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА
ЭНЕРГЕТИКИ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

УДК 621.313.325:621.3.016.45

Повышение использования синхронных компенсаторов в режимах потребления реактивной мощности

Доктор техн. наук Н. И. СОКОЛОВ и инж. Э. А. КАСПАРОВ
Москва

Развитие ВЛ высоких напряжений и широкое применение статических конденсаторов в распределительных сетях вызывает появление избыточной реактивной мощности в часы снижения активных нагрузок. Для потребления избыточной реактивной мощности следует в первую очередь использовать работающие в системе синхронные компенсаторы (СК) и даже генераторы.

Такое решение имеет две стороны: обеспечить устойчивую работу машин в режимах потребления реактивной мощности и не допустить в этих режимах перегрева крайних пакетов стали статора и отдельных конструктивных элементов машины из-за вихревых токов, возникающих под влиянием потоков рассеяния. Способы борьбы с местными перегревами достаточно известны, здесь же остановимся только на вопросах обеспечения устойчивости синхронных машин, в основном СК, в режимах глубокого потребления реактивной мощности.

Для обычного синхронного генератора

$$P = \frac{E_q U}{x_a} \sin \delta + \frac{U^2}{2} \frac{x_a - x_q}{x_a x_q} \sin 2\delta; \quad (1)$$

$$Q = \frac{E_q U}{x_a} \cos \delta - \frac{U^2}{2} \frac{x_a + x_q}{x_a x_q} + \frac{U^2}{2} \frac{x_a - x_q}{x_a x_q} \cos 2\delta. \quad (2)$$

Из (1) следует, что одна и та же по величине и знаку активная мощность может выдаваться синхронной машиной при двух разных значениях угла δ , предполагая изменение последнего от 0 до 2π . Реактивная же мощность при этих же углах будет совершенно различной даже при неизменном возбуждении генератора и постоянном напряжении внешней сети.

Наибольшая потребляемая реактивная мощность для неявнополюсных машин будет при угле $\delta = \pi$, т. е. при 180° и, следовательно, при $P = 0$. Для явнополюсных

машин это остается справедливым, если $\frac{E_q}{U} > 2 \left(\frac{x_a}{x_q} - 1 \right)$; при меньших возбуждениях угол, соответствующий наибольшей потребляемой мощности, немного смещается.

Сдвиг ротора на 180° эквивалентен изменению знака тока ротора на обратный при угле $\delta = 0$. Для СК в режиме большого потребления реактивной мощности удобнее принимать угол сдвига ротора близким к нулю при токе возбуждения обратного знака.

Для синхронных машин даже без активной нагрузки имеется предел значения обратного возбуждения или зависящей от него потребляемой реактивной мощности, после чего нарушается устойчивость, и ротор машины проворачивается. Такое нарушение устойчивости возможно как у нерегулируемой машины, так и у регулируемой. Формально это непосредственно следует из характеристического уравнения машины, записанного при малых отклонениях. Для регулируемого синхронного компенсатора при безынерционных регуляторе и возбудителе:

$$a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4 + \Delta A_0 p^4 + \Delta A_1 p^3 + \Delta A_2 p^2 + \Delta A_3 p + \Delta A_4 = 0. \quad (3)$$

Основные коэффициенты a_0, \dots, a_4 выражаются через параметры режима машины и потребляемую реактивную мощность (см. приложение I). Для машины без регулирования $\Delta A_0 = \Delta A_1 = \dots = \Delta A_4 = 0$ при пренебрежении активными сопротивлениями статорной цепи достаточным критерием устойчивости будет являться положительность всех его коэффициентов. Наиболее жестким является требование $a_4 > 0$. Отсюда предельным режимом по потреблению реактивной мощности будет

$$Q = - \frac{U^2}{x_q}. \quad (4)$$

В действительности, из-за влияния момента трения и других потерь достичь этого предела обычно не удается и предельная потребляемая мощность оказывается меньшей. При автоматическом регулировании возбуждения в характеристическом уравнении появляются дополнительные члены, которые для некоторых законов регулирования приведены в таблице.

Предположим, что подбором коэффициентов регулирования можно предотвратить колебательную неустойчивость системы. Это позволяет рассматривать только последний член характеристического уравнения. Возможными сигналами регулирования могут быть отклонения угла, напряжения на зажимах генератора, тока статора.

Предельный режим определяется из равенства

$$(a_4 + \Delta A_4) = 0, \quad (5)$$

и он такой же, как и без регулирования (определенный по выражению (4)) (см. приложение 11).

Физически это понятно, так как при $\delta = 0$ и $\delta = 180^\circ$, как это следует из (1), регулирование тока возбуждения не может оказывать влияния на положение ротора, поскольку его приращения не могут вызвать никаких дополнительных моментов.

И в этом случае, как и без регулирования, практически работать с потреблением реактивной мощности согласно выражению (4) нельзя из-за тормозного момента и возможности опрокидывания при колебаниях напряжения в сети.

	1	2	3
$\Delta A = \Sigma \Delta a$	$\Delta U_{fa} = (K_{d0\delta} + K_{d1\delta} p + K_{d2\delta} p^2) \Delta \delta$ $\Delta U_{fq} = (K_{q0\delta} + K_{q1\delta} p + K_{q2\delta}) \Delta \delta$	$\Delta U_{fa} = -(K_{d0U} + K_{d1U} p) \Delta U_{CK}$ $\Delta U_{fq} = K_{q0\delta} \Delta \delta$	$\Delta U_{fa} = -K_{d0U} \Delta U_{CK}$ $\Delta U_{fq} = K_{q0\delta} \Delta \delta_{BH}$
Δa_{0d}	—	$K_{d1U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \tau_J \tau'_q$	—
Δa_{0q}	—	—	—
$\Delta a_{0d,q}$	—	—	—
Δa_{1d}	$K_{d2\delta} \frac{U}{x_d} \tau'_q \sin \delta_0$	$K_{d1U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \tau_J + K_{d0U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \tau_J \tau'_q$	$K_{d0U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \tau_J \tau'_q$
Δa_{1q}	$K_{q2\delta} \frac{U}{x_q} \tau'_d \cos \delta_0$	—	$K_{q0\delta} \frac{U}{x_q} \frac{\tau_J \tau'_d}{(Q_0 + U^2/x_{BHIII})}$
$\Delta a_{1d,q}$	—	—	—
Δa_{2d}	$\left(K_{d2\delta} \frac{U}{x_d} + K_{d1\delta} \frac{U}{x_d} \tau'_q \right) \sin \delta_0$	$K_{d1U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \left(Q_0 + \frac{U^2}{x'_q} \right) \tau'_q +$ $+ K_{d0U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \tau_J$	$K_{d0U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \tau_J$
Δa_{2q}	$\left(K_{q2\delta} \frac{U}{x_q} + K_{q1\delta} \frac{U}{x_q} \tau'_d \right) \cos \delta_0$	—	$K_{q0\delta} \frac{U \tau_J}{x_q (Q_0 + U^2/x_{BHIII})}$ $K_{d0U} K_{q0\delta} \frac{U x_{BHIII} \tau_J}{x_d x_q (Q_0 + U^2/x_{BHIII})}$
$\Delta a_{2d,q}$	—	—	—
Δa_{3d}	$\left(K_{d1\delta} \frac{U}{x_d} + K_{d0\delta} \frac{U}{x_d} \tau'_q \right) \sin \delta_0$	$K_{d1U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \left(Q_0 + \frac{U^2}{x_q} \right) +$ $+ K_{d0U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \left(Q_0 + \frac{U}{x'_q} \right) \tau_q$	$K_{d0U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} (Q_0 + U^2/x'_q) \tau'_q$
Δa_{3q}	$\left(K_{q1\delta} \frac{U}{x_q} + K_{q0\delta} \frac{U}{x_q} \tau'_d \right) \cos \delta_0$	$K_{q0\delta} \frac{U}{x_q} \tau'_d$ $K_{d1U} K_{q0\delta} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \frac{U}{x_q}$	$K_{q0\delta} \frac{U}{x_q} \tau'_d$
$\Delta a_{3d,q}$	—	—	—
Δa_{4d}	$K_{d0\delta} \frac{U}{x_d} \sin \delta_0$	$K_{d0U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} Q_0 + \frac{U^2}{x_q}$	$K_{d0U} \frac{x_{BHIII}}{x_d} (Q_0 + U^2/x_q)$
Δa_{4q}	$K_{q0\delta} \frac{U}{x_q} \cos \delta_0$	$K_{q0\delta} \frac{U}{x_q}$	$K_{q0\delta} \frac{U}{x_q}$
$\Delta a_{4d,q}$	—	$K_{d0U} K_{q0\delta} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \frac{U}{x_q}$	$K_{d0U} K_{q0\delta} \frac{x_{BHIII}}{x_d} \frac{U}{x_q}$

Примечание. Выражения в столбцах 2–5 записаны при $\delta = 0$.

В [Л. 1, 2] было предложено доводить значения потребляемой мощности до этого предела смещением оси полюсов ротора относительно поля статора на некоторый угол (до 90 эл. град) посредством специального регулирования возбуждения в зависимости от угла. В таком режиме небольшие закономерные изменения возбуждения вызывают появление моментов удерживающих ротор в заданном положении относительно поля статора. В настоящее время много СК с регуляторами ЦЛЭМ Мосэнерго и ВЭИ работают в таком режиме.

Однако и при таком регулировании СК не используются полностью, так как обычно их сопротивления по поперечной оси значительно больше единицы. Поэтому с учетом влияния сопротивления

трансформаторов потребление реактивной мощности не превышает 60—70% их номинальной мощности. При повороте оси ротора на 90° относительно поля статора обмотка ротора начинает играть роль удерживающей обмотки. Естественно, если иметь еще на роторе обмотку, ось которой совпадала бы с осью потока статора, то ток в последней обмотке мог бы существенно влиять на значение потребляемой реактивной мощности [Л. 3]. Для явнополюсных машин конструктивно удобнее удерживающую обмотку располагать по поперечной оси ротора машины. Такая обмотка может закладываться вместо поперечной успокоительной обмотки примерно с таким же общим сечением меди. Она должна получать питание от отдельного маломощного регулируемого возбудителя через дополнительные кольца.

Предложение [Л. 4] по обеспечению устойчивости СК в режиме глубокого потребления реактивной мощности путем удерживания ротора специальным регулируемым двигателем постоянного тока очень сложно и не получило применения.

Неоднократно предлагалось использовать поперечные обмотки на роторах как для повышения статической, так и динамической устойчивости [Л. 3, 5—11].

Эффективность регулирования тока в удерживающей обмотке обусловлена тем, что при малых значениях угла отклонения тока в ней вызывают немедленные изменения электромагнитного момента, в то время как вариации тока возбуждения по продольной оси в этих условиях никаких дополнительных моментов не вызывают. Регулирование тока возбуждения в этой обмотке позволяет не только удерживать ротор, но и интенсивно гасить колебания угла.

Возникает вопрос о практическом выполнении удерживающей обмотки без значительного изменения конструкции самой машины. У явнополюсных машин удерживающие обмотки могут закладываться в пазы демпферной обмотки вместо последней так, чтобы ось потока от этой обмотки проходила между основными полюсами. У неявнополюсных машин удерживающая обмотка может быть заложена в дополнительные пазы в «большом зубе» ротора. Возможно использование там, где они есть, незаполненных пазов в «большом зубе», выполняемых иногда для выравнивания механической жесткости ротора по обеим осям. Кроме того, учитывая маломощность этой обмотки, ее можно заложить и в крайние пазы ротора вместе с основной обмоткой.

Для оценки значения необходимой мощности, на которую следует рассчитывать обмотку, можно исходить из следующих условий: во-первых, при токе возбуждения обратного знака по продольной оси в удерживающей обмотке должен протекать ток, препятствующий смещению ротора с исходного нулевого положения из-за момента потерь в СК; во-вторых, при случайных угловых смещениях вектора напряжения на зажимах машины относительно э. д. с. по поперечной оси (например, при коммутациях во внешней сети) регулирование тока в удерживающей обмотке должно быть достаточным, чтобы привести ротор к нулевому значению внутреннего угла. Для СК из векторной диаграммы (рис. 1) и выражения (III-1), приведенного в приложении III, пренебрегая потерями в активных сопротивлениях цепи статора, определим синхронную э. д. с.

4	5
$\Delta U_{fd} = K_{d0I} \Delta i_{ct}$	$\Delta U_{fd} = 0$
$\Delta U_{fq} = 0$	$\Delta U_{fq} = K_{q0I_q} \Delta i_q$
—	—
—	—
—	—
$K_{d0I} \frac{\tau_j \tau' q}{x_d}$	—
—	$K_{q0I_q} \frac{\tau_j \tau' d}{x_q}$
—	—
$K_{d0I} \frac{\tau_j}{x_d}$	—
—	$K_{q0I_q} \frac{\tau_j}{x_q}$
—	—
$K_{d0I} \frac{(Q_0 + U/x'q) \tau' q}{x_d}$	—
—	$K_{q0I_q} \frac{Q_0 \tau' d}{x_q}$
—	—
$K_{d0I} \frac{(Q_0 + U^2/x_q)}{x_d}$	—
—	$K_{q0I_q} \frac{Q_0}{x_q}$
—	—

E_d , достаточную для уравновешивания момента потерь ΔP в подшипниках и об охлаждающий газ:

$$E_d = -\frac{x_q}{x_d} E_q \operatorname{tg} \delta - \frac{\Delta P}{U} \frac{x_q}{\cos \delta} - U \left(1 - \frac{x_q}{x_d}\right) \sin \delta. \quad (6)$$

Оценим значение необходимого возбуждения на примере СК типа КСВ-50 с параметрами: $x_d=2,46$; $x_q=1,36$; $x'_d=0,42$, $x'_q=0,29$. Потери ΔP примем равными 1,5% от мощности СК. Приведенное сопротивление трансформатора x_t положим равным 10%.

При напряжении на зажимах СК, равном единице ($U_{CK}=1$), напряжение на шинах трансформатора с высокой стороны

$$U = U_{CK} - I x_t = 1 - 1 \cdot 0,1 = 0,9. \quad (7)$$

(Исходный принят режим выдачи всей реактивной мощности в сеть).

Для удержания машины с углом $\delta=0$ требуется согласно (6)

$$E_d = -0,024,$$

т. е. менее 3% от поперечной э. д. с. в режиме холостого хода.

Синхронная э. д. с. от тока в продольной обмотке возбуждения, необходимая для полной загрузки СК по току в режиме потребления

$$E_q = U - I x_d = -1,66.$$

Определим теперь необходимое возбуждение для возврата ротора к исходному нулевому значению внутреннего угла после его случайного смещения, которое в примере примем равным 20 эл. град.:

$$E_d = -0,23,$$

т. е. наибольшее значение E_d составит всего около одной четвертой значения э. д. с. от тока в продольной обмотке при холостом ходе. Учитывая различные сопротивления по продольной и поперечной осям, ток возбуждения в относительных единицах будет больше э. д. с. в отношении $\frac{x_{ad}}{x_{aq}}$.

Полученное значение э. д. с. определено при медленном смещении угла до 20 эл. град., на самом же деле при внезапных изменениях угла ток в обмотке будет складываться из свободного при внезапном относительном смещении оси ротора и принужденного от возбудителя. При этом напряжение на возбудителе потребуется меньшее, чем в первом случае.

Принятое смещение фазы в 20 эл. град. является очень большим и в действительности будет меньше. Смещение фазы э. д. с. относительно напряжения может возникнуть при переключениях в сети (например, при отключении параллельной линии) и в результате торможения СК при коротком замыкании.

Электромагнитные переходные процессы при коротком замыкании вблизи СК имеют некоторые особенности. В режиме глубокого потребления реактивной мощности сверхпереходная и переходная э. д. с. имеют положительные значения, но обе они по величине меньше единицы, синхронная же э. д. с. E_q может иметь отрицательное значение. Поэтому при коротком замыкании начальный ток будет значительно меньше, чем у СК, работающего в нормальном режиме, меньше будет и апериодическая слагающая тока. В дальнейшем его значение снижается до нуля, а затем, изменив на 180° фазу, ток возрастает до величины, определяемой зна-

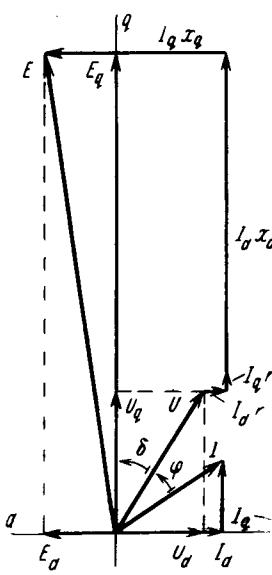
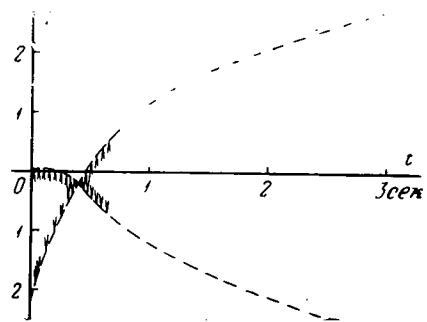


Рис. 1. Векторная диаграмма синхронной машины в режиме генератора при возбуждении по обеим осям.

Рис. 2. Изменение тока статора при коротком замыкании на зажимах статора СК, работающего в режиме потребления реактивной мощности.



чением E_q (рис. 2). Ток в основной обмотке возбуждения в момент короткого замыкания меняет знак и становится положительным, а затем переходит через нуль и возвращается к своему отрицательному значению.

Синхронные машины, как известно, тормозятся при коротком замыкании, и момент торможения пропорционален квадрату свободного тока. У СК, работающих в режиме потребления, ток короткого замыкания в начальный момент из-за меньшей величины E'_{q0} на 30—60% меньше, чем в нормальном режиме, а следовательно, намного меньше и тормозящий момент. Можно показать, что при этих условиях смещение ротора за время замыкания не превзойдет 3—5 эл. град.

При выборе удерживающей обмотки следует учитывать и необходимость использования ее при пуске СК. При этом она может замыкаться через активное сопротивление, что позволит снизить пусковой ток и повысить начальный момент. Поскольку удерживающая обмотка укладывается в пазы вместо пусковой, то объем меди будет примерно тем же самым, что и у пусковой обмотки. Так как при этом токи будут меньше, то можно ожидать перегревов этой обмотки при пусках СК.

Режим значительного потребления реактивной мощности возможен только при автоматическом регулировании тока возбуждения в поперечной удерживающей обмотке (APB—q). При этом ток в продольной обмотке может быть неизменным или регулироваться по какому-либо режимному параметру (APB—d).

При выборе закона регулирования APB—d можно исходить из того, что до тех пор, пока пространственные положения в системе роторов генераторов и их э. д. с. за переходными сопротивлениями не изменятся, регулирование возбуждения по продольной оси СК не вызовет у него никаких электромагнитных моментов, а следовательно, не повлияет на его движение. Это справедливо, если не учитываются активные сопротивления в сети.

Поэтому регулированию APB—d можно поручить только задачу поддержания напряжения на зажимах СК или в узле нагрузки. Задача демпфирования колебания других машин в системе здесь не рассматривается. Кроме сигнала по отклонению напряжения в APB—d, может оказаться необходимым введение стабилизирующих обратных связей или производных по напряжению или току для предотвращения возможных электромагнитных колебаний по контуру: регулятор, возбудитель, контуры ротора, напряжение на зажимах или ток.

Задачи регулирования АРВ— q значительно шире. Во-первых, необходимо предотвратить сползание ротора СК и дальнейшее его опрокидывание в режимах потребления реактивной мощности, т. е. когда E_q имеет обратный знак по отношению к U_q . Для этого регулятор должен обеспечивать в любых рабочих режимах положительность последнего члена характеристического уравнения. Во-вторых, регулирование должно предотвращать раскачивание машин и интенсивно демпфировать колебания, если они вызваны внешним возмущением как в режимах потребления реактивной мощности, так и выдачи.

В третьих, регулирование должно поддерживать в любых стационарных режимах внутренний угол близким к нулю. Как было указано ранее, в этом случае длительный ток в удерживающей обмотке будет минимальным, что позволит выбирать ее на малую мощность.

Для удовлетворения третьего условия основными сигналами регулирования должны быть либо внутренний угол (в общем случае охватывающий и сопротивления до первого узла нагрузки), либо другой режимный параметр, зависящий от угла, например ΔI_q , ΔU_d . Для стабилизации могут использоваться производные этих параметров, а также активные токи и мощность. Как видно из таблицы, любой из этих режимных параметров может влиять как на последний член, так и на коэффициенты при высших степенях p . Исследования на АВМ подтверждают указанные положения. Однако наиболее целесообразным параметром режима, используемым для регулирования, является внутренний угол, который может быть измерен на месте. Поперечный ток и продольная составляющая напряжения могут быть получены только через измеренный внутренний угол, т. е. более сложным путем. Кроме того, «добавки» как Δa_{I_q} , так и Δa_{U_d} меняют свой знак (см. таблицу) вместе с изменением знака Q , что требует введения в АРВ дополнительных блокировок.

Практически полный угол мало пригоден для регулирования СК в сложной системе не только из-за трудности его получения. Угол между поперечной осью СК и вектором напряжения шин, относительно которых ведется отсчет, не остается постоянным и меняется в зависимости от потокораспределения мощности в системе. Регулятор АРВ— q будет стремиться поддерживать заданный угол при активной мощности СК, равной нулю. При этом появится постоянное возбуждение по поперечной оси, которое может быть значительным по величине и длительным по времени. Регулирование же по внутреннему углу этим недостатком не обладает.

Поперечное регулирование при $\delta=0$ практически не влияет на значение напряжения на зажимах машины, так, при малых отклонениях δ , а следовательно и U_d , отклонение полного напряжения будет иметь величину второго порядка малости и не должно учитываться. При конечных возмущениях и потолочном возбуждении по поперечной оси E_d будет во всяком случае менее 0,5, а U_d примерно на порядок меньше. Если даже принять, что U_d достигнет 0,1, то при $U_q=1$ отклонение напряжения

составит $V^{1^2+0,1^2}-1 \approx 0,005$, т. е. всего около 0,5%.

Устойчивость такого регулирования проверялась для линеаризованной системы уравнений (приложение 1) при вариации значения обратного возбуждения ($-E_{q0}$) и коэффициента усиления по отклонению угла. Регулирование осуществлялось только по поперечной оси, однако в уравнениях учитывался и продольный контур обмотки возбуждения. При этом на передаточную функцию системы возбуждения поперечной оси оказывают влияние параметры продольного контура возбуждения. Соответственно, при рассмотрении регулирования по продольной оси влияют параметры поперечной оси, даже если там нет регулятора. Часто последнее не учитывается, что искажает результаты [Л. 11]. Влияние обмоток по другой оси видно из таблицы. Например, при регулировании по углу (первый столбец) отклонение последнего оказывается не только в последнем члене Δa_q , но и в предпоследнем. Попутно отметим, что такой учет контуров поперечной оси необходим и у обычных машин там, где их постоянные времена T_B достаточно велики, например у турбогенераторов.

При построении областей устойчивости учитывались и первые две производные угла, коэффициенты по которым принимались заданными. Область D -разбиений в зоне отрицательных возбуждений ограничивается особой прямой (приложение IV)

$$-E_{q0} = K_{q08} \frac{x_d}{x'_q} + U \left(\frac{x_d}{x'_q} - 1 \right) \quad (8)$$

и, в общем случае, кривой, описываемой двумя уравнениями в параметрической форме:

$$K_{q08} = U \frac{x_q - x'_q}{x'_q} + \frac{K_{q18}}{x'_q} + \omega^2 K_{q28}; \quad (9)$$

$$E_{q0} = \tau_s \frac{x_d}{U} \omega^2 - U \frac{x_d - x'_q}{x'_q} - \frac{1}{x'_q} \frac{x_d}{x_q} K_{q18}. \quad (10)$$

При пропорциональном регулировании только по отклонению угла предельный коэффициент усиления становится независимым от возбуждения по продольной оси ($K_{q08} = U \frac{x_q - x'_q}{x'_q}$) и ограничивающая кривая переходит в прямую, параллельную оси ординат. Область устойчивости оказывается ограниченной особой прямой (8) и вертикальной прямой $|K_{q08}| = \text{const}$.

При этом предельном коэффициенте усиления наибольшее возможное обратное возбуждение

$$-E_{q\max} = U \left(\frac{x_d}{x'_q} - 1 \right) \quad (11)$$

и соответствующая этому возбуждению реактивная мощность

$$Q_{\max} = -\frac{U^2}{x'_q}, \quad (12)$$

т. е. последняя зависит только от переходного сопротивления по поперечной оси. Возможное здесь значение намного превышает номинальную мощность СК.

На рис. 3 изображена аналитически рассчитанная область устойчивости для синхронного компенсатора КВС-50, построенная в координатах параметров $-E_{q0}$ и K_{q08} . При такой системе регу-

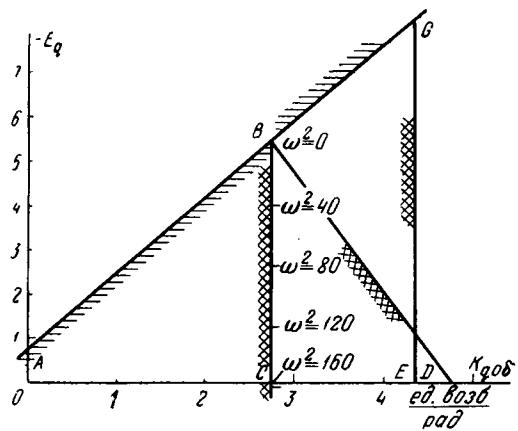


Рис. 3. Области устойчивости синхронного компенсатора КСВ-50.

$x_d = 2,46; x_q = 1,36; x'_d = 0,42; x'_q = 0,29; \tau_d = 4,23 \text{ сек}; \tau_{d0} = 9,1 \text{ сек}; \tau'_d = 1,55 \text{ сек}; \tau'_q = 0,08 \text{ сек}; x_{\text{внш}} = 0,1$; ОАВС — регулирование в поперечной оси по отклонению угла; ОАГЕ — то же по отклонению угла и первой его производной ($K_{q18} = 0,13 \text{ ед. возб./рад. сек}$); ОАБД — то же по отклонению угла и второй его производной ($K_{q28} = 0,013 \text{ ед. возб./рад. сек}^2$).

лирования без производных предельным является коэффициент усиления 2,8—2,7 ед. возб./рад., предельной величиной обратного возбуждения оказалась величина $-E_{q0} = 5,4$ в относительных единицах. Таким образом, простое пропорциональное регулирование обеспечивает потребление реактивной мощности при $U = 0,9$:

$$Q_{\max} = 2,08,$$

что почти в два раза превышает номинальную мощность синхронного компенсатора.

Введение первой производной, не изменяя характера области устойчивости, смешает вправо ограничивающую вертикальную прямую на величину $\frac{K_{q18}}{\tau'_q}$. При этом предел потребляемой мощности, если не учитывать другие ограничивающие факторы, неограниченно возрастает (рис. 3, область ОАГЕ).

Введение второй производной в рассматриваемом идеализированном случае не приводит к повышению предельной мощности, расширяя ее при малых значениях $-E_{q0}$. Ограничивающая кривая и в этом случае остается прямой, но приобретает наклон. На том же рисунке этому случаю соответствует область ОАБД при коэффициенте при первой производной, равном нулю.

Влияние постоянных времени возбудителя τ_v , регулятора τ_p и дифференцирующих звеньев τ_d изучалось на АВМ для СК с несколько другими параметрами, чем ранее рассмотренный при регулировании по внутреннему углу. Учет запаздываний значительно влияет на допустимый коэффициент усиления по отклонению, однако ведение первой производной и в этом случае практически неограниченно расширяет область.

Процессы при внезапных набросах и сбросах реактивной мощности также изучались на АВМ. Рассматривалась схема, изображенная на рис. 4, а. Мощная станция питает узел нагрузки, связанный с системой бесконечной мощности. СК снабжен регулятором возбуждения по напряжению и его производной для продольной оси, действующим на основную обмотку возбуждения, и регулированием по отклонению внутреннего угла и его первой и второй производными — на поперечную удерживающую обмотку. Изменения напряжения на шинах вызывались отключением и включением значительной реактивной нагрузки, что сопровождалось мгновенным изменением напряжения на 10%.

В ходном режиме реактивная мощность СК соответствует номинальной.

Как видно из осцилограммы на рис. 4, б, при повышении напряжения на зажимах СК напряжение возбуждения по продольной оси изменилось с $+1,65 U_{fdx,x}$ до $-0,957 U_{fdx,x}$. Одновременно стал изменяться и ток ротора, который через две секунды достиг наибольшего своего отрицательного значения $0,47 I_{fp}$. Напряжение возбуждения, достигшее вначале своего потолочного отрицательного значения, затем снизилось после достижения необходимого значения тока ротора. Процессы как набора отрицательной реактивной мощности, так и обратного восстановления режима при выбранном законе регулирования проходят без качаний. Напряжение на удерживающей обмотке изменялось очень незначительно, но и этого оказалось достаточным, чтобы обеспечить устойчивость компенсатора в этом режиме. На рис. 4, в показан тот же процесс при повышении напряжения в сети, но при отключенном удерживающей поперечной обмотке. В начальной стадии процессы развивались одинаково. Однако после изменения направления тока в основной

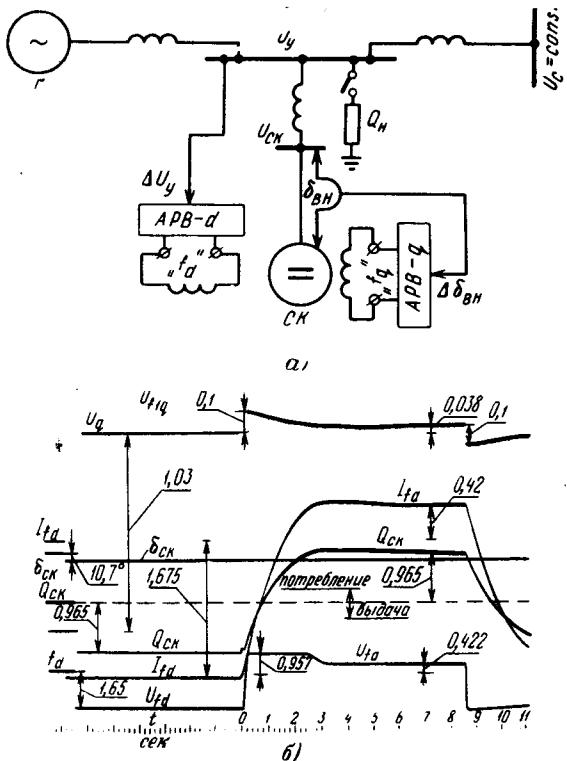
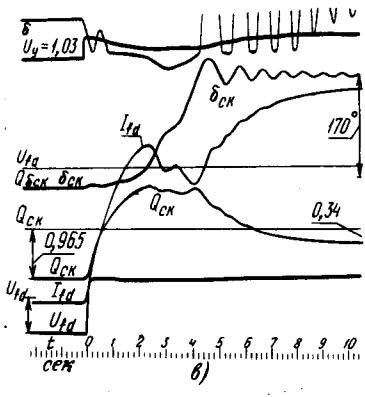


Рис. 4. Схема исследования СК на АВМ в режиме потребления реактивной мощности и осциллографы.

а — $x_d = 1,17; x_q = 0,84; x'_d = -0,32; x_{\text{внш}} = 0,1; \tau_j = 6,9 \text{ сек}; \tau'_d = 1,2 \text{ сек}; \tau'_q = 0,013 \text{ сек};$
б — протекание переходного процесса при переводе СК из режима выдачи реактивной мощности в режим потребления и обратно (регулирование ведется одновременно в продольной и поперечной оси); в — же, что и б, но при отключенном поперечном регулировании.



обмотке угол начал увеличиваться, а затем ротор быстро повернулся на 180° . Ток ротора достиг наибольшего своего значения в обратную сторону, реактивная же мощность после первоначального заброса в отрицательную сторону снова стала положительной. Моделирование СК на аналоговой вычислительной машине выполнялось по обычной методике [Л. 12] без учета трансформаторной Э. Д. С. и э. д. с. скольжения.

Полученные результаты показывают, что применение удерживающей поперечной обмотки на роторе позволяет не только полностью загружать СК в режиме потребления реактивной мощности, но при необходимости даже сильно его форсировать. Важным является также и то, что в режиме потребления угол сдвига близок к нулю и, следовательно, СК в любой момент готов к выдаче реактивной мощности.

Приложение I. Уравнения регулируемой по двум осям синхронной машины при малых отклонениях. Запишем уравнения машины при следующих допущениях: не учитываются переходные процессы в цепях статора, активные сопротивления в статорной цепи принимаются равными нулю, машина считается ненасыщенной (предполагается также только по одному контуру по каждой из осей ротора):

$$\begin{aligned} \Delta U_d &= -\Delta \Psi_q; \quad \Delta U_q = \Delta \Psi_d; \quad \Delta U_{fd} = p \Delta \Psi_{fd} + r_{fd} \Delta I_{fd}; \\ \Delta U_{f_q} &= p \Delta \Psi_{f_q} + r_{f_q} \Delta I_{f_q}; \quad \Delta \Psi_d = x_d \Delta I_d + x_{ad} \Delta I_{fd}; \\ \Delta \Psi_q &= x_q \Delta I_q + x_{aq} \Delta I_{f_q}; \quad \Delta \Psi_{fd} = x_{fd} \Delta I_{fd} + x_{ad} \Delta I_d; \\ \Delta \Psi_{f_q} &= x_{f_q} \Delta I_{f_q} + x_{aq} \Delta I_q; \quad \tau_d p^2 \Delta \delta + \Delta m_{\text{эм}} = 0; \\ \Delta m_{\text{эм}} &= \Psi_{d0} \Delta I_q + I_{q0} \Delta \Psi_d - \Psi_{q0} \Delta I_d - \Delta \Psi_q I_{d0}. \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (\text{I-1})$$

Эта система дополняется уравнениями для приращений напряжений на зажимах обмоток возбуждения по продольной и поперечной осям:

$$\begin{aligned} \Delta U_{fd} &= A_d(p) \Delta I_d + B_d(p) \Delta I_q + C_d(p) \Delta I_{fd} + \\ &\quad + D_d(p) \Delta I_{f_q} + F_d(p) \Delta \delta; \\ \Delta U_{f_q} &= A_q(p) \Delta I_d + B_q(p) \Delta I_q + C_q(p) \Delta I_{fd} + \\ &\quad + D_q(p) \Delta I_{f_q} + F_q(p) \Delta \delta, \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (\text{I-2})$$

где $A_d(p)$, $A_q(p), \dots, F_q(p)$ — передаточные функции, зависящие от параметров, коэффициентов регулирования и режима.

Этой системе будет соответствовать характеристическое уравнение

$$a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4 + \Delta U_{fd} (1 + p \tau'_q) + \Delta U_{f_q} (1 + p \tau'_d) = 0. \quad (\text{I-3})$$

которое может быть раскрыто в виде

$$(a_0 + \Delta a_0) p^4 + (a_1 + \Delta a_1) p^3 + \dots + (a_4 + \Delta a_4) p^0 = 0. \quad (\text{I-4})$$

Добавочные коэффициенты $\Delta a_0, \dots, \Delta a_4$ для некоторых законов регулирования приведены в таблице. Запишем коэффициенты основного уравнения [Л. 10]:

$$\begin{aligned} a_0 &= \tau_f \tau'_d \tau'_q; \quad a_1 = \tau_f (\tau'_d + \tau'_q); \\ a_2 &= \tau_f + a_4 \tau'_d \tau'_q + U^2 \left(\frac{x_d - x'_d}{x_d x'_d} \sin^2 \delta_0 + \right. \\ &\quad \left. + \frac{x_q - x'_q}{x_q x'_q} \cos^2 \delta_0 \right) \tau'_d \tau'_q; \\ a_3 &= a_4 (\tau'_d + \tau'_q) + U^2 \left(\frac{x_d - x'_d}{x_d x'_d} \sin^2 \delta_0 \tau'_d + \right. \\ &\quad \left. + \frac{x_q - x'_q}{x_q x'_q} \cos^2 \delta_0 \tau'_q \right); \\ a_4 &= \frac{E_{q0} U}{x_d} \cos \delta_0 - \frac{E_{d0} U}{x_q} \sin \delta_0 + \\ &\quad + U^2 \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \cos 2\delta_0. \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (\text{I-5})$$

Свободный член характеристического уравнения может быть иначе записан через величину реактивной мощности

$$a_4 = Q_0 + \frac{U^2}{2} \frac{x_d + x_q}{x_d x_q} + \frac{U^2}{2} \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \cos 2\delta_0. \quad (\text{I-6})$$

Приложение II. Предельная загрузка СК, имеющего только продольную обмотку возбуждения. Для обычного синхронного компенсатора без автоматического регулятора возбуждения (АРВ) с только продольной обмоткой возбуждения при $\delta = 0$ коэффициенты характеристического уравнения в соответствии с (I-5) записутся в виде:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \tau_f \tau'_d \tau'_q; \quad a_1 = \tau_f (\tau'_d + \tau'_q); \\ a_2 &= \tau_f + a_4 (\tau'_d \tau'_q) + U^2 \frac{x_q - x'_q}{x_q x'_q} \tau'_d \tau'_q; \\ a_3 &= a_4 (\tau'_d + \tau'_q) + U^2 \frac{x_q - x'_q}{x_q x'_q} \tau'_q; \\ a_4 &= \frac{E_{q0} U}{x_d} + U^2 \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} = Q_0 + \frac{U^2}{x_q}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-1})$$

При $\delta = 0$ без АРВ колебательная неустойчивость не может возникнуть, поэтому достаточно проверить только положительность коэффициентов характеристического уравнения. Наиболее жестким является требование положительности a_4 , т. к. при этом a_2 и a_3 также положительны. Требования $a_4 > 0$ приводят к условию

$$E_{q0} > -U \left(\frac{x_d}{x_q} - 1 \right). \quad (\text{II-2})$$

Учитывая, что реактивная мощность СК

$$Q = \frac{E_q - U}{x_d} U, \quad (\text{II-3})$$

то предельно возможная реактивная мощность

$$Q = -\frac{U^2}{x_q}, \quad (\text{II-4})$$

что согласуется с полученным ранее выражением в [Л. 1] из условия положительности синхронизирующего момента.

При автоматическом регулировании возбуждения только по отклонению угла добавочный член Δa_4 равен нулю, так как $\sin \delta_0 = 0$, и, следовательно, регулирование возбуждения никакого влиянияказать не может. Это относится и ко всем производным угла.

При регулировании по любому другому параметру режима при $\delta = 0$ влияние регулирования возбуждения также не будет. Например, при регулировании по току статора (таблица, столбец 4) условие $a_4 + \Delta a_4 \geq 0$ приводится к уравнению

$$\left(Q_0 + \frac{U^2}{x_q} \right)^* + K_{d0I} \frac{1}{x_d} \left(Q_0 + \frac{U^2}{x_q} \right) \geq 0,$$

т. е.

$$\left(Q_0 + \frac{U^2}{x_q} \right) \left(1 + \frac{K_{d0I}}{x_d} \right) \geq 0. \quad (\text{II-5})$$

Очевидно, что при K_{d0I} — положительном приходим к (II-4).

Коэффициент усиления не может быть отрицательным, так как иначе нарушились бы условия положительности $a_3 + \Delta a_{3d} > 0$.

Аналогичные условия возникают и при других видах регулирования.

Приложение III. Установившийся режим синхронной машины с продольной и поперечной обмотками возбуждения на роторе. Для синхронной машины с обмотками возбуждения в обеих осях ротора¹:

$$\begin{aligned} U_q &= U \cos \delta_0 = E_{q0} + x_d I_d - r I_q; \\ U_d &= -U \sin \delta_0 = E_{d0} - x_q I_q - r I_d, \end{aligned} \quad (\text{III-1})$$

где δ_0 — угол между поперечной осью машины и вектором напряжения (рис. 1). При пренебрежении активными сопротивлениями

¹ Принято, что ось d опережает ось q . Положительным считается ток возбуждения, вызывающий э. д. с. по положительному направлению.

ями цепи статора

$$I_d = \frac{U_q - E_{q0}}{x_d}; \quad I_q = -\frac{U_d - E_{d0}}{x_q}. \quad (\text{III-2})$$

Активная и реактивная мощности:

$$\left. \begin{aligned} P &= U_d I_d + U_q I_q = \frac{E_{q0} U}{x_d} \sin \delta_0 + \frac{E_{d0} U}{x_q} \cos \delta_0 + \\ &\quad + \frac{U^2}{2} \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \sin 2\delta_0; \\ Q &= U_d I_q - U_q I_d = \frac{E_{q0} U}{x_d} \cos \delta_0 - \frac{E_{d0} U}{x_q} \sin \delta_0 + \\ &\quad + \frac{U^2}{2} \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \cos 2\delta_0 - \frac{U^2}{2} \frac{x_d + x_q}{x_d x_q}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{III-3})$$

Из векторной диаграммы и приведенных выше уравнений видно, что одна и та же активная мощность может быть получена при разных значениях угла сдвига ротора δ_0 в зависимости от значений тока по разным обмоткам возбуждения или, соответственно, синхронных э. д. с. E_{q0} и E_{d0} . Реактивные же мощности будут различными. Для ненагруженной машины угол δ_0 также может быть различным, однако наименьший ток возбуждения поперечной обмотки будет при угле сдвига ротора, равном нулю. Такой режим по нагреву является наиболее желательным.

Приложение IV. Предельная загрузка СК при регулировании возбуждения по поперечной оси. Регулирование возбуждения по поперечной оси должно обеспечивать устойчивость СК в режимах как выдачи, так и потребления реактивной мощности. Для проверки устойчивости исследуем характеристическое уравнение при безынерционном регуляторе и возбудителе (Г-3) при регулировании по углу и первым двум его производным. Последние четыре коэффициента характеристического уравнения (Г-5) при таком регулировании получат добавочные члены (таблица, столбец 1):

$$\left. \begin{aligned} \Delta a_{1q} &= K_{q2\delta} \frac{U}{x_q} \tau'_d; \quad \Delta a_{2q} = K_{q2\delta} \frac{U}{x_q} + K_{q0\delta} \frac{U}{x_q} \tau'_d; \\ \Delta a_{3q} &= K_{q1\delta} \frac{U}{x_q} + K_{q0\delta} \frac{U}{x_q} \tau'_d; \quad \Delta a_{4q} = K_{q0\delta} \frac{U}{x_q}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{IV-1})$$

Построим при $\delta_0=0$ область D -разбиения в плоскости коэффициентов усиления по отклонению угла и э. д. с. $-E_{q0}$. Последняя величина пропорциональна току возбуждения и непосредственно связана с реактивной мощностью (Г-3). Коэффициенты по производным $K_{q2\delta}$ и $K_{q1\delta}$ считаем заданными.

Удобно предварительно уравнения записать в переменных $K_{q0\delta}$ и a_4 , а затем перейти от a_4 к $-E_{q0}$, которое с ним линейно связано.

После подстановки $j\omega$ вместо p в характеристическое уравнение приходим к системе из двух уравнений:

$$\begin{aligned} \omega^4 a_0 - \omega^2 \left(a_2 + \frac{U}{x_q} K_{q2\delta} + \frac{U}{x_q} \tau'_d K_{q1\delta} \right) + a_4 + \frac{U}{x_q} K_{q0\delta} &= 0; \\ -\omega^2 \left(a_1 + \frac{U}{x_q} \tau'_d K_{q2\delta} \right) + \omega \left(a_3 + \frac{U}{x_q} K_{q1\delta} + \frac{U}{x_q} \tau'_d K_{q0\delta} \right) &= 0. \end{aligned}$$

Подставив из (Г-5) значения коэффициентов и выделив варьируемые величины a_4 и $-K_{q0\delta}$, получим следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} a_4 (1 - \omega^2 \tau'_d \tau'_q) + K_{q0\delta} \frac{U}{x_q} + \left[\omega^4 \tau'_d \tau'_q - \omega^2 (\tau_j + \right. \\ \left. + U^2 \frac{x_q - x'_q}{x_q x'_q} \tau'_d \tau'_q + \frac{U}{x_q} \tau'_d K_{q1\delta} + \frac{U}{x_q} K_{q2\delta}) \right] &= 0; \\ a_4 \omega (\tau'_d + \tau'_q) + K_{q0\delta} \frac{U}{x_q} \omega \tau'_d + \left[U \frac{x_q - x'_q}{x_q x'_q} \tau'_q - \right. \\ \left. - \omega^2 (\tau'_d + \tau'_q) \tau_j - \frac{U}{x_q} \omega^2 \tau'_d K_{q2\delta} + \frac{U}{x_q} K_{q1\delta} \right] &. \end{aligned} \right\} \quad (\text{IV-2})$$

Уравнение пограничной кривой области устойчивости в параметрической форме будет иметь вид:

$$a_4 = \frac{\Delta_1}{\Delta}; \quad K_{q0\delta} = \frac{\Delta_2}{\Delta},$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Delta &= -\omega \tau'_q [(\omega \tau'_d)^2 + 1] \frac{U}{x_q}; \\ \Delta_1 &= [(\omega \tau'_d)^2 + 1] \left[-\tau_j \tau'_q \omega^2 + U^2 \frac{x_q - x'_q}{x_q x'_q} \tau'_q + \right. \\ &\quad \left. + \frac{U}{x'_q} K_{q1\delta} \right] \omega \frac{U}{x_q}; \\ \Delta_2 &= -[(\omega \tau'_d)^2 + 1] \left[U^2 \frac{x_q - x'_q}{x_q x'_q} \tau'_q + \right. \\ &\quad \left. + \frac{U}{x_q} K_{q1\delta} + \frac{U}{x_q} \tau'_q \omega^2 K_{q2\delta} \right] \omega. \end{aligned} \right\} \quad (\text{IV-3})$$

После преобразований получаем:

$$\left. \begin{aligned} a_4 &= \frac{\Delta_1}{\Delta} = \left[\tau_j \omega^2 - U^2 \frac{x_q - x'_q}{x_q x'_q} - \frac{U}{x_q} \frac{K_{q1\delta}}{\tau'_q} \right]; \\ K_{q0\delta} &= \frac{\Delta_2}{\Delta} = \left[U \frac{x_q - x'_q}{x'_q} + \frac{1}{\tau'_q} K_{q1\delta} + \omega^2 K_{q2\delta} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (\text{IV-4})$$

В то же время

$$a_4 = \frac{E_{q0} U}{x_d} + U^2 \frac{x_d - x_q}{x_d x_q}.$$

Подставляя в (IV-4), получим

$$E_{q0} = \left[\tau_j \frac{x_d}{U} \omega^2 - U \frac{x_d - x'_q}{x'_q} - \frac{1}{\tau'_q} \frac{x_d}{x_q} K_{q1\delta} \right]. \quad (\text{IV-5})$$

Особая прямая в данном случае находится после приведения свободного члена характеристического уравнения нулю ($a_4=0$).

Разрешая последнее уравнение относительно $-E_{q0}$, получим

$$-E_{q0} = K_{q0\delta} \frac{x_d}{x_q} + U \left(\frac{x_d}{x_q} - 1 \right). \quad (\text{IV-6})$$

Для случая пропорционального регулирования только по углу коэффициент усиления (IV-4)

$$K_{q0\delta} = U \left(\frac{x_q}{x'_q} - 1 \right),$$

и ограничивающая кривая обращается в прямую параллельную оси E_{q0} .

Подставляя значение $K_{q0\delta}$ в (IV-6), получим предельно возможное значение $-E_q$ при регулировании по углу:

$$-E_q = U \left(\frac{x_d}{x'_q} - 1 \right), \quad (\text{IV-7})$$

которому соответствует потребление реактивной мощности:

$$Q = \frac{E_{q0} - U}{x_d} U = -\frac{U^2}{x'_q}. \quad (\text{IV-8})$$

Это значение $-E_{q0}$ соответствует частоте $\omega=0$.

Таким образом при отрицательных E_{q0} область ограничивается двумя прямыми (рис. 3), при положительных значениях E_{q0} область ограничивается теми же прямыми, уходящими в бесконечность.

При введении дополнительно первой производной угла коэффициент отклонения по углу

$$K_{q0\delta} = U \left(\frac{x_q}{x'_q} - 1 \right) + \frac{1}{\tau'_q} K_{q1\delta} \quad (\text{IV-9})$$

и предельное значение обратной э. д. с.

$$-E_q = \frac{1}{\tau'_q} K_{q1\delta} + U \left(\frac{x_d}{x'_q} - 1 \right). \quad (\text{IV-10})$$

В данном идеализированном случае ($\tau_0 = \tau_{per} = \tau_D = 0$) можно допускать любое значение $-E_{q0}$ при соответственно выбранном $K_{q1\delta}$.

При регулировании по каким-либо другим параметрам режима в характеристическое уравнение вводятся «добавки», которые для некоторых законов регулирования приведены в таблице.

Постоянные времени элементов системы возбуждения и регулятора также могут быть учтены [Л. 13 и 14].

Литература

1. Соколов Н. И., Знакопеременное возбуждение синхронных компенсаторов в режиме потребления реактивной мощности, «Электричество», 1960, № 5.
2. Шабад В. К., Любина В. С., Регулирование мощного синхронного компенсатора с целью повышения его загрузки в индуктивном режиме, «Электричество», 1965, № 1.
3. Соколов Н. И., Каспаров Э. А., Устройство для регулирования возбуждения синхронных компенсаторов, Авторское свидетельство № 265252 с приоритетом от 7/VI-1968, Бюлл. изобр. № 10, 1970.
4. Дель-Педро М., Вивара, Кено М., Обеспечение искусственной устойчивости синхронных компенсаторов путем регулирования момента в функции угла, «Синхронные генераторы», доклады СИГРЭ, вып. 5, Госэнергоиздат, 1959.
5. Ботвинник М. М., Фези-Жилинская М. С., Регулирование возбуждения синхронной машины в продольной и поперечной осях ротора, Труды ВНИИЭ, вып. VI, 1957.
6. Попов В. В., Статическая устойчивость синхронного генератора с продольно-поперечным возбуждением, «Электротехника», 1961, № 8.
7. Важнов В. И. и др., Синхронные компенсаторы для дальних электропередач, «Электричество», 1958, № 10.
8. Попов В. В., Динамическая устойчивость синхронного генератора с продольно-поперечным возбуждением, Изв. вузов, «Электромеханика», 1961, № 12.
9. Сереп С. Н., Process for increasing the transient stability Power limits on a. c. transmission system, CIGRE, paper 305, 1962; 304, 1964.
10. Каспаров Э. А., Соколов Н. И., Возможность улучшения электромеханических переходных процессов синхронных двигателей, работающих с ударной нагрузкой на валу, Труды ВНИИЭ, вып. 37, 1970.
11. Карагог S. C., Kalsi S. S., Adkins B., Improvement of alternator stability by controlled quadrature excitation, Proceeding of the institution of electrical engineers, vol. 116, numb. 5, 1969.
12. Под ред. Соколова Н. И., Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах, изд-во «Энергия», 1970.
13. Под ред. Веникова В. А., Методика расчетов устойчивости автоматизированных электрических систем, изд-во «Высшая школа», 1966.
14. Лукашев Э. С., Исследование влияния параметров системы автоматического регулирования возбуждения на устойчивость синхронного генератора, Изв. Сибирского отделения АН СССР, 1968, № 3.

[11.9.1970]



УДК 621.316.71:621.3.013.8

Цифровой регулятор возбуждения синхронных генераторов

Канд. техн. наук Ю. М. ГОРСКИЙ, инж. В. С. ВАЙНЕР-КРОТОВ,
инж. В. А. УШАКОВ

Сибирский энергетический институт СО АН СССР

Важным этапом на пути создания комплексных цифровых регуляторов для управления переходными процессами в электроэнергетических системах являются цифровые автоматические регуляторы возбуждения (ЦАРВ) [Л. 1 и 2], разработка которых и исследование их свойств на электродинамической модели, цифро-аналоговом комплексе [Л. 3] и в натурных условиях были предприняты в Сибирском энергетическом институте СО АН СССР¹.

Основная цель этих работ заключалась в определении принципов построения быстродействующих цифровых регуляторов возбуждения сильного действия, которые по показателям статической и динамической устойчивости не уступали бы существующим регуляторам непрерывного действия, а по алгоритмическим возможностям создавали бы условия для перехода к многоканальным системам управления, способным к адаптации и самоконтролю, например, к цифровому групповому комплексному регулятору [Л. 1].

В процессе разработки ЦАРВ были решены следующие задачи:

осуществлена разработка преобразователей аналог — код и код — аналог, исходя из требований быстродействия, точности и удобства соединения с реальной станционной аппаратурой [Л. 3 и 5];

¹ Начальный этап этой работы проводился в МЭИ под руководством проф. В. А. Веникова.

выявлены требования к структуре цифрового вычислительного устройства регулятора (ВУ) и разработана его принципиальная схема в соответствии с принятым законом управления;

осуществлено информационное согласование ВУ с входными и выходными преобразователями;

разработан и создан ряд макетов ЦАРВ для проведения экспериментальных исследований [Л. 2];

определен динамические характеристики ЦАРВ и найдены значения и характер погрешностей формирования стабилизирующих воздействий, обусловленных квантованием по уровню и времени;

исследовано влияние точности формирования составляющих закона управления и динамических свойств регулятора на качество регулирования [Л. 6].

Настоящая статья подводит итоги первому этапу исследований ЦАРВ, который завершился испытаниями макета регулятора на одном из гидрогенераторов Братской ГЭС.

Краткая характеристика макетов ЦАРВ. Специфика законов регулирования возбуждения и высокие требования к быстродействию и надежности работы цифрового регулятора не позволяют в прямом виде использовать результаты многочисленных исследований по построению таких регуляторов и их свойствам.

Хотя при разработке цифровых регуляторов возбуждения в качестве базового был выбран наибо-

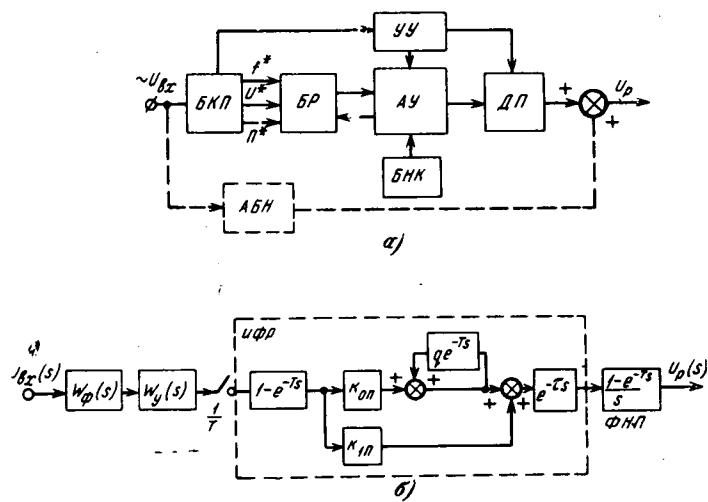


Рис. 1. Блок-схема (а) и эквивалентная схема ЦАРВ (б).

БР — блок регистров; АУ — арифметическое устройство; УУ — устройство управления; БНК — блок настроенных коэффициентов; АБН — аналоговый блок напряжения (входит в состав ЦАРВ-II); ИФР — импульсный фильтр регулятора; ФНП — фиксатор нулевого порядка.

лее распространенный закон регулирования возбуждения

$$F = k_{0u} \Delta U + k_{1u} U' + k_{0f} \Delta f + k_{1f} f', \quad (1)$$

создание макетов первых вариантов ЦАРВ проводилось с учетом возможного расширения функций регулятора и построения на его основе комбинированного цифрового регулятора [Л. 2]. Так, например, ЦАРВ-I содержал (рис. 1, а):

блок кодирующих преобразователей (БКР), осуществляющей преобразование в цифровой код амплитуды и длительности периода по каждой из трех фаз входного напряжения²;

вычислительное устройство, в состав которого входит блок регистров, устройство управления, арифметическое устройство и блок настроенных коэффициентов;

декодирующий преобразователь (ДП), служащий для соединения цифрового регулятора с исполнительными цепями.

Быстродействующее вычислительное устройство облегчало также возможность оперативного изменения алгоритма и некоторых параметров цифровой системы для экспериментального определения их влияния на качество регулирования. В частности, для выявления необходимой дискретности поступления входной информации и выдачи управляемых сигналов в ЦАРВ-I было предусмотрено несколько режимов, отличающихся величиной дискретности $T_1=6,66$ мсек, $T_2=10$ мсек, $T_3=20$ мсек, $T_4=40$ мсек.

Основная особенность ЦАРВ-I заключается в том, что формирование всех членов уравнения (1) производится в цифровом вычислительном устройстве, а цифровой код управления F преобразуется в ДП в фазу зажигания ионных вентилей. Испытания макета ЦАРВ-I на электродинамической модели в СЭИ в 1966 г. показали, что он по

² Хотя в уравнении (1) параметром стабилизации является частота, в ЦАРВ стабилизация фактически осуществляется по изменению и производной длительности периода входного гармонического напряжения.

сравнению с регулятором сильного действия Все-союзного электротехнического института (типа РЭМУ-00) обеспечивает более широкие области статической устойчивости и примерно равные показатели качества переходных процессов, а также пределов статической и динамической устойчивости³.

На Братской ГЭС испытывался второй вариант регулятора ЦАРВ-II, отличающийся тем, что стабилизация системы осуществлялась по обобщенному параметру, который объединяет в себе с соответствующими весовыми коэффициентами информацию об амплитуде и частоте сигналов [Л. 7]. Таким обобщенным параметром изменения амплитуды и частоты переменного гармонического напряжения служит временной интервал, полученный из полуволн гармонического сигнала с амплитудой U_m в моменты совпадения значений синусоидальной кривой с заданным опорным уровнем U_{op} .

$$\Pi = T \left(1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{U_{op}}{U_m} \right). \quad (2)$$

Использование обобщенных параметров стабилизации несколько затрудняет процесс независимой настройки коэффициентов регулирования по отдельным параметрам, однако за счет сокращения параллельных каналов цифрового дифференцирования позволяет существенно упростить структуру регулятора и повысить его надежность. В связи с необходимостью усреднения напряжения по fazам получение сигнала ΔU в ЦАРВ-II осуществляется аналоговым способом. Суммирование сигналов аналогового и цифрового каналов производится на выходе регулятора. Разделение каналов ведет к повышению гибкости и структурной надежности устройства, а также позволяет более простыми средствами осуществить автоматический контроль работы цифрового канала и его отключение в случае появления неисправности.

Таким образом, представленный к испытаниям на Братской ГЭС цифровой регулятор возбуждения ЦАРВ-II содержал аналоговый блок напряжения (АБН, рис. 1) и цифровое устройство стабилизации по обобщенному параметру. Схема АБН состоит из последовательно соединенных выпрямителя, нелинейного моста, фильтра и полупроводникового усилителя постоянного тока, имеющего три фиксированных значения коэффициента усиления по напряжению: 1,25; 2,5; 5.

Цифровое устройство стабилизации имеет в своем составе кодирующий преобразователь обобщенного параметра (КП), вычислительное устройство ВУ и декодирующий преобразователь ДП.

Принцип работы КП основан на кодировании временных интервалов, получаемых в результате сечения гармонического сигнала двумя калиброванными уровнями, один из которых может быть нулевым [Л. 4]. ВУ регулятора состоит из сумматора накапливающего типа, оперативных регистров, устройства управления и блока настройки коэффициентов. Алгоритм управления реализуется ВУ в виде последовательности микропераций над двоичными числами, поступающими с КП.

³ Это является следствием большего быстродействия ЦАРВ, в котором выделение полезной информации о частоте и амплитуде производится непосредственно на переменном напряжении.

ДП представляет собой преобразователь код — напряжение с предварительным преобразованием кода во временной интервал. Преобразование код — интервал осуществляется с помощью сумматора и, таким образом, не требует дополнительного оборудования. Преобразование интервала в напряжение производится специальной схемой, состоящей из генератора пилообразного напряжения и пикового детектора.

Алгоритм управления в ЦАРВ-II

$$F = k_{0u} \Delta U + k_{0n} \Delta \bar{I} + k_{1n} \bar{I}', \quad (3)$$

где $\Delta I = a_1 \Delta U + a_2 \Delta f$ — изменение обобщенного параметра. Первая производная по времени в цифровом регуляторе определяется вычислением первой разности между отстоящими на период дискретности T квантованными по уровню значениями параметра:

$$\bar{I}'[iT] = \bar{I}[iT] - \bar{I}[(i-1)T]. \quad (4)$$

Формирование составляющей, пропорциональной изменению параметра, производится по рекуррентной формуле, связывающей текущее значение изменения параметра с предшествующим:

$$\Delta \bar{I}[iT] = \bar{I}'[iT] + \Delta \bar{I}[(i-1)T]q. \quad (5)$$

Как следует из (5), изменение параметра представляет собой сумму экспоненциально убывающих ($q < 1$) производных параметра от начала работы регулятора до текущего момента времени.

Эквивалентная схема ЦАРВ (рис. 1,в) содержит:

импульсный модулятор, осуществляющий квантование входных сигналов по времени;

импульсный фильтр регулятора, *ИФР*, преобразование сигналов в котором эквивалентно преобразованию чисел в *БУ*-ЦАРВ;

фиксатор нулевого порядка *ФНП*, запоминающий значение выходного сигнала регулятора на период дискретности.

Кроме того, исходя из специфики цифрового измерения обобщенного параметра, в эквивалентную схему регулятора необходимо включить усреднитель с передаточной функцией $W_y(s)$. Для канала частоты

$$W_{yf}(s) = \frac{1 - e^{-\gamma Ts}}{\gamma Ts}, \quad (6)$$

а для канала напряжения

$$W_{yu}(s) = 1 + e^{-\gamma Ts}, \quad (7)$$

где $\gamma T < T$ — время усреднения.

Если иметь в виду, что боковые составляющие спектра выходных сигналов регулятора ослабляются непрерывной частью системы и учитывать только основную составляющую спектра, передаточная функция цифрового канала регулятора по любому из параметров

$$W(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{Ts} \left[k_{1n} (1 - e^{-Ts}) + k_{0n} \frac{1 - e^{-Ts}}{1 - qe^{-Ts}} \right] e^{-\gamma s} W_y(s) W_\phi(s), \quad (8)$$

где τ — запаздывание в *ДП*; $W_\phi(s)$ — передаточная функция входного фильтра, ослабляющего действие помех и высших гармоник.

При испытаниях на Братской ГЭС входной фильтр состоял из *LC*-контура, передаточная функ-

ция которого по огибающей в предположении равенства собственной частоты контура и частоты входного сигнала соответствует звену первого порядка с постоянной времени $T_F = 0,06$ сек.

Единичная амплитудно-фазовая характеристика ЦАРВ по каналу отклонения частоты в сопоставлении с аналогичной характеристикой АРВ ВЭИ, рассчитанной по передаточным функциям блока частоты и основного контура регулирования без учета операционных цепей [Л. 8], свидетельствует о более широком интервале положительной части вещественной частотной характеристики ЦАРВ.

Используя передаточные функции ЦАРВ, можно осуществлять расчеты областей статической устойчивости для систем, содержащих цифровые регуляторы возбуждения, поскольку в настоящее время уже имеются программы, учитывающие дискретные элементы в системе регулирования возбуждения, например, программа МЭИ [Л. 9].

Испытания макета в натурных условиях⁴. В задачу опытов входило: 1) согласование макета по входу и выходу соответственно с измерительными устройствами и полупроводниковой системой сеточного управления (*ССУП*) ионным возбуждением генератора; 2) проверка работоспособности ЦАРВ в реальных условиях и, в частности, проверка влияния на него внешних электромагнитных полей, связанных с процессами коммутации вентилей; 3) ориентировочная оценка свойств ЦАРВ на холостом ходу генератора и при работе его на шины станции.

Таким образом, цель испытаний состояла в качественной оценке работы ЦАРВ, и эти испытания нельзя рассматривать как сравнительное сопоставление ЦАРВ и АРВ ВЭИ.

В целях упрощения согласования выхода цифрового регулятора эксперименты проводились при работе ЦАРВ только на систему управления рабочей группы вентилей (*ССУП-Р*). Форсировочная группа оставалась неуправляемой с постоянным углом зажигания около 135°. Для сохранения равных условий такая же схема управления возбуждением была и в опытах с АРВ ВЭИ (рис. 2).

Выходное напряжение ЦАРВ, в отличие от АРВ ВЭИ, подавалось непосредственно на блок управления (*БУ*) *ССУП-Р*, минуя блок согласования (*БСГ*). Подключение выхода регулятора *ВЭИ* к *ССУП* через *БСГ* необходимо для фильтрации пульсаций, амплитуда которых достигает нескольких вольт, частота — 900 гц. В то же время выходное напряжение ЦАРВ имеет сравнительно небольшой уровень пульсации (порядка 150 мв) с частотой 50 гц.

Для уменьшения импульсных помех, вызываемых коммутацией вентилей, на вход *БУ* дополнительно подключалась емкость 0,5 мкф.

На вход устройства стабилизации напряжение генератора от измерительных трансформаторов поступало непосредственно, а в аналоговый блок напряжения — подобно тому, как это осуществляется в регуляторе ВЭИ (рис. 2). В отличие от АРВ ВЭИ в опытах с ЦАРВ блок компаундирования по току (*БКТ*) не использовался.

⁴ В испытаниях участвовали инж. Гераскин В. С., Гесе Б. А., Михайлов Г. С., Новожилов М. А., Попов В. М.

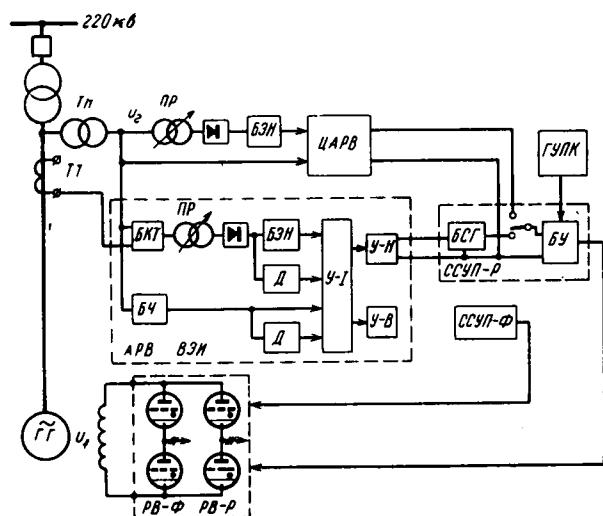


Рис. 2. Схема испытаний ЦАРВ.

$ПР$ — потенциал-регулятор; $БЭН$ — блок эталонного напряжения; $БЧ$ — блок частоты; $Д$ — дифференциаторы; $У-1$, $У-2$, $У-3$ — магнитные усилители, $PB-P$, $PB-F$ — рабочая и форсировочная группы ртутных выпрямителей.

Свойства регулятора возбуждения в статике оценивались по точности поддержания заданного уровня напряжения генератора, а динамические свойства оценивались по характеру переходных процессов и по виду амплитудных частотных характеристик (АЧХ). Внешние возмущения от испытательной аппаратуры подавались на систему возбуждения, а именно, на блок управления $ССУП-Р$.

Частотные характеристики снимались путем возмущения системы гармоническим сигналом линейно изменяющейся частоты (определялись так называемые динамические частотные характеристики). Источником такого сигнала служил генератор управляемых периодических колебаний ($ГУПК$) [Л. 4].

Использование АЧХ для суждения о качестве регулирования основано на том, что для широкого класса автоматических систем качество регулирования переходного процесса тем лучше, чем меньше значение резонансного пика АЧХ.

Основные результаты испытаний макета ЦАРВ-II. По результатам обработки материалов испытаний можно сделать следующие качественные выводы.

1. Согласование макета цифрового регулятора по входу и выходу не требует каких-либо переделок в цепях измерения и управления возбуждением генератора и применения специальных дополнительных устройств (наоборот, можно исключить $БСГ$).

2. Опыты на холостом ходу генератора и под нагрузкой показали, что ЦАРВ, расположенный в помещении якорного возбуждения, даже без принятия специальных мер по его экранированию нечувствителен по отношению к существующим внешним электромагнитным полям. Это, в частности, следует из осциллографов напряжения ротора и статора, в которых нет периодических составляющих (без регулирования по параметру P и при регулировании по нему), а их можно было бы ожидать в случае влияния электромагнитных полей на работу регулятора.

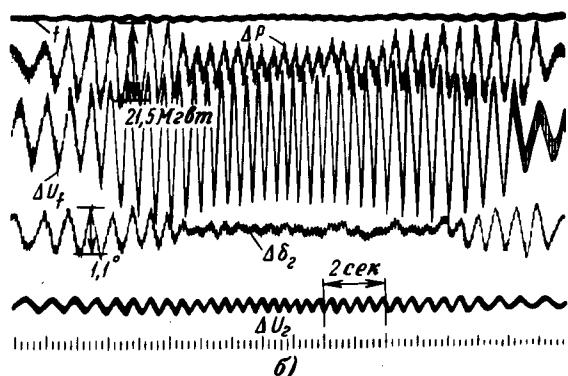
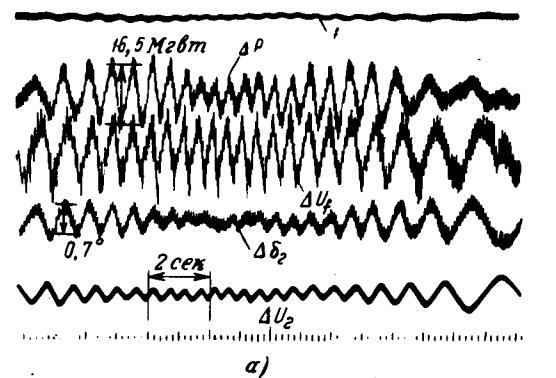


Рис. 3. Осциллографии «динамических» АЧХ нагруженного генератора с макетом ЦАРВ (а) и с АРВ ВЭИ (б). ΔP ; ΔU_r ; $\Delta \delta_r$; ΔU_2 — соответственно отклонения активной мощности, напряжения ротора, внутреннего угла генератора, напряжения статора.

3. Выходное напряжение ЦАРВ содержит всплески, причиной которых в основном являются специфика цифрового регулирования и некоторая нестабильность работы преобразователя аналог—цифра. Амплитуда всплесков при неизменном значении входных сигналов зависит от значений коэффициентов регулирования. Эти всплески естественно вызывают пульсации напряжений в роторной и статорной обмотках.

Значения пульсаций на генераторе, отключенном от сети, при коэффициентах регулирования, близких к оптимальным, достигают, соответственно, значений 0.3—0.4 единицы возбуждения и 0.008 единицы напряжения⁵. Длительность пульсаций мала (определяется дискретностью работы регулятора во времени) и стрелочный вольтметр напряжения статора их не фиксирует. Всплески можно уменьшить, внеся некоторые изменения в схему преобразователя аналог—цифра, что в настоящее время уже и выполнено в макете ЦАРВ-III. Как было выяснено в опытах на цифро-аналоговом комплексе, всплески напряжения ротора не влияют на качество регулирования, если их величина не достигает потолочных значений напряжения возбудителя.

4. Анализ переходных процессов и «динамических» АЧХ (рис. 3) генератора, работающего на холостом ходу и под нагрузкой с АРВ ВЭИ и ЦАРВ при их эквивалентной настройке показывает, что динамические свойства макета цифрового регулятора не хуже, чем непрерывного.

Испытания макета цифрового регулятора на Братской ГЭС — это первый шаг исследований

⁵ За единицу возбуждения принято номинальное напряжение на колышах ротора, за единицу напряжения — номинальное напряжение генератора.

в реальных условиях и он не может рассматриваться как исчерпывающий. В частности, электрическая схема («генератор—трансформатор — шины станции»), в которой производился эксперимент, не является достаточно критичной к настройке и динамическим свойствам регулятора. В этом отношении для более широкой и всесторонней оценки ЦАРВ нужна проверка его поведения в условиях работы генератора на длинную ВЛ.

Представленный на испытания макет регулятора не обладал оптимальными параметрами и характеристиками, принципиально заложенные в нем возможности не были еще полностью использованы. В этом отношении следующим шагом является созданный в настоящее время макет импульсно-цифрового АРВ (ЦАРВ-III), в котором благодаря сочетанию аналоговых и импульсно-цифровых методов преобразования сигналов достигнуто значительное сокращение количества оборудования (по сравнению с ЦАРВ-II — примерно в 4 раза). В нем также значительно снижен уровень пульсаций выходного напряжения, обусловленный разбросом показаний кодирующего преобразователя, за счет использования в схеме КП генератора счетных импульсов с ударным возбуждением. В ЦАРВ-III в несколько раз повышена чувствительность преобразователя к изменениям частоты, что обеспечивает более точную работу цифрового дифференциатора в области низких частот. Кроме того, в ЦАРВ-III имеется система самоконтроля цифровой части регулятора, осуществляющая практически мгновенную блокировку прохождения сигнала на выходной преобразователь при появлении неисправности во входном преобразователе или ВУ. С целью дальнейшего повышения надежности регулятора начаты работы по созданию варианта цифрового регулятора на интегральных элементах — ЦАРВ-IV, одна из модификаций которого будет обладать системой

адаптации на зону оптимальной настройки по степени демпфирования вынужденных колебаний.

Проведенные исследования по цифровым регуляторам возбуждения позволяют полагать, что на их основе возможна разработка промышленного варианта цифрового регулятора возбуждения.

Литература

- Горский Ю. М., Руденко Ю. Н., Принципы построения структуры управления режимами Единой электроэнергетической системы СССР, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1969, № 6.
- Горский Ю. М., Ушаков В. А., Принципы построения цифровых регуляторов возбуждения и комбинированных цифровых регуляторов, Сб. «Методы математического моделирования», Восточно-Сибирское книжное изд-во, 1966.
- Горский Ю. М. и др., Цифро-аналоговый комплекс для исследования систем управления быстропротекающими процессами, Труды семинара «Управляющие машины и системы», вып. 1, Институт кибернетики АН УССР, Киев, 1969.
- Горский Ю. М. и др. Управляемый генератор инфранизких периодических колебаний произвольной формы, «Электричество», 1968, № 7.
- Горский Ю. М., Овчинников В. К., Попов В. М., Чернышев Н. А., Универсальный цифро-аналоговый преобразователь для управляющих машин широкого назначения, семинар «Управляющие машины и системы», вып. 2, Киев, 1966.
- Горский Ю. М., Вайнер-Кротов В. С., Ушаков В. А., Гераскин В. С., Моторов М. П., Цифровой регулятор возбуждения и результаты его испытаний, «Информстандартэлектро», 1967.
- Горский Ю. М., Ушаков В. А., Моторов М. П., Способ формирования управляющих сигналов в цифровых системах автоматического управления, Авторское свидетельство № 203026, «Бюлл. изобр.», 1970, № 14. /
- Любарский В. Г., Динамические характеристики АРВ сильного действия и вопросы методики их настройки, Труды ВЭИ, вып. 78, изд-во «Энергия», 1968.
- Литкенс И. В., Гамазин С. И., Горский Ю. М., Горская Н. И., Особенности анализа статической устойчивости электроэнергетических систем при наличии дискретных элементов в системе автоматического регулирования возбуждения. Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 6.

[7.5.1970]



УДК 621.316.925.001.24

Использование двухфазных составляющих при многократной несимметрии линии с ответвлениями для анализа релейной защиты

Канд. техн. наук С. Б. ЛОСЕВ
Москва

В последнее время широко применяются ответвления от линии с установкой выключателей на низшей стороне трансформаторов. При повреждении одной фазы этой линии или при пофазном ремонте возможен перевод ее на работу двумя фазами, для чего отключают выключатели одной фазы со стороны опорных подстанций и отделителей этой фазы со стороны подстанций на ответвлениях. Расчет электрических величин сети в таком неполнофазном режиме (с отключенной фазой A — рис. 1) с помощью метода симметричных составляющих

связан с выделением многих мест несимметрии — одна несимметрия для каждого места разрыва, а также для мест возможных несимметричных коротких замыканий [Л. 1]. Между тем ток одной фазы (A) линии равен нулю (при неучете тока, обусловленного распределенными емкостями линий), и вычислению подлежат токи и напряжения фаз B и C .

Для указанных целей весьма целесообразно использование системы двухфазных составляющих. При этом отпадает необходимость учета граничных условий в местах разрыва отключенной фазы, что

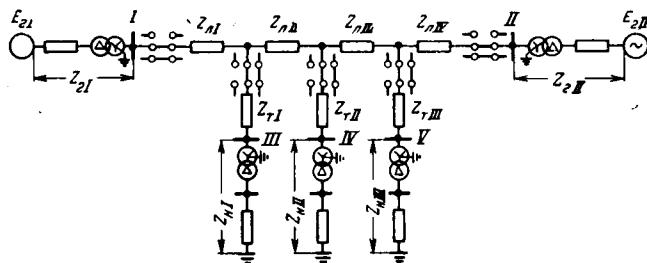


Рис. 1.

весьма существенно для линии со многими ответвлениями, работающими в неполнофазном режиме. Однако использование известных систем двухфазных составляющих [Л. 2] не позволяет составлять схемы замещения для элементов с неодинаковыми сопротивлениями прямой и обратной последовательностей (например, нагрузок). В приложении I на основании принципиального анализа получена система двухфазных составляющих $XY(0)$, лишенная этих недостатков, которая используется ниже для решения задачи.

Основные уравнения преобразования для составляющих $XY(0)$ токов и напряжений (F) в соответствии с (1-1) и (1-2) и с учетом (I-11), (I-20) и (I-13) имеют вид:

$$\begin{bmatrix} F_X \\ F_Y \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -j & +j \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_B \\ F_C \end{bmatrix}; \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} F_B \\ F_C \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} +j & 1 \\ -j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_X \\ F_Y \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Статические элементы с одинаковыми сопротивлениями прямой Z_1 и обратной Z_2 последовательностей представляются в схемах X и $Y(0)$ не связанными между собой элементами с сопротивлением в соответствии с (I-12), а элементы, отображающие врачающиеся машины с неодинаковыми сопротивлениями прямой и обратной последовательностей — электромагнитно-связанными элементами с собственными сопротивлениями по (I-16) и взаимным по (I-18) (при учете верхнего знака).

Важное свойство составляющих $XY(0)$, в особенности для анализа релейной защиты, состоит в том, что в схеме $Y(0)$ действуют токи нулевой последовательности симметричных составляющих.

Учет пофазного различия параметров линии при отсутствии транспозиции проводов линии или при осуществлении неполного цикла в отличие от симметричных составляющих не связан с введением дополнительных несимметрий в расчетную схему. Сопротивления линии в схемах X и $Y(0)$ определяются по (I-12) с использованием формул для сопротивления провода—земли (Z) и провода—провод (Z_m) [Л. 3]. Влияние тросов учитывается, как обычно, составлением уравнений падения напряжения для системы электромагнитно-связанных фазных проводов и тросов и принятием падения напряжения на последних, равным нулю.

Составим схему замещения для неполнофазного режима линии с ответвлениями по рис. 1. Для определения сопротивлений статических элементов $\text{II} - \text{IV}$ и $\text{I} - \text{III}$, для которых $Z_1 = Z_2$ используется (I-12), а для элементов, отображающих врачающиеся машины I ,

II и нагрузки $\text{HI}, \text{HII}, \text{HIII}$, для которых $Z_1 \neq Z_2$ (I-16). Считая генераторы приведенными к стороне звезды: $\dot{E}_B = a^2 \dot{E}$, $\dot{E}_C = a \dot{E}$, а потому в соответствии с (1)

$$\dot{E}_X = -\frac{1}{\sqrt{3}} \dot{E}; \quad \dot{E}_Y = -\frac{1}{3} \dot{E}.$$

Полученная при этом схема замещения приведена на рис. 2. В ней совмещены нулевые точки схем X и Y . При этом две электромагнитно-связанные ветви с общей (нулевой) точкой представлены с помощью известной эквивалентной схемы в виде звезды. В схеме $Y(0)$ протекают токи нулевой последовательности, хотя в ней действуют э. д. с. \dot{E}_Y и включены сопротивления $Z_{YY}(Z_{XX})$, которые в схеме нулевой последовательности для симметричных составляющих отсутствуют.

На основании (1) и (2) получим следующие граничные условия для отображения в схеме рис. 2 условия короткого замыкания (в точке K). При замыкании

фаз B и C на землю

$$\dot{U}_{xK} = \dot{U}_{yK} = 0; \quad (3a)$$

фазы B на землю

$$j\dot{U}_{xK} + \dot{U}_{yK} = 0; \quad j\dot{I}_{xK} = \dot{I}_{yK}; \quad (3b)$$

фазы C на землю

$$-j\dot{U}_{xK} + \dot{U}_{yK} = 0; \quad -j\dot{I}_{xK} = \dot{I}_{yK}; \quad (3b)$$

между фазами B и C

$$\dot{U}_{xK} = 0; \quad \dot{I}_{yK} = 0. \quad (3g)$$

Случай замыкания фаз B и C на землю и между собой являются симметричными видами повреждения для двухфазной системы. Поэтому эти случаи не требуют соединения схем X и $Y(0)$ между собой в месте короткого замыкания (3a) и (3g).

При замыкании на землю одной фазы B или C для учета граничных условий по (3b) или (3c) может быть использован идеальный трансформатор с комплексным коэффициентом трансформации n

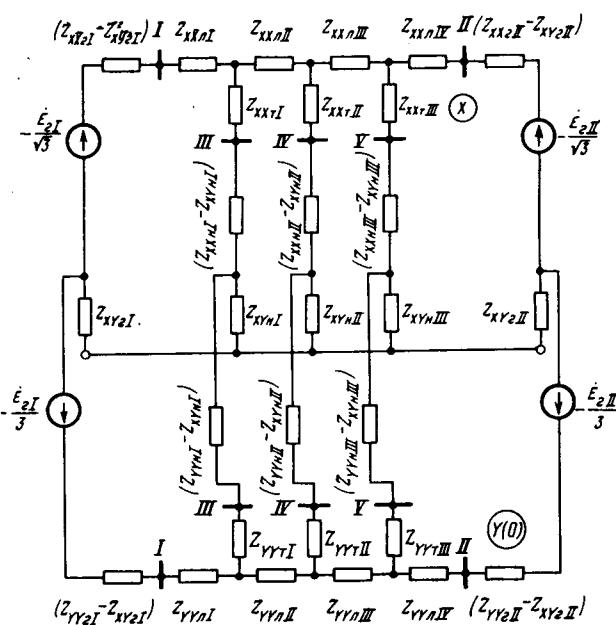


Рис. 2.

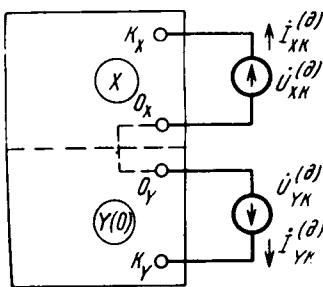


Рис. 3.

= + j[-j]. Комплексная схема замещения с таким трансформатором содержит зависимый источник напряжения U_3 , а потому автоматизированное решение задачи возможно, в частности, с использованием разработанной в институте «Энергосетьпроект» универсальной программы для расчета на ЦВМ электрических величин в схемах, содержащих источники заданного напряжения и зависимые источники напряжения.

Другое решение возможно с использованием наложения дополнительного режима короткого замыкания (α) на неполнофазный режим ($n.p.$). Для определения величин дополнительного режима представим схему рис. 2 с закороченными источниками э. д. с. как пассивный четырехполюсник с входами в месте короткого замыкания (K) в схемах X и $Y(0)$ — см. рис. 3. При этом

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{XK}^{(\alpha)} \\ \dot{U}_{YK}^{(\alpha)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{XKKX} & Z_{XKYK} \\ Z_{XKYK} & Z_{YKYK} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{XK}^{(\alpha)} \\ \dot{I}_{YK}^{(\alpha)} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где Z_{XKKX} , Z_{YKYK} — собственные, а Z_{XKYK} — взаимное сопротивление входов K_X и K_Y .

В случае замыкания фазы B на землю из (3,б) имеем:

$$\begin{aligned} j\dot{U}_{XK}^{(n.p.)} + \dot{U}_{YK}^{(n.p.)} &= -j\dot{U}_{XK}^{(\alpha)} - \dot{U}_{YK}^{(\alpha)}; \quad \dot{I}_{YK} = \\ &= \dot{I}_{YK}^{(\alpha)} = j\dot{I}_{XK} = j\dot{I}_{XK}^{(\alpha)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Решая совместно (4) и (5), получим:

$$j\dot{I}_{XK} = \dot{I}_{YK} = -\frac{j\dot{U}_{XK}^{(n.p.)} + \dot{U}_{YK}^{(n.p.)}}{Z_{XKKX} + Z_{YKYK}}. \quad (6)$$

Для случая замыкания фазы C на землю следует в (6) менять знак множителей при \dot{I}_{XK} и $\dot{U}_{XK}^{(n.p.)}$. Можно получить аналогичное решение при замыкании между двумя фазами на стороне треугольника трансформатора $Y/\Delta-11$ при неучете влияния нагрузки на этой стороне. При этом соотношения для случая замыкания на стороне треугольника между фазами a и b совпадают со случаем замыкания на землю на стороне звезды фазы B , а между фазами b и c со случаем замыкания на землю фазы C . В случае замыкания на стороне треугольника между фазами c и a схемы X и $Y(0)$ не связаны, так как

$$\dot{U}_{YK} = 0; \quad \dot{I}_{XK} = 0.$$

К линии с ответвлениями, работающей двумя фазами, присоединяется ряд трехфазных участков, которые в комплексной схеме замещения $XY(0)$ должны быть учтены эквивалентами. Эквиваленты симметричных трехфазных участков, присоединенных к линии в одной точке, фактически определялись при составлении схемы рис. 2.

Для получения эквивалентов в других случаях установим зависимость симметричных составляющих трех-

фазного участка (III) от составляющих $XY(0)$ двухфазного участка (II) в месте присоединения этих участков. Так как в этом месте $\dot{I}_A^{III} = \dot{I}_A^{III} = 0$, $\dot{I}_B^{III} = \dot{I}_B^{III}$ и $\dot{I}_C^{III} = \dot{I}_C^{III}$ с учетом (2) имеем:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1^{III} &= \frac{1}{3} (a^2 \dot{I}_B^{III} + a \dot{I}_C^{III}) = -\frac{\sqrt{3}}{2} \dot{I}_X^{II} - \frac{1}{2} \dot{I}_Y^{II}; \quad \dot{I}_2^{III} = \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} \dot{I}_X^{II} - \frac{1}{2} \dot{I}_Y^{II}; \quad \dot{I}_0^{III} = \dot{I}_0^{III}. \end{aligned} \quad (7)$$

Кроме того, поскольку $\dot{U}_B^{II} = \dot{U}_B^{III}$ и $\dot{U}_C^{II} = \dot{U}_C^{III}$ на основании (2) получим:

$$\frac{3}{2} (j\dot{U}_X^{II} + \dot{U}_Y^{II}) = a^2 \dot{U}_1^{III} + a \dot{U}_2^{III} + \dot{U}_0^{III};$$

$$\frac{3}{2} (-j\dot{U}_X^{II} + \dot{U}_Y^{II}) = a \dot{U}_1^{III} + a^2 \dot{U}_2^{III} + \dot{U}_0^{III}.$$

Отсюда вытекает, что

$$\begin{aligned} \dot{U}_X^{II} &= -\frac{1}{\sqrt{3}} (\dot{U}_1^{III} - \dot{U}_2^{III}); \quad \dot{U}_Y^{II} = \\ &= -\frac{1}{3} (\dot{U}_1^{III} + \dot{U}_2^{III} - 2\dot{U}_0^{III}). \end{aligned} \quad (8)$$

При работе линии с ответвлениями в сети с кольцевыми связями возникает необходимость эквивалентировать симметричный трехфазный участок, присоединенный к линии в двух точках (k, y).

Уравнения четырехполюсника, замещающего данный участок в схеме i -й последовательности ($i = 1, 2, 0$), имеют вид:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{ik}^{III} \\ \dot{U}_{iy}^{III} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{ikxk} & Z_{iky} \\ Z_{iky} & Z_{iyiy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{ik}^{III} \\ \dot{I}_{iy}^{III} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{U}_{ik(x.x)} \\ \dot{U}_{iy(x.x)} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где $\dot{U}_{ik(x.x)}$, $\dot{U}_{iy(x.x)}$ — напряжение холостого хода четырехполюсника, причем $\dot{U}_{2(x.x)} = \dot{U}_{0(x.x)} = 0$.

Подставляя (9) в (8) (при $i = 1, 2, 0$) с учетом (7), получим после преобразований:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{Xk}^{II} \\ \dot{U}_{Yk}^{II} \\ \dot{U}_{Xy}^{II} \\ \dot{U}_{Yy}^{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{Xkxk} & Z_{Xkyk} & Z_{Xkxy} & Z_{Xkyy} \\ Z_{Ykxk} & Z_{Ykyk} & Z_{Ykxy} & Z_{Ykyy} \\ Z_{Xyxk} & Z_{Xyyk} & Z_{Xyyx} & Z_{Xyyy} \\ Z_{Yyxk} & Z_{Yyyk} & Z_{Yyyx} & Z_{Yyyy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{Xk}^{II} \\ \dot{I}_{Yk}^{II} \\ \dot{I}_{Xy}^{II} \\ \dot{I}_{Yy}^{II} \end{bmatrix} - \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \dot{U}_{1k(x.x)} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{U}_{1k(x.x)} \\ \dot{U}_{iy(x.x)} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{U}_{iy(x.x)} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где

$$\left. \begin{aligned} Z_{XmXn} &= \frac{1}{2} (Z_{1mn} + Z_{2mn}); \\ Z_{YmYn} &= \frac{1}{3} \left(2Z_{0mn} + \frac{Z_{1mn} + Z_{2mn}}{2} \right); \\ Z_{XmYn} &= Z_{YmXn} = Z_{XnYm} = \\ &= Z_{YnXm} = \frac{1}{2\sqrt{3}} (Z_{1mn} - Z_{2mn}); \\ m, n &= k, y. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

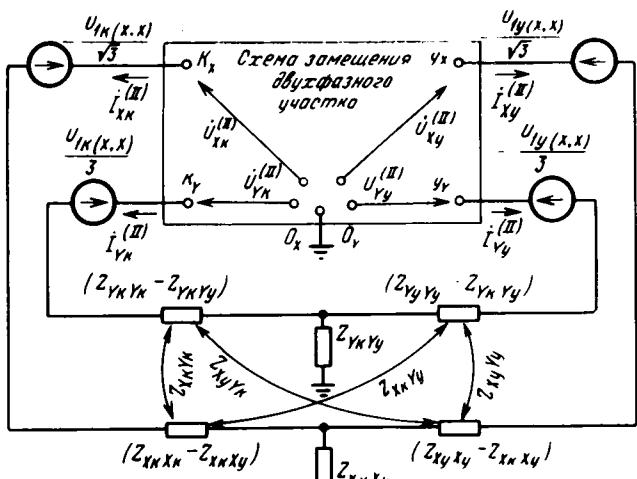


Рис. 4.

На рис. 4 приведена эквивалентная схема замещения, отображающая соотношения по (10). При равенстве сопротивлений прямой Z_{1mn} и обратной Z_{2mn} последовательностей в эквивалентируемом трехфазном участке сопротивления взаимоиндукции в схеме рис. 4 равны нулю, что весьма упрощает выполнение расчета.

Может оказаться необходимым получение эквивалента для трехфазного участка и при наличии в нем несимметрии из-за короткого замыкания, устройства симметрирования и т. д. Ниже приведен вывод соотношений при замыкании на землю фазы A (разрыве фаз B и C) в точке y трехфазного участка, который присоединен в точке k к линии, работающей двумя фазами. На основании уравнений четырехполюсника (9) для схемы i -й последовательности ($i=1, 2, 0$) с учетом граничных условий для места короткого замыкания ($I_{1y}^{(III)}=I_{2y}^{(III)}=I_{0y}^{(III)}$ и $\dot{U}_{1y}^{(III)}+\dot{U}_{2y}^{(III)}+\dot{U}_{0y}^{(III)}=0$) получим:

$$\begin{aligned} I_{1y}^{(III)} &= I_{2y}^{(III)} = I_{0y}^{(III)} = \\ &= -\frac{1}{Z_{\Sigma yy}} [Z_{1ky} I_{1k}^{(III)} + Z_{2ky} I_{2k}^{(III)} + Z_{0ky} I_{0k}^{(III)} + \dot{U}_{1y}(x,x)], \end{aligned} \quad (12)$$

где

$$Z_{\Sigma yy} = Z_{1yy} + Z_{2yy} + Z_{0yy}. \quad (13)$$

Напряжения $\dot{U}_{ik}^{(III)}$ ($i=1, 2, 0$) в соответствии с (9) при учете (12) имеют вид:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1k}^{(III)} \\ \dot{U}_{2k}^{(III)} \\ \dot{U}_{0k}^{(III)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(Z_{1kk} - \frac{Z_{1ky}^2}{Z_{\Sigma yy}} \right) - \frac{Z_{1ky} Z_{2ky}}{Z_{\Sigma yy}} - \frac{Z_{1ky} Z_{0ky}}{Z_{\Sigma yy}} \\ - \frac{Z_{2ky} Z_{1ky}}{Z_{\Sigma yy}} \left(Z_{2kk} - \frac{Z_{2ky}^2}{Z_{\Sigma yy}} \right) - \frac{Z_{2ky} Z_{0ky}}{Z_{\Sigma yy}} \\ - \frac{Z_{0ky} Z_{1ky}}{Z_{\Sigma yy}} - \frac{Z_{0ky} Z_{2ky}}{Z_{\Sigma yy}} \left(Z_{0kk} - \frac{Z_{0ky}^2}{Z_{\Sigma yy}} \right) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{1k}^{(III)} \\ I_{2k}^{(III)} \\ I_{0k}^{(III)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 - \frac{Z_{1ky}}{Z_{\Sigma yy}} \\ 0 - \frac{Z_{2ky}}{Z_{\Sigma yy}} \\ 0 - \frac{Z_{0ky}}{Z_{\Sigma yy}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_{1k}(x,x) \\ \dot{U}_{1y}(x,x) \\ \dot{U}_{0y}(x,x) \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Подставляя (14) в (8) с учетом (7), получим окончательно

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{Xk}^{A/3} \\ \dot{U}_{Yk}^{A/3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{XkXk}^{A/3} & Z_{XkYk}^{A/3} \\ Z_{YkXk}^{A/3} & Z_{YkYk}^{A/3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Xk}^{II} \\ I_{Yk}^{II} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{U}_{Xk}^{A/3(x,x)} \\ \dot{U}_{Yk}^{A/3(x,x)} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned} Z_{XkXk}^{A/3} &= \frac{1}{2} \left[Z_{1kk} + Z_{2kk} - \frac{(Z_{1ky} - Z_{2ky})^2}{Z_{\Sigma yy}} \right]; \\ Z_{XkYk}^{A/3} &= Z_{YkXk}^{A/3} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \left[Z_{1kk} - Z_{2kk} - \frac{(Z_{1ky} + Z_{2ky} - 2Z_{0ky})(Z_{1ky} - Z_{2ky})}{Z_{\Sigma yy}} \right]; \\ Z_{YkYk}^{A/3} &= \frac{1}{3} \left[2Z_{0kk} + \frac{1}{2} (Z_{1kk} + Z_{2kk} - \frac{(Z_{1ky} + Z_{2ky})^2}{Z_{\Sigma yy}}) - 2 \frac{Z_{0ky}(Z_{0ky} - Z_{1ky} - Z_{2ky})}{Z_{\Sigma yy}} \right]; \\ \dot{U}_{Xk}^{A/3(x,x)} &= -\frac{1}{\sqrt{3}} \left[\dot{U}_{1k}(x,x) - \frac{Z_{1ky} - Z_{2ky}}{Z_{\Sigma yy}} \dot{U}_{1y}(x,x) \right]; \quad \dot{U}_{Yk}^{A/3(x,x)} = -\frac{1}{3} \times \\ &\times \left[\dot{U}_{1k}(x,x) - \left(\frac{Z_{1ky} + Z_{2ky} - 2Z_{0ky}}{Z_{\Sigma yy}} \right) \dot{U}_{1y}(x,x) \right] \end{aligned} \quad (16)$$

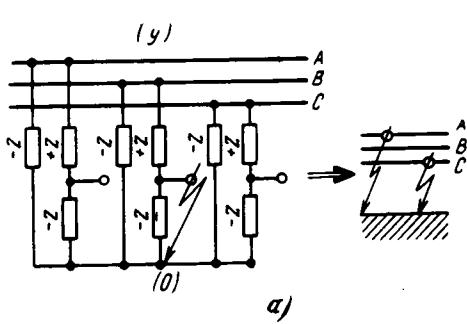


Рис. 5.

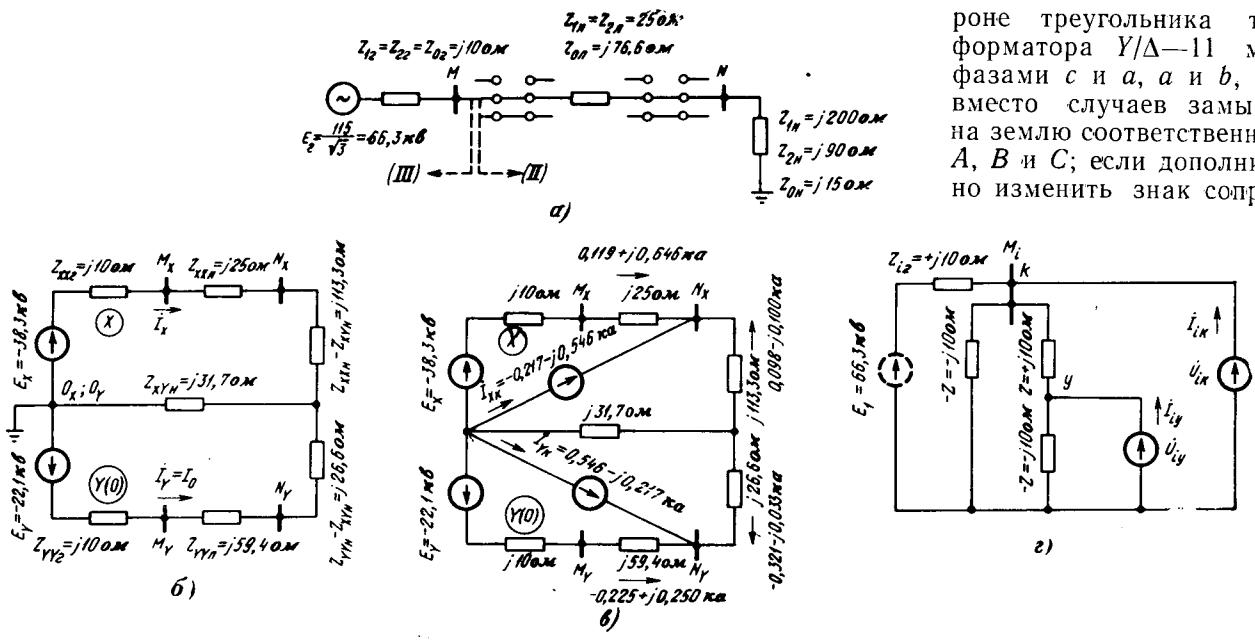


Рис. 6.

Аналогичным образом получим для величин, входящих в (15), при замыкании на землю фазы B (разрыве фаз C и A) и фазы C (разрыве фаз A и B):

$$\begin{aligned} Z_{XkXk}^{B/3} &= Z_{YkYk}^{C/3} = Z_{ZkZk}^{A/3} = \frac{3}{2} \frac{Z_{1ky} Z_{2ky}}{Z_{\Sigma yy}}; \\ Z_{YkYk}^{B/3} &= Z_{XkXk}^{C/3} = Z_{ZkZk}^{A/3} = \\ &= \frac{(Z_{1ky} + Z_{2ky}) Z_{0ky} - \frac{1}{2} Z_{1ky} Z_{2ky}}{Z_{\Sigma yy}}; \\ Z_{XkYk}^{B/3} &= Z_{YkXk}^{C/3} = \{Z_{YkXk}^{B/3}\} = \{Z_{XkYk}^{C/3}\} = Z_{XkYk}^{A/3} = \\ &= \frac{1}{2} \frac{[V\sqrt{3} (Z_{1ky} + Z_{2ky}) - i (Z_{1ky} - Z_{2ky})] \times}{Z_{\Sigma yy}} \\ &\quad \times Z_{0ky} - j Z_{1ky} Z_{2ky}; \\ \dot{U}_{Xk(x.x)}^{B/3} &= \{\dot{U}_{Xk(x.x)}^{C/3}\} = -\frac{1}{V\sqrt{3}} \left[\dot{U}_{1k(x.x)} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{Z_{1ky} + \frac{1}{2} Z_{2ky} - i \frac{V\sqrt{3}}{2} Z_{2ky}}{Z_{\Sigma yy}} \dot{U}_{1y(x.x)} \right]; \\ \dot{U}_{Yk(x.x)}^{B/3} &= \{\dot{U}_{Yk(x.x)}^{C/3}\} = -\frac{1}{3} \left[\dot{U}_{1k(x.x)} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{Z_{1ky} - \frac{1}{2} Z_{2ky} + Z_{0ky} + j \left(\frac{V\sqrt{3}}{2} Z_{2ky} + V\sqrt{3} Z_{0ky} \right)}{Z_{\Sigma yy}} \times \right. \\ &\quad \left. \times \dot{U}_{1y(x.x)} \right]. \end{aligned} \quad (17)$$

Если в (16) и (17) принять $Z_{0ky} = Z_{0yy} = 0$, то получим соотношения для случаев замыкания на ст-

* Для величин в фигурных скобках равенства (17) справедливы при условии замены знака перед множителем j на противоположный.

роне треугольника трансформатора $Y/\Delta-11$ между фазами c и a , a и b , b и c вместо случаев замыкания на землю соответственно фаз A , B и C ; если дополнительно изменить знак сопротив-

ления Z_{2ky} , то получим соотношения для случаев замыкания между фазами B и C , C и A , A и B данной ступени напряжения. Наконец, если в (16) и (17) принять только $Z_{0ky} = 0$ и изменить знак сопротивления Z_{2ky} , то получим соотношения для случаев закорачивания элемента на стороне треугольника трансформатора $Y/\Delta-11$ в фазе b , c и a .

Расчетные выражения для случаев замыкания на землю в точке y двух фаз (или разрыва одной фазы там же) получаются сравнительно сложными. В связи с этим более целесообразно учитывать в исходной схеме дополнительные элементы, которые позволяют отражать указанные несимметрии путем замыкания на землю одной фазы (рис. 5, б) или разрыва двух фаз (рис. 5, а).

Из (15) — (17) вытекает, что для несимметрии в точке y трехфазного участка с особенной фазой B или C $Z_{XkYk} \neq Z_{YkXk}$, а потому эквивалент должен содержать зависимый источник напряжения. В связи с этим автоматизированный расчет возможен на ЦВМ с использованием упомянутой выше программы.

При решении задачи с помощью наложения используется следующее соотношение для определения токов \dot{I}_{Xk}^H и \dot{I}_{Yk}^H в месте k присоединения двух- и трехфазных участков:

$$\begin{aligned} &\left[\dot{U}_{Xk(x.x)}^H - \dot{U}_{Xk(x.x)}^I \right] = \\ &\left[\dot{U}_{Yk(x.x)}^H - \dot{U}_{Yk(x.x)}^I \right] = \\ &= \left[\begin{array}{l} (Z_{XkXk}^H + Z_{XkXk}^I) (Z_{XkYk}^H + Z_{XkYk}^I) \\ (Z_{YkXk}^H + Z_{YkXk}^I) (Z_{YkYk}^H + Z_{YkYk}^I) \end{array} \right] \left[\begin{array}{l} \dot{I}_{Xk}^H \\ \dot{I}_{Yk}^H \end{array} \right], \quad (18) \end{aligned}$$

где $\dot{U}_{Xk(x.x)}^H$, $\dot{U}_{Yk(x.x)}^H$ — напряжения в точке k в схемах X и Y (рис. 2), а Z^H — сопротивления четырехполюсника по рис. 3 двухфазного участка при отсутствии трехфазного участка; $\dot{U}_{Xk(x.x)}^I$, $\dot{U}_{Yk(x.x)}^I$, Z^I — напряжение и сопротивления эквивалента трехфазного участка, определяемые по (15) — (17), при отсутствии двухфазного участка.

Включая источники с найденными значениями токов i_{xk}^n и i_{yk}^n к узлу k присоединения несимметричного участка в схемах X и Y (рис. 2), можно определить искомые электрические величины двухфазного участка. На основании (7) получим токи отдельных последовательностей в точке k , используемые при определении электрических величин несимметричного трехфазного участка.

Для иллюстрации соотношений при использовании составляющих $XY(0)$ в приложении II приведен пример расчета для простейшей сети рис. 6, а. Следует подчеркнуть, что расчет принципиально не осложняется при наличии линии с ответвлениями.

Автор выражает благодарность А. Б. Чернину за ряд ценных замечаний, сделанных при просмотре статьи.

Приложение I. Зависимость между токами и напряжениями ($\dot{F} = \dot{U}$, I) двухфазных составляющих X , Y и соответствующими величинами B и C можно представить следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \dot{F}_X \\ \dot{F}_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{XB} & a_{XC} \\ a_{YB} & a_{YC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{F}_B \\ \dot{F}_C \end{bmatrix}; \quad (I-1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{F}_B \\ \dot{F}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{BX} & b_{BY} \\ b_{CX} & b_{CY} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{F}_X \\ \dot{F}_Y \end{bmatrix}, \quad (I-2)$$

где a_{ij} , b_{ji} ; $i=X, Y$; $j=B, C$ — коэффициенты преобразования.

Уравнение падения напряжения трехфазного симметричного элемента с различными сопротивлениями прямой (Z_1) и обратной (Z_2) последовательностей симметричных составляющих имеет вид:

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{U}_A \\ \Delta\dot{U}_B \\ \Delta\dot{U}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z & Z_{m1} & Z_{m2} \\ Z_{m2} & Z & Z_{m1} \\ Z_{m1} & Z_{m2} & Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix}, \quad (I-3a)$$

где

$$Z = \frac{1}{3} (Z_1 + Z_2 + Z_0); \quad Z_{m1} = \frac{1}{3} (aZ_1 + a^2Z_2 + Z_0); \quad Z_{m2} = \frac{1}{3} (a^2Z_1 + aZ_2 + Z_0). \quad (I-36)$$

При наличии двух включенных фаз (B и C) $\dot{I}_A = 0$ и из (I-3a) следует:

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{U}_B \\ \Delta\dot{U}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z & Z_{m1} \\ Z_{m2} & Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix}. \quad (I-4)$$

Для симметричного участка линии с электромагнитной связью Z_m между фазами ($Z_1 = Z_2$)

$$Z_{m1} = Z_{m2} = Z_m. \quad (I-5)$$

Таким образом, необходимо определить коэффициенты a_{ij} и b_{ji} , которые преобразуют уравнения падения фазного напряжения в соответствующие уравнения для схем X и Y :

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{U}_X \\ \Delta\dot{U}_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{XX} & Z_{XY} \\ Z_{YX} & Z_{YY} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_X \\ \dot{I}_Y \end{bmatrix}. \quad (I-6)$$

Используя сокращенную матричную запись на основании (I-4) с учетом (I-1) и (I-2), получим для (I-6) следующее соотношение:

$$\Delta\dot{U}_{XY} = Z_{XY}\dot{I}_{XY} = aZ_{BC}b\dot{I}_{XY}.$$

Так как $b^{-1} = a$ (I-1) и (I-2), то $bZ_{XY} = Z_{BC}b$, т. е.

$$\begin{bmatrix} b_{BX} & b_{BY} \\ b_{CX} & b_{CY} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{XX} & Z_{XY} \\ Z_{YX} & Z_{YY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z & Z_{m1} \\ Z_{m2} & Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{BX} & b_{BY} \\ b_{CX} & b_{CY} \end{bmatrix}. \quad (I-7)$$

Приравнивая почленно результаты от перемножения матриц в левой и правой частях (I-7), получаем исходные урав-

нения для выявления коэффициентов b_{ji} отдельных систем двухфазных составляющих:

$$b_{BX}(Z_{XX} - Z) + b_{BY}Z_{YX} = b_{CX}Z_{m1}; \quad (I-8a)$$

$$b_{CX}(Z_{XX} - Z) + b_{CY}Z_{YX} = b_{BX}Z_{m2}; \quad (I-8b)$$

$$b_{BX}Z_{XY} + b_{BY}(Z_{YY} - Z) = b_{CY}Z_{m1}; \quad (I-8c)$$

$$b_{CX}Z_{XY} + b_{CY}(Z_{YY} - Z) = b_{BY}Z_{m2}. \quad (I-8d)$$

Определим сначала возможность получения системы двухфазных составляющих, которая обеспечивает для симметричных элементов исходной схемы (I-4) и (I-5) зависимость падения напряжения на соответствующих элементах схем X и Y только от одноименных токов. Учитывая в соответствии с этим $Z_{XY} = Z_{YY} = 0$ (I-6) и умножая левые и правые части (I-8a) и (I-8b) друг на друга, имеем:

$$b_{BX}b_{CX}(Z_{XX} - Z)^2 = b_{BX}b_{CX}Z_{m1}Z_{m2} \text{ или } Z_{XX} = Z \pm \sqrt{Z_{m1}Z_{m2}}. \quad (I-9)$$

Подставляя (I-9) в (I-8a), получим:

$$\pm b_{BX} \sqrt{\frac{Z_{m2}}{Z_{m1}}} = b_{CX}. \quad (I-10)$$

Аналогичное соотношение получается исходя из (I-8c) и (I-8d), но при замене индекса X на Y . Из (I-10) видно, что коэффициент b_{CX} зависит от значений Z_{m1} и Z_{m2} , а потому не существует единой системы двухфазных составляющих, которая обеспечит зависимость падения напряжения в схемах X и Y только от одноименных токов для всех элементов исходной схемы, характеризуемых соотношениями (I-4) и (I-5). Вместе с тем существует целый ряд систем двухфазных составляющих, который обеспечивает эту зависимость при наличии в исходной схеме только элементов по (I-5). В этом случае из (I-10)

$$b_{CX} = -b_{BX}; \quad (I-11a)$$

$$b_{CY} = b_{BY}. \quad (I-11b)$$

и в соответствии с (I-9) при учете (I-4) для элементов с одинаковыми сопротивлениями прямой и обратной последовательностей:

$$Z_{XX} = Z - Z_m = Z_1; \quad (I-12a)$$

$$Z_{YY} = Z + Z_m = \frac{1}{3}(Z_1 + 2Z_0). \quad (I-12b)$$

Учитывая, что коэффициенты a_{ij} в (I-1) получаются в результате обращения (I-2), с учетом (I-11) получим:

$$a_{XB} = -a_{XC} = \frac{1}{2b_{BX}}; \quad (I-13a)$$

$$a_{YB} = a_{YC} = \frac{1}{2b_{BY}}. \quad (I-13b)$$

Известная система двухфазных составляющих [Л.2] характеризуется $b_{BX} = b_{BY} = 1$. При принятии

$$b_{BX} = b_{BY} = \frac{3}{2} \quad (I-14)$$

получаем систему двухфазных составляющих XY , в которой ток I_Y совпадает с током нулевой последовательности симметричных составляющих, так как на основании (I-1) и (I-13b) с учетом

$$I_A = 0; \quad I_Y = \frac{1}{3}(I_B + I_C) = I_0. \quad \text{Системы двухфазных составляю-}$$

щих по (I-11)–(I-14) могут быть рекомендованы для решения задачи при отсутствии элементов в исходной схеме с неравными сопротивлениями прямой и обратной последовательностей, т. е. элементов по (I-4). Для последних элементов $Z_{YX} \neq Z_{XY}$ (I-6), а потому для них отсутствует схема замещения. Следует отметить, что другая известная система двухфазных составляющих [Л. 2], характеризующая $b_{BX} = b_{BY} = 1$ и $-b_{CX} = b_{CY} = j$, обладает тем же недостатком.

Выясним возможности составления систем составляющих, обеспечивающих для элемента по (I-4) схему замещения в виде двух электромагнитно связанных ветвей, т. е. в (I-6)

$$Z_{XY} = Z_{YY}. \quad (I-15)$$

Тогда, вычитая (I-8б) из (I-8а), с учетом (I-3б) и (I-11) получим:

$$Z_{XX} = Z - \frac{Z_{m1} + Z_{m2}}{2} = \frac{1}{2} (Z_1 + Z_2). \quad (I-16a)$$

Складывая (I-8в) и (I-8г), имеем аналогичным образом:

$$Z_{YY} = Z + \frac{Z_{m1} + Z_{m2}}{2} = \frac{1}{3} \left(2Z_0 + \frac{Z_1 + Z_2}{2} \right). \quad (I-16b)$$

Далее, складывая (I-8а) и (I-8б) и вычитая (I-8г) из (I-8в), с учетом (I-11) и (I-15) имеем:

$$b_{BY} Z_{YX} = -b_{BX} \left(\frac{Z_{m1} - Z_{m2}}{2} \right); \quad (I-17a)$$

$$b_{BX} Z_{YX} = b_{BY} \left(\frac{Z_{m1} - Z_{m2}}{2} \right). \quad (I-17b)$$

Перемножая (I-17а) и (I-17б), с учетом (I-3б) получим:

$$Z_{YY} = Z_{XY} = \mp j \left(\frac{Z_{m1} - Z_{m2}}{2} \right) = \pm \left(\frac{Z_1 - Z_2}{2\sqrt{3}} \right). \quad (I-18)$$

Подставляя (I-18) в (I-17), получим:

$$b_{BY} = \mp jb_{BX}. \quad (I-19)$$

При этом для обеспечения равенства тока I_Y току нулевой последовательности I_0 симметричных составляющих примем аналогично (I-14)

$$b_{BY} = \mp jb_{BX} = \frac{3}{2}. \quad (I-20)$$

Приложение II. а. Вычислим токи в сети рис. 6,а при работе линии двумя фазами (B и C) с использованием комплексной схемы замещения для составляющих $XY(0)$, аналогичной рис. 2. Сопротивления генератора и линии в соответствии с (I-12) равны: $Z_{XXB} = j10 \text{ ом}$; $Z_{YYB} = j10 \text{ ом}$; $Z_{XXL} = j25 \text{ ом}$; $Z_{YYL} = j/(2j25+2/76,6) = j59,4 \text{ ом}$. Так как сопротивления прямой и обратной последовательностей нагрузки различны в соответствии с (I-16) имеем: $Z_{XXB} = j145 \text{ ом}$; $Z_{YYB} = j58,3 \text{ ом}$; $Z_{YYL} = j31,7 \text{ ом}$.

Кроме того, в соответствии с (1): $E_X = -\frac{1}{\sqrt{3}} E_r = -38,3 \text{ кв}$; $E_Y = -\frac{1}{3} E_r = -22,1 \text{ кв}$. Комплексная схема с вычисленными параметрами приведена на рис. 6,б. Токи в ней равны: $I_X = j0,191 \text{ ка}$; $I_Y = I_0 = j0,125 \text{ ка}$, а фазные токи в соответствии с (2): $I_B = -0,287 + j0,188 \text{ ка}$; $I_C = +0,287 + j0,188 \text{ ка}$.

б. Для сравнения решим эту задачу с использованием симметричных составляющих. Запишем сопротивления отдельных последовательностей, приведенные к месту разрыва фазы A линии: $Z_{1\Sigma} = j235 \text{ ом}$; $Z_{2\Sigma} = j125 \text{ ом}$; $Z_{0\Sigma} = j101,6 \text{ ом}$.

Токи линии отдельных последовательностей получаются на основании известных соотношений [Л. I]:

$$I_1 = \frac{E_r}{Z_{2\Sigma} Z_{0\Sigma}} = -j0,228 \text{ ка};$$

$$Z_{1\Sigma} + Z_{2\Sigma} + Z_{0\Sigma}$$

$$I_2 = -\frac{Z_{0\Sigma}}{Z_{2\Sigma} + Z_{0\Sigma}} I_1 = +j0,102 \text{ ка};$$

$$I_0 = -\frac{Z_{2\Sigma}}{Z_{2\Sigma} + Z_{0\Sigma}} I_1 = +j0,125 \text{ ка}.$$

Отсюда получим для фазных токов:

$$I_B = a^2 I_1 + a I_2 + I_0 = -0,285 + j0,189 \text{ ка};$$

$$I_C = a I_1 + a^2 I_2 + I_0 = +0,285 + j0,189 \text{ ка}.$$

* Расчеты выполнены с участием Т. Б. Филькиной.

б. Вычислим токи в линии для ряда случаев коротких замыканий в точке N (рис. 6,а) при работе линии двумя фазами (B и C) с использованием составляющих $XY(0)$.

При замыкании на землю фазы B и C в соответствии с (3а) следует закоротить в схеме рис. 6,б точки N_X , N_Y и $O_X(O_Y)$. При этом

$$I_X = +j1,095 \text{ ка}; \quad I_Y = I_0 = +j0,318 \text{ ка};$$

$$I_B = -1,64 + j0,477 \text{ ка}; \quad I_C = +1,64 + j0,477 \text{ ка}.$$

При замыкании между фазами B и C (без земли) в соответствии с (3б) следует лишь закоротить в схеме рис. 6,б точки N_X и $O_X(O_Y)$. При этом

$$I_X = j1,095 \text{ ка}; \quad I_Y = I_0 = +j0,183 \text{ ка}$$

и

$$I_B = -1,64 + j0,275 \text{ ка}; \quad I_Y = I_0 = +1,64 + j0,275 \text{ ка}.$$

При замыкании на землю фазы B выполним расчет по (6).

Напряжения неполнофазного режима $\dot{U}_{XK}^{(n,p)}$ и $\dot{U}_{YK}^{(n,p)}$ определяются по рис. 6,а. С учетом результатов, ранее полученных в п. «а», имеем:

$$\dot{U}_{XK}^{(n,p)} = -31,6 \text{ кв}; \quad \dot{U}_{YK}^{(n,p)} = -12,5 \text{ кв}.$$

Закорачивая источники э. д. с. в рис. 6, б, получим для сопротивления Z_{XKXK} (между точками N_X и O_X) и Z_{YKYK} (между точками N_Y и O_X):

$$Z_{XKXK} = j27,9 \text{ ом}; \quad Z_{YKYK} = j30,0 \text{ ом}.$$

Таким образом, в соответствии с (6)

$$jI_{XK} = jI_{YK} = 0,546 - j0,217 \text{ ка}.$$

Результирующий ток линии в комплексной схеме (рис. 6, в) представляет собой сумму тока в схеме рис. 6, б для неполнофазного режима и тока, полученного при распределении I_{XK} и I_{YK} в пассивной схеме. Фазные токи в линии определяются как выше:

$$I_B = -1,31 + j0,55 \text{ ка};$$

$$I_C = +0,63 + j0,20 \text{ ка}.$$

г. Вычислим токи в линии при замыкании на землю фаз A и C в точке M рис. 6,а при работе линии двумя фазами (B и C). Так как короткое замыкание охватывает третью фазу (A), разделим сеть на трехфазный участок III и двухфазный участок II (как показано пунктирными стрелками на рис. 6,а) и произведем расчет по (18). Для упрощения рассмотрим эквивалентное замыкание на землю фазы B (вместе A и C) в соответствии с рис. 5,а. При этом схема i -й последовательности ($i=1, 2, 0$) трехфазного участка при принятии $Z = +j10 \text{ ом}$ (рис. 5,а) показана на рис. 6,г. Отсюда получим параметры трехфазного участка, входящие в (9):

$$Z_{TYY} = Z_{TYy} = -j10 \text{ ом}; \quad Z_{iKK} = 0; \quad \dot{U}_{1k(x.x)} = 0;$$

$$\dot{U}_{1k(y.x)} = -66,3 \text{ кв}.$$

Подставляя эти величины в (17), с учетом (16) получим:

$$Z_{XkXk}^{A/3} = Z_{YkYk}^{A/3} = Z_{XkYk}^{A/3} = Z_{YkXk}^{A/3} = 0; \quad \dot{U}_{Xk}^{A/3} = \dot{U}_{Yk}^{A/3} = 0$$

и

$$Z_{XkXk}^{III} = Z_{XkXk}^{B/3} = Z_{YkYk}^{B/3} = Z_{YkYk}^{B/3} = +j5,0 \text{ ом}; \quad Z_{XkYk}^{III} = Z_{XkYk}^{B/3} =$$

$$= 1,67 + j5,77 \text{ ом};$$

$$Z_{YkXk}^{III} = Z_{YkXk}^{B/3} = -1,67 + j5,77 \text{ ом};$$

$$U_{Xk}^{III} = U_{Xk}^{B/3} = \frac{66,3}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2} \right) \text{ кв};$$

$$U_{Yk}^{III} = U_{Yk}^{B/3} = \frac{66,3}{3} \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \text{ кв}.$$

Аналогичные параметры двухфазного участка [см. (4)] определяются по схеме, полученной на рис. 6, б путем исключения ветвей трехфазного участка (Z_{XXr} , E_X ; Z_{YYr} , E_Y),

$$Z_{XkXk}^{II} = +j170 \text{ ом}; \quad Z_{YkYk}^{II} = +j117,7 \text{ ом};$$

$$Z_{XkYk}^{II} = Z_{YkXk}^{II} = +j31,7 \text{ ом}; \quad U_{Xk}^{II} = U_{Yk}^{II} = 0.$$

Частичные разряды в изоляции высоковольтных трансформаторов

Инж. В. В. ГУРИН, к. т. н. И. С. КАЛИНИЧЕНКО, к. т. н. Д. А. КАПЛАН,
инж. А. М. КОНТОРОВИЧ, д. т. н., проф. Г. С. КУЧИЙСКИЙ,
к. т. н. А. Г. ЛЕВИТ, инж. Е. Б. ТАТАРЕНКО, инж. Н. П. ЩИПУНОВА

В последнее время обнаружение и измерение интенсивности частичных разрядов (ч. р.) в изоляции широко внедряется в практику исследований и испытаний [Л. 1—3]. Проведение таких испытаний полностью собранных силовых трансформаторов имеет ряд специфических особенностей.

В конденсаторах, трансформаторах тока, проходных изоляторах и некоторых других конструкциях весь объем изоляции, находящейся под напряжением, может быть представлен одной сосредоточенной эквивалентной емкостью. Частичный разряд внутри изоляции проявляется в виде скачка напряжения ΔU_x на обкладках эквивалентной емкости C_x . Произведение $\Delta U_x \cdot C_x = q$, называемое кажущимся зарядом ч. р., не равно фактическому заряду q_f , нейтрализованному в толще изоляции при единичном ч. р. Для однотипных объектов (например, одинаковых конденсаторов или трансформаторов тока одной конструкции) можно считать, что заряд q пропорционален заряду q_f , а коэффициент пропорциональности практически не зависит от места расположения ч. р. и самой величины q_f . Таким образом, кажущаяся интенсивность ч. р. q , которая может быть измерена с приемлемой точностью, является объективной характеристикой фактической интенсивности ч. р.

Обмотка трансформатора имеет продольные индуктивность и емкость, которыми нельзя пренебречь; поэтому всю изоляцию, строго говоря, нельзя представить одной эквивалентной сосредоточенной емкостью. Кроме того, потенциал обмотки изменяется по ее длине, поэтому на одинаковые, но расположенные в разных местах обмотки элементы твердой изоляции воздействуют разные по величине напряжения.

Скачок напряжения на зажимах трансформатора ΔU_A , вызванный ч. р. в изоляции, не равен скачку напряжения ΔU_x в месте возникновения ч. р. в глубине обмотки. Соотношение между ΔU_x и ΔU_A определяется затуханием импульса ч. р. в обмотке. Расчеты затухания по чисто емкостной схеме замещения обмотки показали, что величина затухания

зависит от места расположения ч. р. и может составлять 60 дБ и более; это вызывает сомнение в возможности сопоставления количественных измерений ч. р. в трансформаторах [Л. 4]. Однако прямые измерения затухания при испытаниях трансформаторов показали, что разница в величине ΔU_A при возникновении ч. р. в начале и глубине обмотки не превосходит 15 дБ. Поэтому величину $q = \Delta U_A C_{bx}$ (C_{bx} — входная емкость трансформатора) в первом приближении можно считать пропорциональной фактическому заряду в месте ч. р. и рассматривать как меру интенсивности ч. р.

Опыт измерений ч. р. на испытательной станции Запорожского трансформаторного завода подтверждает преимущества широкополосной схемы [Л. 5]. Использование емкости ввода в качестве конденсатора связи существенно облегчает задачу устранения воздушной короны. Снижение чувствительности схемы, обусловленное большой емкостью на землю измерительной обкладки ввода, не является недостатком, так как практически чувствительность всей схемы (включая усилитель и измерительные приборы на его выходе) ограничивается внешними помехами, а не шумами усилителя.

С помощью отдельного конденсатора связи можно собрать мостовую схему измерения ч. р. Однако опыт показал, что если емкость обмотки на землю является одним из плеч моста, то сбалансировать мост по импульсной помехе не удается.

Применяемые схемы измерений содержат широкополосный усилитель в качестве основного и узкополосный — в качестве вспомогательного. Широкополосный усилитель (полоса пропускания до 10^6 гц) с омическим шунтом позволяет с помощью осциллографа оценивать фазное положение импульсов ч. р. на кривой испытательного напряжения, стабильность амплитуды импульсов ч. р., отличать помехи от внутренних разрядов, скользящие разряды по фарфору от разрядов в масле и т. д., а с помощью пересчетных приборов — считать импульсы, следующие друг за другом с интервалом в несколько микросекунд. Узкополосный усилитель

Таким образом, (18) имеет вид:

$$\frac{66,3}{3} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} + j \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j(5+170) & [+1,67+j(5,77+31,7)] \\ [-1,67+j(5,77+31,7)] & j(5+17,7) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Xk}^{II} \\ I_{Yk}^{II} \end{bmatrix}.$$

Отсюда получим:

$$I_{Xk}^{II} = +0,3065 + j0,286 \text{ ka}; \quad I_{Yk}^{II} = -0,559 + j0,181 \text{ ka}$$

и

$$I_B = -1,268 + j0,732 \text{ ka}; \quad I_C = -0,410 - j0,188 \text{ ka}.$$

Литература

- Чернин А. Б., Вычисление электрических величин и поведение релейной защиты при неполнофазных режимах в электрических системах, Госэнергоиздат, 1963.
- Clatke E., Circuit Analysis of A-C Power Systems, 1943.
- Ульянов С. А., Электромагнитные переходные процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.

[7.5.1970]



имеет значительно большую помехоустойчивость, чем широкополосный. Его основным недостатком является невозможность счета импульсов при большой частоте их следования.

При градуировке схемы по МЭК так же, как и при измерениях ч. р., трансформатор рассматривается как сосредоточенная емкость. Соединения обмоток трансформатора при градуировке должны быть такими же, как при испытаниях. Обмотка НН, к которой при испытаниях присоединяется генератор, при градуировке должна быть замкнута накоротко и заземлена, так как емкость генератора и всей системы питания достаточно велика.

Градуировка схем регистрации ч. р., имеющихся на заводе, показала, что в реальных условиях заводской испытательной станции может быть достигнута собственная (т. е. без учета помех) чувствительность, позволяющая регистрировать ч. р. с амплитудой 10^{-12} к.

При измерениях ч. р. в трансформаторах 6—35 кв (испытания производятся приложенным напряжением) схема в целом не имеет собственных помех до напряжения 85 кв (испытательное напряжение трансформаторов класса 35 кв), и это позволило практически регистрировать кажущийся заряд ч. р. от 10^{-11} до 10^{-12} к.

При испытаниях трансформаторов и автотрансформаторов 110—750 кв (испытания производятся индуктированным напряжением) основная трудность заключается в устранении или, по крайней мере, в уменьшении уровня внешних помех. Их источниками являются: корона, коммутирующие аппараты, электродвигатели, гармоники питающего напряжения, радиовещательные станции.

Обычный фильтр RC , включаемый последовательно с усилителем для подавления напряжения испытательной частоты, не обеспечивает удовлетворительного подавления высших гармоник. Поэтому при испытании индуктированным напряжением использовался двухзвеный фильтр LC типа К, благодаря чему уровень помех от гармоник испытательного напряжения был снижен до эквивалентной кажущейся интенсивности $3 \cdot 10^{-11}$ к при напряжении, равном $1,3 U_{\text{Ф.наиб.раб.}}$.

В реальных условиях испытательной станции, расположенной в цехе, очень трудно избавиться от короны на ошиновке, соединяющей, в частности, испытываемый трансформатор с защитным шаровым разрядником. Поэтому испытания, в ходе которых измеряется интенсивность ч. р., необходимо производить без шарового разрядника на стороне ВН, устанавливая его со стороны возбуждения трансформатора. При этом измерение напряжения производится по данным обычной градуировки шаровым разрядником на стороне ВН; на время испытания этот разрядник отключается.

Корона на вводах трансформаторов 110 кв и выше без экранов является источником помех, эквивалентная интенсивность которой составляет до 10^{-7} к при рабочем напряжении, до $5 \cdot 10^{-7}$ к при 150% рабочего напряжения и до 10^{-6} к при испытательном напряжении. Для устранения короны на вводах как испытываемой, так и неиспытываемых фаз трансформатора устанавливались экраны торOIDального и сферического типов.

Производственные помехи от работающих в цехе электродвигателей, сварочных аппаратов, контакторов и т. п. не зависят от напряжения испытуемого трансформатора. В неблагоприятных случаях эквивалентная кажущаяся интенсивность этих помех достигает 10^{-9} к, средний же уровень их составляет 10^{-10} к. Когда цех не работает (в воскресные и праздничные дни), уровень производственных помех снижается до 10^{-11} к.

При напряжении до 700 кв относительно земли практически достигнутая чувствительность, понимаемая как минимальная кажущаяся интенсивность ч. р., надежно фиксируемая на фоне производственных помех, составляет 10^{-10} к. Эта чувствительность получена оценкой интенсивности ч. р. на фоне помех путем их разделения на экране электронного осциллографа, что требует соответствующей квалификации персонала, проводящего испытания. Чувствительность, полученная без такого разделения, несколько хуже (см., например, табл. 2).

Результаты испытаний трансформаторов. На испытательной станции ЗТЗ для измерений кажущейся интенсивности и числа импульсов ч. р. применяется широкополосная схема по [Л. 5 и 12] с усилителем УШ-2, счетчиками П-100 или ИСС-3 и осциллографами С1-1 или С1-16. Всего было испытано более двухсот трансформаторов классов напряжения 6—750 кв. Как показывает опыт, характеристики ч. р. резко различны для двух групп трансформаторов: с высшим напряжением до 110 кв, 220 кв и выше.

Безвакуумная заливка маслом трансформаторов первой группы (а для трансформаторов 35 кв мощностью менее 16 МвА и безвакуумная пропитка) является причиной наличия в изоляции большого количества воздушных включений. Ч. р. в этих трансформаторах могут существовать уже при рабочем напряжении (во время испытаний на заводе). Среднее напряжение начала ч. р. U_n , измеренное по уровню 10^{-10} к, в трансформаторах 35 кв равно 24 кв (стандарт распределения 22%), причем только у одного из 18 трансформаторов ч. р. начинились при напряжении, меньшем рабочего ($U_n = 15$ кв). Для 28 фаз трансформаторов 110 кв $U_n = 65$ кв ($U_{\text{Ф.наиб.раб.}} = 73$ кв) при стандарте распределения 20%.

С повышением напряжения интенсивность ч. р. растет сначала быстро, а при напряжениях, боль-

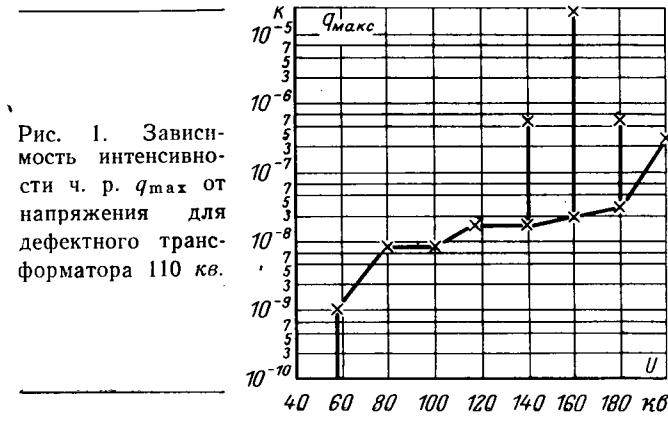


Рис. 1. Зависимость интенсивности ч. р. q_{\max} от напряжения для дефектного трансформатора 110 кв.

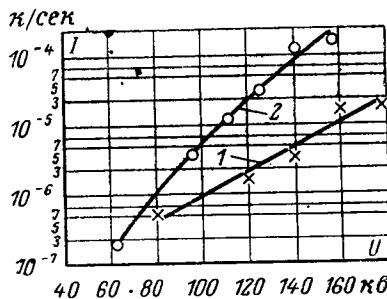


Рис. 2. Зависимости тока ч. р. от напряжения для трансформатора с увеличенным временем пребывания активной части на воздухе.

1 — при контрольных испытаниях; 2 — после пребывания изоляции на воздухе.

ших $(1,5-2) U_{\Phi,\text{наиб,раб}}$, рост замедляется. Резкое увеличение интенсивности, характерное для появления критических ч. р., не наблюдается вплоть до испытательного напряжения. На рис. 1 приведены результаты измерений ч. р. на трансформаторе, не выдержавшем испытания. Монотонно возрастающая кривая характеризует уровень ч. р., обусловленный воздушными включениями. Всплески интенсивности до $10^{-6}-10^{-5} \kappa$ вызваны пробоями больших масляных промежутков и повреждением твердой изоляции. При напряжении 160 кВ во время вспышек интенсивности ч. р. до величины более $10^{-5} \kappa$ прослушивались глухие щелчки в баке трансформатора.

Наибольшие зарегистрированные уровни ч. р. при испытательном напряжении трансформаторов первой группы составляют от $5 \cdot 10^{-8}$ до $10^{-7} \kappa$. Несколько раз измерения ч. р. проводились до и после полного комплекса типовых испытаний, причем результаты измерений всегда практически совпадали. Это можно считать свидетельством того, что изоляция трансформаторов не была повреждена при испытаниях переменным напряжением и стандартными импульсами.

Интенсивность ч. р. зависит от конструкции и технологической обработки изоляции трансформаторов. Грубые дефекты сильно сказываются на характеристиках ч. р. [Л. 6]. Небольшие отклонения технологического процесса от норм увеличивают интенсивность ч. р., но в меньшей степени. Корреляционная связь между небольшими отклонениями технологии и интенсивностью ч. р. была установлена по многочисленным результатам испытаний. При этом необходимо измерять все параметры ч. р., так как в ряде случаев только некоторые из них реагируют на отклонения технологического процесса. В качестве иллюстрации на рис. 2 приведены результаты опыта по выяснению влияния пребывания на открытом воздухе на пропитанную маслом изоляцию трансформатора 110 кВ . Кривая 1 относится к измерениям ч. р. в процессе контрольных испытаний, кривая 2 получена после дополнительного пребывания пропитанной активной части трансформатора на воздухе в течение нескольких десятков

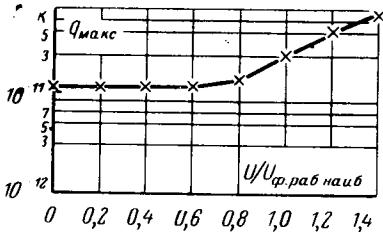


Рис. 3. Измерения ч. р. на автотрансформаторе $167 \text{ MVA}, 500 \text{ кВ}$ при наличии помех, зависящих от напряжения.

часов. Зависимости тока ч. р. от напряжения явно отличаются друг от друга, в то время как зависимости $q_{\max}=f(U)$ практически совпадают. Это может быть объяснено увеличением количества мест возникновения ч. р. в изоляции (за счет дополнительных воздушных включений и увлажнения) при сохранении размеров включений.

Трансформаторы напряжением 220 кВ и выше проходят значительно более тщательную технологическую обработку изоляции и заливаются маслом под вакуумом. При этом воздушные включения существенных размеров, достаточных для возникновения в них ч. р., полностью удаляются из изоляции.

Испытания трансформаторов классов напряжения $220, 330, 400, 500$ и 750 кВ показывают, что опасные ч. р. в их изоляции при рабочем напряжении практически отсутствуют. Регистрируемые при испытаниях разряды имеют интенсивность, как правило, не больше $5 \cdot 10^{-10} \kappa$ и представляют собой внешние помехи.

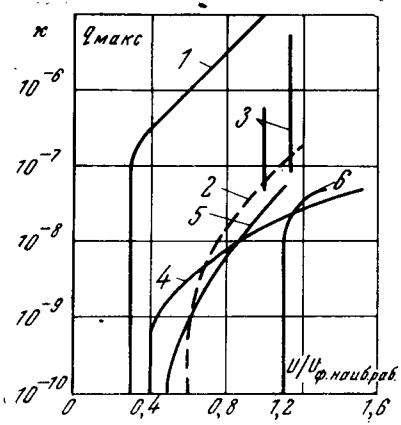
На рис. 3 показаны результаты измерения ч. р. на одном из автотрансформаторов 500 кВ . Увеличение интенсивности ч. р. при $U > 0,6 U_{\Phi,\text{наиб,раб}}$ было вызвано короной на шинопроводе в распределительном устройстве, через которое возбуждался трансформатор. При тщательном проведении испытаний обычно удается установить причину высокого уровня измеряемых внешних разрядов и либо устранить их, либоенным образом учесть при оценке результатов испытаний.

Как показывает опыт, причиной больших значений ч. р. могут быть конструктивные, технологические и производственные дефекты трансформаторов: посторонние предметы в зоне высокой напряженности электрического поля, недостаточная сушка, некачественная пропитка, длительное пребывание активной части на воздухе, недостаточный вакуум при заливке маслом и т. д.

На рис. 4 приведены зависимости интенсивности ч. р. при наличии некоторых дефектов. Как следует из рисунка, грубые дефекты (кривые 1 и 3) могут быть обнаружены даже без устранения воздушной короны на вводах. Кривая 3 относится к автотрансформатору 330 кВ , проработавшему несколько лет и начавшему выделять газ. Измерения позволили установить очень высокий уровень ч. р. в изоляции, а разборка автотрансформатора подтвердила наличие повреждения изоляции (ползущий разряд).

Рис. 4. Дефекты, обнаруженные в трансформаторах измерениями ч. р.

1 — посторонние предметы в опытном трансформаторе 500 кВ ; 2 — корона на вводах трансформаторов 330 кВ без экранов (усредненная кривая); 3 — «ползущий разряд»; 4 — безвакуумная пропитка (опытный трансформатор 110 кВ); 5 — недостаточный вакуум при заливке маслом трансформатора 500 кВ ; 6 — отклонения от нормированной технологической обработки.



Напряжение начала ч. р. в опытном трансформаторе с безвакуумной пропиткой (кривая 4), в трансформаторе с некачественной заливкой маслом (кривая 5) и при наличии посторонних предметов составляет $(0,3 \div 0,5) U_{\text{Ф.наиб.раб}}$ и лежит ниже напряжения возникновения короны на неэкранированных вводах. Ч. р. при других дефектах могут начинаться при напряжении, равном или большем рабочего (кривые 3 и 6).

Дефекты технологического характера не могут быть четко зафиксированы без установки экранов (кривые 4—6). Ход кривых 4 и 5, относящихся к ч. р. в воздушных включениях, характеризуется, как и в серийных трансформаторах первой группы, скачком q_{\max} в момент начала ч. р. примерно на порядок (над уровнем 10^{-10} к) и плавным возрастанием интенсивности при увеличении напряжения. В случае пробоя больших масляных промежутков и повреждения твердой изоляции начальный скачок интенсивности ч. р. достигает 3—5 порядков (кривые 1 и 3).

Уровни разрядов в трансформаторах, не имеющих дефектов, измеренные до и после высоковольтных контрольных (напряжением переменного тока) и типовых (импульсных) испытаний, как и в трансформаторах первой группы, не отличаются друг от друга, а «гистерезис» в зависимостях интенсивности ч. р. от напряжения не наблюдается.

Однако при некачественной изоляции высоковольтные испытания могут ухудшать ее состояние. Так, при испытании опытного трансформатора, изоляция которого была специально обработана с отклонениями от нормированной технологии (повышенное остаточное давление, уменьшенная длительность сушки, увеличенная скорость заливки маслом), ч. р. перед приложением испытательного напряжения обнаружены при $1,34 U_{\text{ном}}$ (кривая 6, рис. 4). При измерениях спустя 1 ч после воздействия испытательного напряжения интенсивность ч. р. несколько увеличилась. Напряжение начала ч. р. снизилось в результате испытаний до $(1,1 \div 1,15) U_{\text{ном}}$. Неоднократный подъем напряжения до $1,3 U_{\text{ном}}$ спустя одни и двое суток после испытаний не вызывал дальнейшего изменения $U_{\text{н}}$. Особенно показательно снижение напряжения погасания ч. р. $U_{\text{пог}}$. При первом подъеме напряжения ч. р. исчезали сразу после начала снижения напряжения. В опыте б) (рис. 5) $U_{\text{пог}}$ составило $0,9 U_{\text{ном}}$, а в зависимости $q_{\max} = f(U)$ четко проявилось ухудшение изоляции. Отдых изоляции трансформатора в течение суток привел к исчезновению гистерезиса и уменьшению интенсивности ч. р. (рис. 5, в). Описанное явление можно объяснить образованием газовых пузырей, которые затем медленно растворяются при отдыхе изоляции.

При испытательном напряжении обычно не удается полностью устранить корону на ошиновке защитных шаров и схемы подпорного напряжения. В этом случае при использовании осциллографа для визуального выделения внутренних разрядов на фоне помех удается регистрировать ч. р. интенсивностью $10^{-7} \div 10^{-6} \text{ к}$. Ни в одном из выдержавших контрольные испытания трансформаторов таких ч. р. не было. При появлении стримерной короны на экранах с большим радиусом закругления интен-

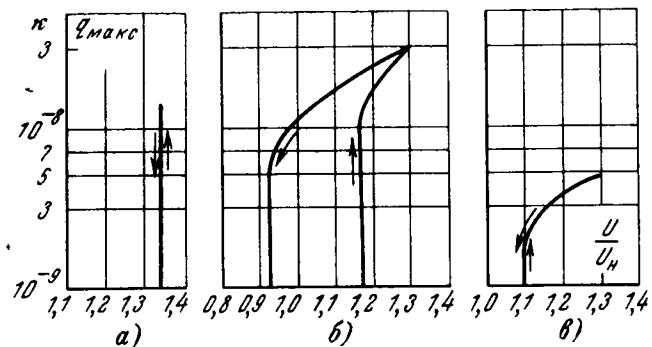


Рис. 5. Изменение интенсивности ч. р. при отклонениях от норм технологической обработки изоляции трансформатора. а — перед высоковольтными испытаниями; б — спустя 1 ч после высоковольтных испытаний; в — спустя 24 ч после высоковольтных испытаний.

сивность ее достигает 10^{-5} к и более, что полностью исключает возможность регистрации ч. р.

Предлагаемые нормы испытаний на ч. р. Испытания большого количества трансформаторов 35—110 кв на ч. р. были проведены с целью отработки методики измерений и накопления опытных данных по уровням ч. р. В настоящее время на заводе измерения ч. р. на этих трансформаторах проводятся в качестве типового испытания на первом и втором образцах. Многочисленные результаты испытаний позволяют предварительно оценить безопасные уровни ч. р., что подтверждается также опытом эксплуатации этих трансформаторов. В табл. 1 приведены значения допустимой интенсивности ч. р. в кулонах, которые могут быть приняты в качестве норм при заводских испытаниях трансформаторов классов напряжения 35—110 кв.

Предлагаемые нормы позволяют, например, отбраковывать трансформаторы, при обработке изоляции которых имели место недопустимые отклонения технологического процесса от нормы [Л. 6], приводящие к увеличению вероятности пробоя при испытаниях. Включение в таблицу уровней интенсивности ч. р. при нормированном испытательном напряжении объясняется тем, что в настоящее время нет обоснований для отказа от стандартных методов испытаний трансформаторов 35—110 кв, соответствующих существующим уровням изоляции. Выдержка напряжения на ступени $U_{\text{исп}}$ соответствует стандарту, а на ступенях 1,0 и $1,5 U_{\text{Ф.наиб.раб}}$ она должна составлять 5—10 мин, что необходимо для надежного измерения интенсивности ч. р. Все испытание может быть совмещено с испытанием

Таблица 1

Нормы допустимой интенсивности частичных разрядов для трансформаторов 35 и 110 кв

Класс напряжения, кв	Допустимая интенсивность ч. р. (к) при напряжении		
	$U_{\text{Ф.наиб.раб}}$	$1,5 U_{\text{Ф.наиб.раб}}$	$U_{\text{исп}}$
35 кв (кроме IV габарита)	$5 \cdot 10^{-9}$	10^{-8}	10^{-7}
35 кв (IV габарит) и 110 кв	10^{-9}	10^{-8}	$5 \cdot 10^{-8}$

приложенным напряжением трансформаторов 35 кв и индуцированным напряжением трансформаторов 110 кв.

При кратковременном воздействии напряжения видимые следы на картоне оставляют ч. р. с интенсивностью 10^{-6} к [Л. 7 и 8], а в некоторых случаях и 10^{-7} к. Эта величина была принята трансформаторной секцией Координационного совета по частичным разрядам в июне 1968 г. в качестве недопустимого уровня интенсивности ч. р. при испытательном напряжении. Необходимо отметить, что точность измерения ч. р. не позволяет надежно фиксировать интенсивности, отличающиеся друг от друга менее чем на половину порядка. Поэтому не имеет смысла, называя в качестве предельной интенсивности какое-то определенное значение, делать различие между термином «допустимая» и «недопустимая» интенсивность. Исходя из традиции задания допустимых напряженостей, нагрузок, со противлений изоляции и т. д., представляется целесообразным пользоваться термином «допустимая интенсивность».

Для обеспечения измерений ч. р. с интенсивностью порядка 10^{-8} к при контрольных испытаниях необходимо отказаться от шарового разрядника на стороне ВН, как средства защиты, и применять для трансформаторов высших классов напряжения более совершенные экраны, чем указанные в [Л. 5]. Однако в ряде случаев, например при испытаниях автотрансформаторов, когда необходимо применять очень высокое подпорное напряжение (до нескольких сотен киловольт), на трансформаторных заводах такая чувствительность практически недостижима.

За последнее время неоднократно предлагалась замена испытания напряжением промышленной частоты испытанием импульсами, имитирующими внутренние перенапряжения, и испытанием на частичные разряды [Л. 9—11]. Последнее должно проверять стойкость изоляции по отношению к длительному воздействию напряжения; такое испытание следует проводить по рабочей схеме трансформатора в эксплуатации. Важность этого требования подтверждается опытными данными: обычно при трехфазном возбуждении уровни ч. р. несколько выше, чем при однофазном. Измерение ч. р. должно проводиться при подъеме, выдержке и снижении напряжения. Величина испытательного напряжения должна составлять $(1,4 \div 1,5) U_{\text{Ф.наиб.раб}}$. Указанная

величина напряжения позволяет четко фиксировать дефекты, влияющие на длительную электрическую прочность изоляции. Кроме того, анализ результатов испытаний на ч. р. показал, что качество сушки наиболее сильно сказывается на величине ч. р. именно при таком напряжении.

Выдержка напряжения при испытаниях на ч. р. должна согласовываться с вольт-временной характеристикой изоляции и в то же время быть технически легко осуществимой. Уместно указать, что некоторые виды ч. р. могут проявлять себя только при выдержке напряжения в течение определенного времени. Так, при испытаниях трансформатора с ползущим разрядом (кривая 3, рис. 4) за 30 мин выдержки под рабочим напряжением ч. р. зарегистрированы только на 21-й минуте в виде вспышки интенсивности.

Учитывая имеющийся опыт заводских испытаний и лабораторных исследований, можно рекомендовать для типовых испытаний выдержку в пределах от 1 до 10 с и для контрольных испытаний от 10 до 30 мин. Выбор длительности выдержки должен производиться в каждом конкретном случае отдельно в соответствии с конструктивными и технологическими особенностями трансформатора.

По имеющимся предварительным данным, полученным на образцах изоляции, при длительном воздействии напряжения могут представлять опасность для изоляции ч. р. с интенсивностью порядка 10^{-9} к. Эта величина на порядок ниже принятого в 1968 г. Координационным советом по частичным разрядам уровня 10^{-8} к для рабочего напряжения. Как видно из рис. 4, последнее значение не позволяет четко отбраковать ряд дефектов. Следует отметить, что вопрос о разрушающей изоляцию интенсивности ч. р. в настоящее время исследован мало и в этом направлении предстоит еще большая работа.

Как уже указывалось, обычно трансформаторы 220 кв и выше не имеют ч. р. с интенсивностью более $5 \cdot 10^{-10}$ к. Однако принятие норм на контрольные испытания должно быть согласовано с максимальными значениями интенсивности, регистрируемыми без разделения помех и внутренних частичных разрядов. В табл. 2 указаны реальные уровни интенсивности ч. р., измеренные при испытаниях трансформаторов без разделения ч. р. по виду импульсов на осциллографе на разряды внутри изоляции и внешние помехи. Анализ результатов измерений показывает, что уже в настоящее время для

Таблица 2

Характерные величины интенсивности ч. р., измеренные при напряжениях $(1,0 \div 1,5) U_{\text{Ф.наиб.раб}}$

Условия и результаты измерений	Класс напряжения трансформатора, кв					
	220	330		500		
Напряжение, при котором производились измерения $U/U_{\text{Ф.наиб.раб}}$	1,0	1,5	1,0	1,4	1,0	1,4
Количество испытанных фаз	17	10	13	13	18	11
Уровень интенсивности ¹ , к	Наибольшее из измеренных значений	$8,3 \cdot 10^{-8}$	$6,5 \cdot 10^{-8}$	$2,5 \cdot 10^{-8}$	$1,3 \cdot 10^{-7}$	$8,6 \cdot 10^{-9}$
	Наименьшее из измеренных значений	$5 \cdot 10^{-11}$	$7 \cdot 10^{-10}$	$1,7 \cdot 10^{-10}$	$3 \cdot 10^{-10}$	$8 \cdot 10^{-11}$
	Среднее значение	$7 \cdot 10^{-10}$	$9,3 \cdot 10^{-9}$	$3,9 \cdot 10^{-9}$	$2 \cdot 10^{-9}$	$5 \cdot 10^{-10}$

¹ Под уровнем интенсивности понимается максимальная величина q (в кулонах), зарегистрированная при данном испытании данной фазы трансформатора.

Наибольшие допустимые уровни интенсивности ч. р. для трансформаторов 220—750 кв

Напряжение	$U_{\Phi, \text{наиб.раб}}$	$(1,3 \div 1,5) U_{\Phi, \text{наиб.раб}}$
Допустимая интенсивность ч. р. q , к	$5 \cdot 10^{-9}$	$5 \cdot 10^{-8}$

контрольных испытаний трансформаторов 220 кв и выше могут быть приняты в качестве норм уровни в 2 раза ниже принятых Координационным советом (табл. 3).

Как показал опыт (рис. 4), дефекты в изоляции приводят к превышению указанных в табл. 3 уровней.

Из сопоставления данных табл. 2 и 3 следует, что наибольшие зарегистрированные интенсивности превышают рекомендуемый допустимый уровень. Такие превышения отмечались в единичных случаях.

Решение об отбраковке трансформатора может приниматься по результатам измерений интенсивности ч. р. только в случаях, когда допустимый уровень превышен на один или несколько порядков. В случаях незначительного превышения допустимого уровня такое решение может быть принято путем анализа результатов измерений интенсивности ч. р. и всех других испытаний изоляции. В случае необходимости можно рекомендовать дополнительные испытания изоляции, в т. ч. с измерением ч. р.

Если дальнейшие исследования подтвердят, что необходимы более строгие нормы, чем указанные в табл. 3, то для их внедрения на испытательных станциях потребуется провести ряд технических мероприятий по обеспечению достаточной чувствительности измерений. В частности, потребуется ре-

конструкция существующих испытательных станций и снижение уровня производственных помех.

Испытания на ч. р. должны проводиться как типовые на трансформаторах 35—220 кв и как типовые и контрольные на трансформаторах 330 кв и выше. Как в том, так и в другом случае выполнение рекомендованных норм дает уверенность в хорошем качестве изоляции.

Литература

1. Meador I. R., Kaufman R. B., Brustle H. H., Transformer corona testing, IEEE Trans., Pow. App. and Syst., 1966, vol. 85, № 8.
2. Ryder D. H., James R. E., Corona testing of power transformers, Electr. World, 1966, vol. 165, № 4.
3. Gänger B., Vorwerk H. J., Ionisationsmessungen an Transformatoren, Brown Boveri Mitt., 1967, Bd 54, № 7.
4. Hartill E. R. a. u., Some aspects of internal corona discharges in transformers, CIGRE, 1962, rep. 102.
5. Рекомендации по измерениям частичных разрядов в силовых трансформаторах, «Электротехника», 1967, № 9.
6. Гурин В. В. и др., Технологическая обработка изоляции трансформаторов и измерение частичных разрядов, «Электротехническая промышленность», 1967, вып. 293.
7. Каплан Д. А., Кучинский Г. С., Электрические характеристики маслобарьерной изоляции силовых трансформаторов, «Электричество», 1966, № 2.
8. Каплан Д. А. и др., Электрические характеристики маслобарьерной изоляции силовых трансформаторов, «Электричество», 1968, № 7.
9. Панов А. В., Морозова Т. И., Электрические характеристики и методика расчета главной изоляции мощных высоковольтных трансформаторов, «Вопросы трансформаторостроения», Труды ВЭИ, вып. 79, 1969.
10. Каплан Д. А. и др., Высоковольтные испытания изоляции силовых трансформаторов, «Электротехника», 1968, № 3.
11. Левит А. Г., Высоковольтные испытания силовых трансформаторов высших классов напряжения со сниженными уровнями изоляции, «Известия НИИПТ», 1965, вып. 11.
12. Гурин В. В., Испытания трансформаторов на частичные разряды, «Электротехническая промышленность», 1968, вып. 313.

[21.7.1970]



УДК 621.317.333.6

Контроль изоляции под рабочим напряжением

Канд. техн. наук П. М. СВИ
Москва

В последние годы существенно повысилась роль и ответственность системы профилактического контроля вводов и трансформаторов тока с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа. Это вызвано высокими требованиями к эксплуатационной надежности таких аппаратов, широко применяемых в установках высших классов напряжения.

Однако возможности наиболее простого способа повышения эффективности профилактики — путем ужесточения норм и более частых измерений — в этом случае практически исчерпаны. Подлежащие контролю изменения диэлектрических характеристик передко уже сопоставимы с неизбежной в условиях эксплуатации погрешностью измерений [Л. 1], а частые отключения оборудования для изме-

рений неприемлемы по режимным условиям и, кроме того, требуют значительных дополнительных затрат.

Имеется еще одна возможность повышения эффективности профилактического контроля вводов — производство измерений при рабочем напряжении, без вывода оборудования из эксплуатации.

Как будет показано ниже, этот метод контроля достаточно прост и обладает рядом существенных преимуществ. В их числе: возможность частых (в пределе — непрерывных) измерений, а также контроль изоляции при фазовом напряжении и при повышенных температурах. Последнее обстоятельство особенно важно в наиболее часто встречающихся случаях контроля изоляции трансформатор-

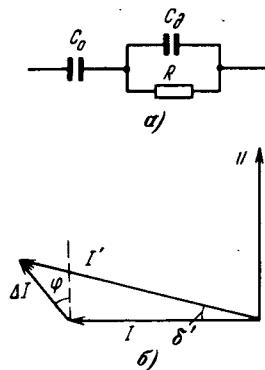


Рис. 1. К расчету тока через ввод с дефектом.

статистически обоснованных данных о наиболее часто встречающихся дефектах [Л. 3]. В качестве возможных причин могут быть названы повреждение твердой изоляции частичными разрядами, увлажнение части изоляции и вызванное им ухудшение разрядных характеристик или развитие в этом объеме процессов теплового пробоя.

Возможно также совместное действие ряда факторов, например, нарушение теплового равновесия из-за возрастания диэлектрических потерь, вызванного частичными разрядами [Л. 4].

Учитывая это, а также исходя из конструкции ввода, можно принять, что наличие сосредоточенного, местного дефекта в его изоляции более вероятно, чем общее равномерное ее ухудшение (например, из-за увлажнения всего остова). Сказанное также относится и к трансформаторам тока 330 кв.

Профилактический контроль имеет смысл лишь в случае так называемого «медленного» развития повреждения, когда перекрытию по поверхности или интенсивным частичным разрядам, быстро разрушающим изоляцию, предшествует сравнительно длительный период увлажнения или других процессов, изменяющих ее электрические характеристики. Поэтому, не рассматривая методов непосредственных измерений частичных разрядов в изоляции вводов, необходимость и возможность проведения которых в условиях эксплуатации еще не установлены, исследуем способ контроля по изменению диэлектрических характеристик (емкости и $\tg \delta$).

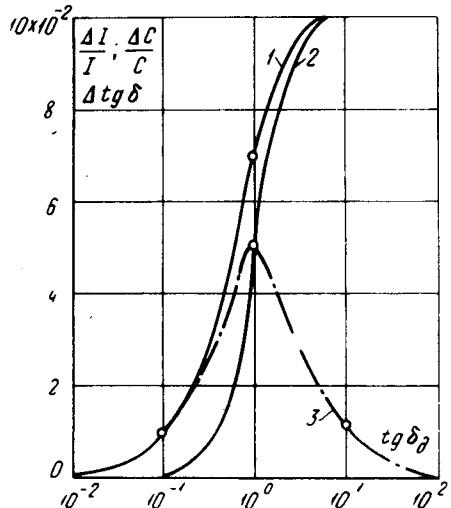


Рис. 2. Зависимость диэлектрических характеристик ввода от степени развития дефекта
 $(\frac{C_d}{C_0} = 10)$:
1 — $\frac{\Delta I}{I}$; 2 — $\frac{\Delta C}{C}$;
3 — $\Delta \tg \delta$.

В первом приближении схема замещения ввода с местным дефектом может быть представлена (рис. 1, а) в виде последовательно включенных емкости C_d объема поврежденной изоляции и емкости C_0 остальной изоляции ввода. Сопротивление R эквивалентирует диэлектрические потери или потери от частичных разрядов, а также от токов проводимости. Потерями в остальной, неповрежденной части изоляции в целях упрощения расчетов пренебрегаем.

Относительная величина изменения тока через изоляцию объекта, вызванного дефектом (рис. 1, б), определяется выражением:

$$\begin{aligned} \frac{|\Delta I|}{|I|} &= \frac{|I' - I|}{|I|} = \frac{|\Delta Y_d|}{|Y|} = \frac{x}{kR} \times \\ &\times \frac{1}{\left[\left(\frac{x}{R} \right)^2 + \left(\frac{k+1}{k} \right)^2 \right]^{1/2}} = \\ &= \frac{\tg \delta_d}{k} \frac{1}{\left[\tg \delta_d^2 + \left(\frac{k+1}{k} \right)^2 \right]^{1/2}}, \end{aligned} \quad (1)$$

где I' — ток через изоляцию при наличии дефекта; I — ток через изоляцию неповрежденного объекта; Y — проводимость схемы замещения неповрежденного объекта; ΔY_d — изменение проводимости схемы замещения, связанное с дефектом; $k = \frac{C_d}{C_0}$ — отношение емкостей поврежденной и неповрежденной части изоляции; $\tg \delta_d$ — тангенс угла потерь дефектного участка изоляции:

$$\tg \delta_d = \frac{x}{R} = \frac{1}{\omega C_d R}.$$

Из анализа схемы замещения следует, что фазовый угол φ приращения тока ΔI равен

$$\varphi = \arctg \left(\frac{k}{k+1} \frac{x}{R} \right) = \arctg \left(\frac{k}{k+1} \tg \delta_d \right). \quad (2)$$

Обычно дефект охватывает сравнительно небольшой объем изоляции. При этом $\frac{k}{k+1} \approx 1$ и для большинства случаев можно считать, что

$$\varphi \approx \arctg (\tg \delta_d) = \delta_d. \quad (3)$$

Поскольку величиной диэлектрических потерь неповрежденного объекта мы пренебрегли, отношение активной составляющей тока I' к реактивной будет соответствовать приращению $\tg \delta$:

$$\Delta \tg \delta = \tg' \delta = \frac{\tg \delta_d}{k} \frac{1}{\tg \delta_d^2 + \frac{k+1}{k}}. \quad (4)$$

Реактивная составляющая приращения тока через объект определяется изменением его емкости, вызванным дефектом в изоляции:

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \text{Im} \frac{\Delta I}{I} = \frac{\tg \delta_d^2}{k} \frac{1}{\tg \delta_d^2 + \left(\frac{k+1}{k} \right)^2}. \quad (5)$$

Относительную выявляемость дефекта путем измерения рассматриваемых величин определяют следующие соотношения (как и выше, принято, что $\frac{k+1}{k} \approx 1$):

$$N_1 = \frac{\frac{\Delta I}{I}}{\Delta \tg \delta} \approx (\tg \delta_d^2 + 1)^{1/2}; \quad (6)$$

$$N_2 = \frac{\Delta I}{\frac{\Delta C}{C_0}} \approx \frac{(\operatorname{tg}^2 \delta_d + 1)^{1/2}}{\operatorname{tg} \delta_d}; \quad (7)$$

$$N_3 = \frac{\Delta C}{\frac{C_0}{\Delta \operatorname{tg} \delta}} \approx \operatorname{tg} \delta_d^2. \quad (8)$$

Величины N_1 и N_2 всегда больше единицы, что определяет предпочтительность контроля изоляции по приращению тока. В начальных стадиях развития дефекта ($\operatorname{tg} \delta_d < 1$) результаты измерения приращения тока и изменения $\operatorname{tg} \delta$ практически совпадают ($N_1 \approx 1$). На поздних стадиях развития дефекта ($\operatorname{tg} \delta_d \gg 1$) совпадают результаты контроля по приращению тока и изменению емкости ($N_2 \approx 1$). Величина N_3 определяет границы применимости методов контроля изоляции по $\operatorname{tg} \delta$ и емкости (при $\operatorname{tg} \delta_d < 1$ предпочтительней контроль по $\operatorname{tg} \delta$, при $\operatorname{tg} \delta_d > 1$ — по изменению емкости). На рис. 2 в качестве примера приведены кривые, иллюстрирующие эти выводы.

Из векторной диаграммы (рис. 1, б) также следует, что предпочтительней измерять только приращение тока ΔI , а не весь ток I' через изоляцию объекта. Действительно из (3) и (4) имеем:

$$\operatorname{tg} \delta' = \frac{\operatorname{tg} \varphi}{k} \frac{1}{\operatorname{tg} \delta_d^2 + \frac{k+1}{k}} \approx \frac{\operatorname{tg} \varphi}{k}.$$

Учитывая определенную сложность производства в условиях эксплуатации точных измерений малых значений угла δ' (контроль по $\operatorname{tg} \delta$), целесообразней измерять непосредственно величину ΔI (при этом должен измеряться почти в k раз больший угол φ).

Одним из наиболее простых методов реализации способа контроля по изменению тока через изоляцию является измерение суммы трехфазной системы токов трех аналогичных объектов (например, трех вводов силового трансформатора, трех фаз трансформатора тока и т. п.). При равенстве начальных проводимостей изоляции объектов и симметрии фазных напряжений сети сумма трех токов равна нулю и последующее появление в суммарном токе несбалансированной составляющей (ΔI) должно свидетельствовать об изменении проводимости изоляции одного из объектов, т. е. о возникновении дефекта.

Этот метод сигнализации о повреждении вводов [Л. 5] применяется уже рядом энергосистем, которые разработали соответствующие релейные и измерительные устройства (так называемая система КИВ) и в настоящее время ведут их опытную эксплуатацию. Однако из-за ряда конструктивных особенностей известных устройств они мало пригодны для применения в целях профилактического контроля. Основной их недостаток — невозможность обнаружения малых значений тока ΔI (порог чувствительности известных устройств, определяемый остаточным уровнем помех, порядка десяти процентов от тока объекта).

При такой чувствительности можно ожидать выявления лишь предварийного состояния ввода, причем отрезок времени между сигналом устрой-

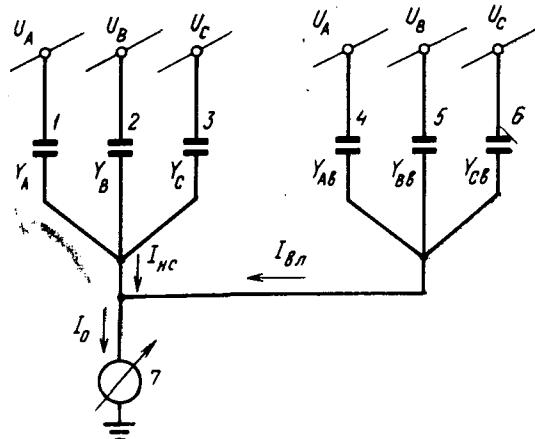


Рис. 3. К расчету суммы трехфазной системы токов.

ства КИВ и пробоем ввода не всегда будет достаточным для принятия мер.

Однако сам метод измерения трехфазной системы токов, как показал теоретический анализ и соответствующая экспериментальная проверка, имеет значительно большие возможности. Рассмотрим их подробнее.

В расчетной схеме, приведенной на рис. 3, проводимости Y с соответствующими индексами эквивалентны проводимостям изоляции контролируемых вводов 1—3, а проводимости $Y_{\text{в}}$ — эквивалентны частичным емкостям 4—6 этих вводов относительно ошиновки, соседних вводов, а также других элементов распределустройства (для учета токов влияний).

Через измерительный орган 7 протекают токи промышленной частоты и высших гармоник. Рассмотрим их раздельно. Составляющими промышленной частоты в измеряемом токе I_0 являются ток влияний $I_{\text{вл}}$, а также ток несимметрии I_{nc} , вызванный различием в значениях проводимости изоляции объектов, находящихся в хорошем состоянии (различие емкостей и $\operatorname{tg} \delta$ изоляции объектов при выпуске их из завода; так называемое исходное состояние изоляции объектов).

Из схемы рис. 3 следует:

$$I_{\text{nc}} = (Y + \Delta Y_A) \dot{U}_A + (Y + \Delta Y_B) \dot{U}_B + (Y + \Delta Y_C) \dot{U}_C,$$

где Y — средняя проводимость изоляции объектов;

$$\Delta Y_A = Y_A - Y; \quad \Delta Y_B = Y_B - Y; \quad \Delta Y_C = Y_C - Y.$$

Учитывая симметрию звезды фазных напряжений, получим:

$$I_{\text{nc}} = \Delta Y_A \dot{U}_A + \Delta Y_B \dot{U}_B + \Delta Y_C \dot{U}_C; \quad (9)$$

$$I_{\text{вл}} = \Delta Y_{AB} \dot{U}_A + \Delta Y_{BB} \dot{U}_B + \Delta Y_{CB} \dot{U}_C. \quad (10)$$

При дефекте изоляции ток несимметрии увеличится на величину ΔI :

$$I'_{\text{nc}} = I_{\text{nc}} + \Delta I.$$

Для обнаружения наличия дефекта суммарный измеряемый ток должен превышать ток, вызванный несимметрией емкостей вводов и влияниями. Отношение этих токов (отношение сигнал — помеха) запишем в виде:

$$K_{\text{с.н}} = \frac{|I'_{\text{nc}} + I_{\text{вл}}|}{|I_{\text{nc}} + I_{\text{вл}}|} = \frac{|I_{\text{nc}} + I_{\text{вл}} + \Delta I|}{|I_{\text{nc}} + I_{\text{вл}}|}. \quad (11)$$

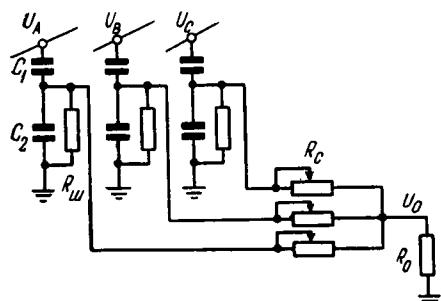


Рис. 4. Измерительная схема.
 C_1 — емкость изоляции ввода; C_2 — емкость на землю измерительного вывода.

Из анализа уравнений (9) — (11) следует, что выявляемость дефекта зависит от соотношения фаз тока, вызванного дефектом, и суммы токов несимметрии и влияний. Рост дефекта может привести не только к росту, но и к первоначальному уменьшению значения измеряемого тока, когда названные токи окажутся в противофазе. В этом, худшем случае, (из 11) имеем:

$$K_{c.p} = \frac{\gamma_d}{\gamma + \gamma_b} - 1,$$

$$\text{где } \gamma = \frac{\Delta Y}{Y}; \quad \gamma_b = \frac{\Delta Y_b}{Y} \text{ и } \gamma_d = \frac{\Delta Y_d}{Y}$$

— относительные величины эквивалентных проводимостей, обусловленные соответственно различием емкостей вводов, наличием несбалансированных токов влияний и дефектом изоляции.

Если принять $K_{c.p}=2$, то наименьшая обнаруживаемая степень дефектности $\gamma_d=3(\gamma+\gamma_b)$.

Разница величин емкостей вводов может достигать 5%; с учетом токов влияний небаланс может быть еще больше. Отсюда следует, что при простейшей схеме измерений (рис. 3) рассматриваемым методом надежно может быть обнаружено лишь уже развитое повреждение изоляции, изменившее емкость ввода более чем на 10—15%.

Из (11) следует, что повышение чувствительности устройства возможно лишь путем уменьшения величины суммарного тока небаланса ($I_{nc}+I_{vl}$). С учетом этого требования рассмотрим влияние помех от высших гармонических составляющих в измеряемом токе. Основное значение имеют токи третьей гармоники, однако в ряде сетей может возрасти влияние и более высших гармоник.

При условии выполнения требования о компенсации токов несимметрии и влияний чувствительность устройства определяет эквивалентный суммарный ток помех от высших гармонических составляющих $I_{r.c}$; при этом

$$K_{c.p} = \frac{|\Delta I|}{|I_{r.c}|} = \frac{|\Delta Y_d \dot{U}|}{|I_{r.c}|} = \gamma_d \frac{|I|}{|I_{r.c}|}. \quad (12)$$

Принимая $K_{c.p}=2$, получим: $\gamma_d > 2 \frac{|I_{r.c}|}{|I|}$.

По результатам ряда измерений величина $\frac{|I_{r.c}|}{|I|}$ может достигать 15%. Поэтому без подавления (фильтрации) помех контроль изоляции рассматриваемым методом невозможен. Необходимый коэффициент фильтрации, обеспечивающий обнаружение дефекта с наименьшей относительной величиной $\gamma_{d min}$, по-

лучим из выражения:

$$K_{\Phi} = \frac{K_{c.p}}{\gamma_{d min}} \frac{|I_{r.c}|}{|I|}. \quad (13)$$

В ряде случаев (например, при контроле вводов блочных трансформаторов) помехи от высших гармонических много ниже (около нескольких десятых процента); в этом случае требования к измерительному устройству существенно снижаются.

Разработанное в ОРГРЭС¹ устройство, в котором выполняются оба сформулированных выше условия, состоит из специальной измерительной схемы и селективного милливольтметра. Основными элементами измерительной схемы (рис. 4) являются шунты R_{sh} , включаемые в цепи заземления измерительных выводов (или выводов ПИН) контролируемых вводов, сопротивления R_c для симметрирования измеряемой системы токов и суммирующее сопротивление R_0 .

Падение напряжения на сопротивлении R_0 от тока любой из фаз объекта (например, фазы A) равно:

$$u_{0A} = I_A R_{sh} k_{RA}, \quad (14)$$

где I_A — суммарный ток объекта; R_{sh} — сопротивление шунта; k_{RA} — коэффициент передачи делителя R_c-R_0 (с учетом сопротивлений R_c и R_{sh} других фаз).

При расчете падения напряжения u_{0A} не учитывалось шунтирующее действие емкости C_2 ввода ввиду его незначительности.

Аналогично могут быть получены выражения для падений напряжения на сопротивлении R_0 от токов двух других фаз.

Суммируя все три эти напряжения, получим выражение для определения измеряемого напряжения u_0 :

$$u_0 = u_{0A} + u_{0B} + u_{0C}. \quad (15)$$

Ток I_A включает в себя не только ток через проводимость данной фазы объекта, но и сумму токов влияний со стороны остальных фаз и объектов, находящихся под напряжением. В общем случае имеем:

$$I_A = \dot{U}_A Y_A + \dot{U}_A Y_{AA} + \dot{U}_B Y_{BA} + \dot{U}_C Y_{CA}, \quad (16)$$

где \dot{U}_A ; \dot{U}_B и \dot{U}_C — соответствующие фазовые напряжения; Y_A — проводимость изоляции фазы A [объекта]; Y_{AA} ; Y_{BA} и Y_{CA} — частичные проводимости, по которым на фазу A объекта протекают токи влияний со стороны остальных фаз, ошиновки и объектов, находящихся под напряжением.

Аналогичные выражения определяют и токи других фаз. Приняв, что шунты R_{sh} на объектах всех трех фаз одинаковы и пренебрегая различием в коэффициентах передачи делителей фаз (k_R), как величиной второго порядка малости, сгруппируем в (15) в одном слагаемом все токи влияния, вызванные напряжением одной фазы.

¹ В разработке, кроме автора, принимали участие инженеры О. В. Баромыкин и П. П. Макеенко. Экспериментальная проверка проводилась совместно с высоковольтной лабораторией Донбассэнерго и Полтавскими высоковольтными сетями.

При этом с учетом (14), (15) и (16) будем иметь:

$$i_0 = R_{\text{ш}} [k_{RA} \dot{U}_A (Y_A + Y_{Ab}) + k_{RB} \dot{U}_B (Y_B + Y_{Bb}) + K_{RC} \dot{U}_C (Y_C + Y_{Cb})], \quad (17)$$

где Y_{Ab} ; Y_{Bb} и Y_{Cb} — суммарная проводимость путем токов влияний, вызванных соответствующим фазовым напряжением.

Для выполнения сформулированного выше первого условия — исключения из замера токов несимметрии и влияний — необходимо, чтобы при хорошем (исходном) состоянии изоляции объекта падение напряжения u_0 на сопротивлении R_0 было равно нулю. При учете симметрии фазовых напряжений сети из (17) получим:

$$\begin{aligned} k_{RA} R_{\text{ш}} U_A (Y_A + Y_{Ab}) &= k_{RB} R_{\text{ш}} U_B (Y_B + Y_{Bb}) = \\ &= k_{RC} R_{\text{ш}} U_C (Y_C + Y_{Cb}). \end{aligned} \quad (18)$$

Настроенным элементом схемы (рис. 4) являются переменные сопротивления R_c , изменением которых и, следовательно, изменением значения k_R производится симметрирование звезды измеряемых напряжений фаз и выполнение условия (18).

В общем случае, ввиду комплексного характера проводимостей Y и Y_b , нельзя одними активными (омическими) элементами произвести полную балансировку схемы. Даже при равенстве емкостей фаз объекта, как это следует из (9), в схеме будет протекать остаточный ток, определяемый различием в $\operatorname{tg} \delta$ фаз. Однако практически вводы в исходном состоянии имеют различия по $\operatorname{tg} \delta$, не превышающие $(1-2) \cdot 10^{-3}$. Учитывая, что токи, связанные с этими различиями, складываются геометрически, вряд ли можно ожидать величины небаланса по этой причине, превышающей 0,2%. Изменения этой величины, вызванные балансировкой схемы по емкостной составляющей тока, будут еще менее значимы.

Исходя из этого в схеме (рис. 4) установлено лишь по одному регулировочному элементу на фазу.

Точность измерения рассматриваемой схемой определяется не только наибольшей величиной остаточного тока (и, следовательно, величиной остаточного напряжения u_{0b}), но и стабильностью балансировки.

Следует отметить одну интересную особенность рассматриваемой схемы. Одновременные изменения одноименных величин во всех трех фазах к разбалансировке схемы не ведут; таково, например, действие изменения напряжения сети (при отсутствии несимметрии), одинаковых температурных изменений емкостей фаз объекта, температурных изменений сопротивлений шунтов и т. п. Подобные изменения вызывают лишь незначительные изменения величины остаточного напряжения u_0 и чувствительности устройства.

Рассмотрим изменение от дестабилизирующих факторов модуля составляющей u_0 , определяемой током одной из фаз объекта. Из (14) и (18) получим:

$$\frac{\Delta u_{0\Phi}}{u_{0\Phi}} = \frac{\Delta k_R}{k_R} + \frac{\Delta R_{\text{ш}}}{R_{\text{ш}}} + \frac{\Delta U_{\Phi}}{U_{\Phi}} + \frac{\Delta Y}{Y + Y_b} + \frac{\Delta Y_b}{Y + Y_b}. \quad (19)$$

Величины Δk_R и $\Delta R_{\text{ш}}$ можно сделать достаточно малыми конструктивно (применив проволочные

сопротивления и обеспечив стабильность уставки переменного сопротивления R_c). Ими в дальнейшем можно пренебречь.

Величина $\Delta Y = \Delta Y_d$ — изменение проводимости изоляции объекта, связанное с наличием дефекта. Поскольку $Y_b \ll Y$, то

$$\frac{\Delta Y_d}{Y + Y_b} \approx \frac{\Delta Y_d}{Y} = \gamma_d.$$

Величина ΔY_b в данном случае определяется изменением тока влияний во времени (из-за отключения соседних ячеек и т. п.). С учетом того, что $Y_b \ll Y$ имеем:

$$\frac{\Delta Y_b}{Y + Y_b} \approx \frac{\Delta Y_b}{Y} = \gamma_b.$$

Величина ΔU_{Φ} определяется изменением степени несимметрии фазового напряжения. Обычно этой величиной пренебрегают. Однако здесь рассматриваются очень малые изменения и поэтому учтем ее коэффициентом $\gamma_u = \frac{\Delta U_{\Phi}}{U_{\Phi}}$.

Таким образом, напряжение Δu_0 , появившееся на сопротивлении R_0 после симметрирования схемы, может быть вызвано как развитием дефекта изоляции в одном из вводов, так и внешними факторами: изменением фазового напряжения и изменением тока влияний. При этом из (19) имеем:

$$\Delta u_0 = (\gamma_d + \gamma_b + \gamma_u) u_{0\Phi}. \quad (20)$$

Относительная величина тока влияний (или, что то же, проводимости Y_b) может достигать нескольких процентов. Для того, чтобы изменения ее не вносили существенной погрешности в результаты контроля, повторные измерения рассматриваемым методом следует производить лишь при той же схеме коммутации распределустройства, при которой производилась первоначальная балансировка измерительной схемы.

Хотя выше мы исходили из симметрии звезды фазовых напряжений, не исключена возможность изменения их по величине и фазе из-за несимметричных нагрузок и ряда особых режимов сети.

Возможная величина относительного изменения фазового напряжения подлежит уточнению.

Однако погрешность измерения, связанная с таким изменением, может быть достаточно просто обнаружена и учтена.

Действительно, если при измерениях ряда объектов данного распределустройства, проведенных за достаточно малый промежуток времени, будет установлено наличие одного и того же относительного изменения напряжения Δu_0 , то это изменение можно со значительной долей уверенности отнести за счет несимметрии звезды фазовых напряжений сети.

Для радикального же устранения возможности получения погрешности от несимметрии напряжения простейшую схему (рис. 4) необходимо несколько усложнить: измерительный прибор включается по дифференциальной схеме на разность напряжений Δu_0 двух однотипных объектов [Л. 6]. Измеряемая им величина не зависит от несимметрии фазовых напряжений. Из (20) получим:

$$\Delta u_0 = \Delta u_{01} - \Delta u_{02} = (\gamma_{d1} - \gamma_{d2} + \gamma_{b1} - \gamma_{b2}) u_{0\Phi}.$$

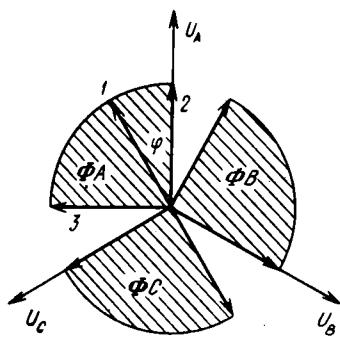


Рис. 5. Годограф вектора измеряемого тока.
1 — $\Delta I - \Delta YU_\phi$; 2 — $\Delta I = \omega CU_\phi \operatorname{tg} \delta$; 3 — $\Delta I = \omega \Delta CU_\phi$.

Кроме того, по этому способу одним прибором одновременно можно контролировать шесть вводов, что особенно удобно, например, при контроле вводов автотрансформаторов.

При соблюдении условий, исключающих возможность рассмотренных погрешностей, напряжение на сопротивлении R_0 будет соответствовать контролируемому параметру — изменению проводимости изоляции объекта:

$$\Delta u_0 = \frac{\gamma_x}{\sigma}, \quad (21)$$

где σ — постоянная схемы измерения (чувствительность).

Фазовый угол φ этого напряжения согласно (3) зависит от степени развития дефекта и от фазы напряжения, питающего объект. При этом для контролируемого объекта (при отсчете угла φ от фазового напряжения) имеем:

$$\Delta \operatorname{tg} \delta \approx \Delta u_0 \sigma \cos \varphi;$$

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \Delta u_0 \sigma \sin \varphi.$$

На рис. 5 приведена векторная диаграмма, поясняющая сказанное. Отрезки окружностей, ограничивающие заштрихованные секторы, являются годографами вектора ΔI (или, что то же, напряжения Δu_0) при повреждениях изоляции вводов фаз A , B и C (при одном и том же относительном изменении проводимости γ_d).

Таким образом, проводя измерения фазочувствительным прибором, можно получить сведения как о том, какая фаза объекта дефектна, так и о характере и степени развития повреждения (изменение $\operatorname{tg} \delta$ или емкости объекта).

Очевидно, что исследованный метод измерения применим не только в рассмотренном выше случае сосредоточенного дефекта, но и при общем ухудшении состояния изоляции, вызвавшем изменение емкости и $\operatorname{tg} \delta$ объекта.

Второе из сформулированных выше условий требует, чтобы измерительный прибор был надежно защищен от высших гармонических составляющих.

При остаточной величине напряжения u_{0b} , соответствующей $\gamma_{min} = 2 \cdot 10^{-3}$ необходим коэффициент фильтрации (13) $K_F \geq 200$.

Упомянутая выше дифференциальная схема включения прибора позволяет также исключить и помехи от высших гармоник; в этом случае требования к помехоустойчивости прибора существенно снижаются.

При экспериментальной проверке описанного метода, которая проводилась на вводах и трансфор-

маторах тока 330 кв, получены следующие данные схемы:

для вводов $\sigma = 1,2 \cdot 10^{-4}$ на 1 мв изменения напряжения;

для ТТ-330 $\sigma = 1 \cdot 10^{-4}$ на 1 мв изменения напряжения;

остаточное напряжение $u_{0b} \leq 10$ мв ($\gamma_{min} < 1,2 \cdot 10^{-3}$).

В исходном состоянии контролировавшиеся объекты имели $\operatorname{tg} \delta < 5 \cdot 10^{-3}$. Рассматриваемым способом достаточно надежно (при $K_{c,p} > 4$) может быть выявлено изменение потерь одного из объектов: $\Delta \operatorname{tg} \delta = 5 \cdot 10^{-3}$. Следовательно, при контроле под напряжением может быть обнаружено ухудшение состояния объекта еще до того, как его характеристики превысят браковочные нормативы. Контроль при повышенных температурах объекта значительно упрощается, ибо изменение диэлектрических потерь, вызванное увлажнением изоляции, достигает величин $\Delta \operatorname{tg} \delta = (2 \div 4) \cdot 10^{-2}$. В случае низкого уровня помех от высших гармоник измерения можно вести широко распространенным фазондикатором ВАФ-85 или, для обнаружения наличия дефекта, любым из имеющихся достаточное входное сопротивление универсальных измерительных переносных приборов — тестеров.

В заключение целесообразно определить хотя бы в первом приближении область применения рассмотренного метода контроля. Очевидно, незачем усложнять профилактические испытания оборудования, успешно контролируемого существующими методами и обладающего достаточной эксплуатационной надежностью.

Область преимущественного применения методов контроля под рабочим напряжением — контроль оборудования высших классов напряжения, а также особо важных объектов, требования к надежности которых повышенны.

По-видимому, системами контроля под напряжением следует также оснастить и новое оборудование на 750—1 200 кв. Это поможет в достаточно короткий срок накопить данные об изменении характеристик его изоляции в условиях эксплуатации. Исследованный метод контроля позволяет достаточно просто обнаружить изменение диэлектрических характеристик одного (или двух) из трех объектов. Абсолютные значения диэлектрических характеристик объекта должны быть получены другим способом. Поэтому рассмотренный метод из-за его относительной простоты и малых трудозатрат на измерения следует отнести к экспресс-методам текущего контроля. Такой контроль можно производить столь часто, как это потребуется (одновременно с осмотрами оборудования). При желании такой контроль может быть автоматизирован, однако целесообразность этого в большинстве случаев не очевидна.

Исходя из изложенного, для особо важных при соединений представляется целесообразной следующая система профилактического контроля вводов и трансформаторов тока с бумажно-масляной изоляцией кабельного типа на напряжение 330 кв и выше.

Все эти объекты соответственно оборудуются для измерений под рабочим напряжением и у них

периодически измеряется величина изменения диэлектрических характеристик. При получении данных о существенном изменении этих характеристик определяется дефектная фаза объекта, которая подвергается дополнительным испытаниям другими методами. Таким образом, представляется возможным повысить эффективность контроля изоляции без достаточно трудоемких отключений оборудования.

Выводы. 1. В целях повышения эффективности профилактического контроля аппаратов высших классов напряжения, имеющих бумажно-масляную изоляцию, а также для уменьшения трудозатрат на производство измерений целесообразна организация контроля их изоляции под рабочим напряжением без вывода из эксплуатации.

2. Измерение диэлектрических потерь аппаратов с бумажно-масляной изоляцией целесообразно производить при повышенных температурах.

3. При соответствующем выборе измерительной схемы и приборов необходимая для эксплуатацион-

ного контроля точность может быть обеспечена путем измерения суммы трехфазной системы токов, протекающих через изоляцию трех однотипных объектов (вводов, трансформаторов тока и т. п.).

Литература

1. Сви П. М., Об измерении диэлектрических потерь «Электрические станции», 1966, № 7.
2. Кучинский Г. С. и др., Влияние увлажнения на электрические характеристики бумажно-масляной изоляции конденсаторного типа при переменном напряжении промышленной частоты, «Электричество», 1969, № 10.
3. Воскресенский В. Ф., Некоторые итоги опыта профилактических испытаний электрооборудования, «Электрические станции», 1967, № 6.
4. Грейсух М. А. и др., Бумажно-масляная изоляция в высоковольтных конструкциях, Госэнергоиздат, 1963.
5. Вершков В. А. и др., Устройство для контроля изоляции конденсаторных вводов, авторское свидетельство № 237234, «Бюлл. изобр.», 1969, № 8.
6. Локшин М. В., Сви П. М., Устройство для автоматического контроля состояния изоляции высоковольтного оборудования, заявка № 1275498.

[27.10.1970]



УДК 621.3.015.51

Исследования развития искрового разряда в длинных воздушных промежутках

Г. Н. АЛЕКСАНДРОВ, В. П. РЕДКОВ

Ленинград

Э. М. БАЗЕЛЯН, Б. Н. ГОРИН, [И. С. СТЕКОЛЬНИКОВ]

А. В. ШКИЛЕВ

Москва

Развитие работ по созданию электропередач сверхвысокого напряжения (330 кв и выше), освоение электропередач класса 750 кв, подготовка к созданию электропередач класса 1200 кв показали, что обоснованный выбор габаритов линий и подстанционного оборудования, их оптимальных конструктивных форм невозможен без тщательного изучения механизма развития искрового разряда, выяснения основных его закономерностей. Четкие представления о механизме развития искрового разряда необходимы и для совершенствования методики исследований молниезащиты и для многих других целей.

В связи с этим лабораторией техники высоких напряжений Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина и лабораторией высоковольтных газовых разрядов и молниезащиты Энергетического института им. Г. М. Кржижановского была выполнена совместная работа по исследованию особенностей развития искрового разряда в длинных воздушных промежутках. Работа выполнялась наружном испытательном стенде ЛПИ при использовании электронно-оптической аппаратуры, разработанной в ЭНИИ. Источником напряжения служил каскад из трех испытательных трансформаторов по 750 кв. Возбуждение каскада от колебательного контура позволило получить на его выходе колебательные импульсы напряжения с длительностью фронта $\tau_f = 3\ 300\ \mu\text{сек}$.

В качестве объекта исследований были выбраны два промежутка с существенно различной конфигурацией электрического поля: между вертикальным стержнем и плоскостью и между кольцом диаметром $D=3\ m$, изготовленным из трубы диаметром $d=12\ cm$, и плоскостью.

Промежуток стержень—плоскость служит обычно объектом всевозможных физических исследований из-за простоты его устройства и связанной с этим хорошей воспроизводимости результатов исследований в разных лабораториях. Однако в электротехнических устройствах аналогов такому промежутку практически не имеется вследствие весьма низкого начального напряжения коронного разряда на стержне. Во всех электротехнических устройствах начальное напряжение общей короны превышает рабочее напряжение, что обеспечивается путем соответствующего развития поверхности проводов или специальных экранов. Промежуток между кольцом (экран от разрядника 750 кв) и плоскостью обеспечивал воспроизведение реальных условий разряда в электротехнических устройствах.

Первые результаты исследований картины развития искрового разряда в промежутках длиной 5—15 м приведены в [Л. 1 и 2], где показано, что формирование искрового канала в промежутке стержень—плоскость при положительной полярности импульсов происходит в три стадии (рис. 1). В течение первой (вспышечной) стадии лидер раз-

вивается толчками с интервалом между ними около 200 мкесек. В течение каждого такого толчка (вспышки) наблюдается обычная картина развития лидера в результате образования большого числа стримеров, развивающихся последовательно один за другим в различных направлениях. При длине канала лидера выше одного метра (практически независимо от длины промежутка S) начинается непрерывное развитие лидера со скоростью порядка $1-2 \cdot 10^{-6}$ см/сек. Завершается образование искрового канала «сквозной» стадией, когда стримеры с конца канала лидера достигают плоскости. Эти исследования были выполнены при вероятности пробоя, близкой к 100%. При этом остался открытый вопрос: сохраняются ли неизменными параметры развития разряда при изменении вероятности пробоя промежутка?

В табл. 1 приведены результаты исследований промежутка стержень — плоскость длиной $S=10$ м при изменении в широких пределах вероятности пробоя путем изменения амплитуды импульсов. Как видно, все основные параметры развития искрового канала практически не зависят от вероятности разряда, хотя средние разрядные напряжения \bar{U}_p несколько увеличиваются при увеличении вероятности пробоя Ψ , а средние предразрядные времена несколько уменьшаются.

Все параметры развития разряда подвержены статистическому разбросу. Сильно изменяется от случая к случаю и начальная длина непрерывного лидера l_1 . Однако, как видно из табл. 1, средняя величина \bar{l}_1 не обнаруживает тенденции к направленному изменению при изменении вероятности разряда. Это послужило основанием для объединения всех данных табл. 1 о значении l_1 в единую статистическую совокупность и совместной их обработки, результаты которой приведены на рис. 2.

Как видно из рис. 2, распределение значений l_1 для промежутка стержень — плоскость близко к симметричному при значениях $\bar{l}_1 = 0,93$ м и $\sigma_{l_1} = 0,47$, что составляет 50% от среднего значения σ_{l_1} . Вероятность малых значений $l_1 \leq 0,2$ составляет около 4%.

Иной характер начальной фазы развития лидера наблюдался при исследовании промежутка коль-

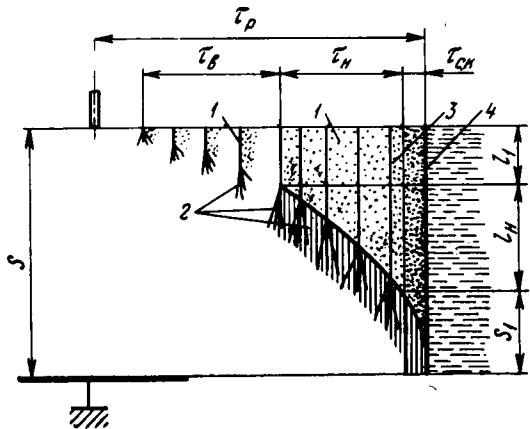
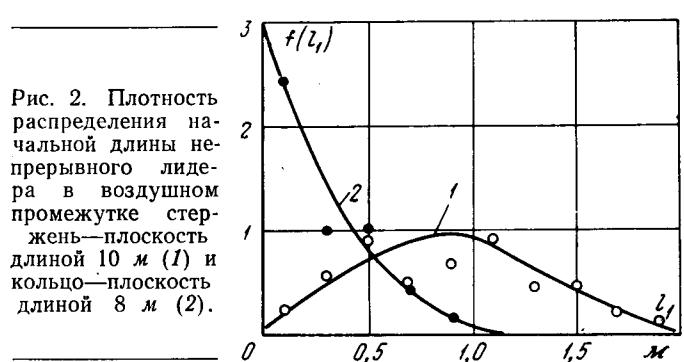


Рис. 1. Стилизованная временная развертка развития искрового разряда в промежутке стержень — плоскость.
1 — канал лидера; 2 — стримеры; 3 — вспышка свечения лидера; 4 — сплошной проводящий канал.



ци — плоскость. В этом случае при 100%-ной вероятности пробоя, как правило, начальная длина непрерывного лидера не превышает 0,2 м и находится на пределах разрешающей способности эопографа (рис. 3). Только в 7—15% всех зафиксированных случаев начальная длина непрерывного лидера больше 0,2 м (рис. 4): При этом изредка наблюдаются весьма сильные выбросы: зарегистрированы отдельные значения l_1 до 1,35 м.

При повышении напряжения на промежутке согласно полученным эопограммам вначале появляются стримеры в отдельных точках на поверхности кольца. Однако, как правило, эти вспышки разряда не приводят к формированию канала лидера. Число вспышек разряда в том месте на поверхности кольца, откуда позже начинает развиваться непрерывный лидер, как правило, не превосходит одной — трех.

В табл. 2 приведены усредненные параметры развития искрового канала с кольцом при $S=8$ м и различных вероятностях разряда. Как видно, и в промежутке кольцо — плоскость изменение вероятности пробоя мало влияет на развитие искрового канала. Незначительное изменение средних значений \bar{l}_1 при вероятностях $\Psi=0,3, 0,5$ и $0,8$ по-

Таблица 1

Величина	Вероятность пробоя промежутка		
	0,22	0,65	0,97
$\bar{U}_m, \text{ кв}$	1 910 (31)	2 090 (8)	2 280 (1)
$\bar{U}_n, \text{ кв}$	1 650 (9)	1 600 (13)	1 600 (14)
$\bar{U}_p, \text{ кв}$	1 730 (9)	1 800 (15)	1 850 (30)
$\sigma_{U_p}, \%$	3,7	6,7	3,4
$\bar{\tau}_n, \text{ мкесек}$	390 (9)	380 (13)	400 (15)
$\bar{\tau}_p, \text{ мкесек}$	2 940 (9)	2 720 (15)	2 500 (30)
$\bar{l}_1, \text{ м}$	0,9 (9)	0,8 (15)	1,0 (19)
$\sigma_{l_1}, \%$	51,2	43,8	55
$\bar{S}_1, \text{ м}$	3,2 (5)	3,2 (13)	3,4 (13)
$\bar{v}_n = \frac{\bar{S} - (\bar{l}_1 + \bar{S}_1)}{\bar{\tau}_n}, \text{ см/кв}$	$1,5 \cdot 10^6$	$1,6 \cdot 10^6$	$1,4 \cdot 10^6$
$\bar{E}_p = \frac{U_p}{S}, \text{ кв/см}$	1,73	1,8	1,85
$\bar{E}_1 = \frac{U_n}{S_1}, \text{ кв/см}$	5,4	5,6	5,4
$\bar{E}_n = \frac{U_n}{S - l_1}, \text{ кв/см}$	1,8	1,75	1,8

служило основанием для объединения соответствующих данных о значениях \bar{l}_1 в единую совокупность и построения объединенного распределения (рис. 2). При $\Psi=1$ значения \bar{l}_1 заметно уменьшаются (см. табл. 2 и рис. 4).

Таблица 2

Величина	Вероятность пробоя промежутка			
	0,3	0,55	0,8	1,0
$\bar{U}_m, \text{ кв}$	1 850 (41)	1 980 (13)	2 040 (12)	2 320 (1)
$\bar{U}_k, \text{ кв}$	830*	830*	830*	830*
$\bar{U}_n, \text{ кв}$	1 670 (10)	1 750 (11)	1 700 (21)	1 500 (26)
$\bar{U}_p, \text{ кв}$	1 750 (19)	1 780 (16)	1 780 (45)	1 800 (26)
$\sigma_{U_p}, \%$	4,4	3,6	3,7	
$\tau_n, \text{ мкsec}$	300 (10)	330 (10)	330 (20)	370 (28)
τ_p	2 840 (18)	2 560 (15)	2 460 (45)	
$\bar{l}_1, \text{ м}$	0,3 (7)	0,4 (11)	0,3 (18)	0,2 (28)
$\sigma_{l_1}, \%$	86,6	65	76,7	
$\bar{s}_1, \text{ м}$	3,4 (7)	3,4 (7)	3,4 (13)	3,2 (28)
$\bar{v}_n = \frac{S - (\bar{l}_1 + \bar{s}_1)}{\tau_n}, \text{ см/сек}$	$1,4 \cdot 10^6$	$1,3 \cdot 10^6$	$1,3 \cdot 10^6$	$1,4 \cdot 10^6$
$E_p = \frac{U_p}{S}, \text{ кв/см}$	2,19	2,22	2,22	2,25
$E_1 = \frac{U_p}{S_1}, \text{ кв/см}$	5,2	5,2	5,2	5,6
$E_n = \frac{U_n}{S - l_1}, \text{ кв/см}$	2,2	2,3	2,2	1,9

* Получено расчетным путем.

Параметры развития искрового канала в промежутках стержень — плоскость и кольцо — плоскость длиной $S=5$ и 10 м при вероятности разряда, близкой к 100% сопоставлены в табл. 3.

Таблица 3

Величина	Кольцо—плоскость		Стержень—плоскость	
	$S = 5 \text{ м}$	$S = 10 \text{ м}$	$S = 5 \text{ м}$	$S = 10 \text{ м}$
$\bar{U}_m, \text{ кв}$	1 680	2 430	1 600	2 280
n	0—3	0—3	8	5—7
$\bar{U}_k, \text{ кв}$	805	850	500	800
$\bar{U}_n, \text{ кв}$	1 340	1 700	1 300	1 600
$U_p, \text{ кв}$	1 480	2 020	1 370	1 850
$\tau_n, \text{ мкsec}$	920	920	1 710	970
$\tau_p, \text{ мкsec}$	250	490	110	400
$\tau, \text{ мкsec}$	2 700	2 540	3 100	2 500
$\bar{l}_1, \text{ м}$	0,2	0,2	1,0	1,0
$\bar{s}_1, \text{ м}$	2,5	3,9	2,5	3,4
$\bar{v}_n = S - (\bar{l}_1 + \bar{s}_1), \text{ см/сек}$	2,3	5,9	1,5	5,6
\bar{l}_1/S	0,04	0,02	0,2	0,1
\bar{s}_1/S	0,5	0,39	0,5	0,34
\bar{l}_n/S	0,46	0,59	0,3	0,50
$\bar{v}_n = \bar{l}_n/\tau_n, \text{ см/сек}$	$0,95 \cdot 10^6$	$1,2 \cdot 10^6$	$1,36 \cdot 10^6$	$1,4 \cdot 10^6$
$E_p = \bar{U}_p/S, \text{ кв/см}$	2,97	2,02	2,8	1,85
$E_1 = \frac{U_p}{S}, \text{ кв/см}$	5,9	5,2	5,5	5,4
$E_n = \frac{U_n}{S - l_1}, \text{ кв/см}$	2,8	1,74	3,25	1,78

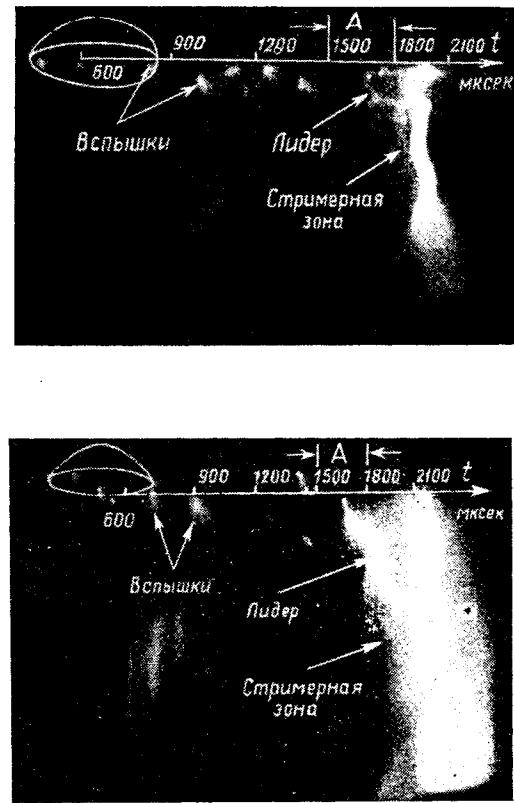
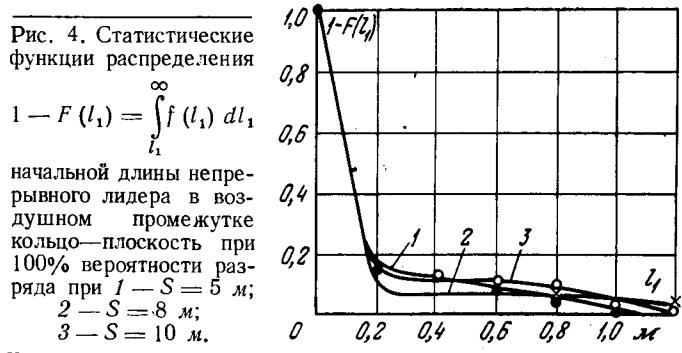


Рис. 3. Временная развертка развития искрового разряда в промежутке кольцо—плоскость при вероятности разряда, близкой к 100%.

а — $S=5 \text{ м}$; б — $S=10 \text{ м}$.

Начальное напряжение вспышечной стадии лидера U_n в случае промежутка кольцо—плоскость больше, чем у промежутка стержень—плоскость той же длины; большими оказываются и начальные напряжения непрерывного развития лидера U_n и разрядные напряжения U_p .

Меньшие значения \bar{l}_1 при близких длинах стримерной зоны в начале сквозной фазы лидера \bar{s}_1 определяют большую длину промежутка \bar{l}_n , проходимую лидером в непрерывной стадии в промежутке кольцо—плоскость. При этом средняя скорость развития лидера \bar{v}_n в непрерывной стадии в случае промежутка кольцо—плоскость оказывается даже меньше, чем для промежутка стержень—плоскость. Объясняется это, видимо, тем, что вблизи кольца на начальном этапе развития лидера его скорость значительно меньше, чем после прохождения пути в один метр, с которого в среднем начинается раз-



витие непрерывного лидера в промежутке стержень — плоскость.

Характерно, что величины средних напряженностей поля в начале непрерывной стадии лидера \bar{E}_n и в момент установления сквозной стадии \bar{E}_1 для промежутков кольцо — плоскость и стержень — плоскость оказываются практически одинаковы, несмотря на большее значение средней разрядной напряженности \bar{E}_p в промежутке кольцо — плоскость.

Анализ табл. 3 позволяет считать, что различие разрядных напряжений промежутков кольцо — плоскость и стержень — плоскость определяется различием начальной фазы развития лидера. Эти отличия обусловлены меньшей степенью неоднородности поля промежутка кольцо — плоскость. При одинаковом напряжении на промежутках напряженность поля вблизи поверхности стержня значительно больше, чем вблизи кольца. Соответственно ионизационные процессы вблизи поверхности стержня начинают развиваться при значительно меньшем напряжении.

Начальное напряжение коронного разряда на стержне против плоскости может быть вычислено по формуле [Л. 3]:

$$U_k = E_k \frac{\rho}{2} \ln \frac{4S}{\rho},$$

где ρ — радиус кривизны окончания стержня; S — длина воздушного промежутка между стержнем и плоскостью; E_k — начальная напряженность короны.

При $\rho=2$ см значение E_k для кончика стержня может быть принято равным 40 кв/см. Тогда согласно приведенного выражения $U_k=276$ кв при $S=5$ м и $U_k=304$ кв при $S=10$ м.

Для промежутка кольцо — плоскость начальное напряжение коронного разряда может быть определено по данным [Л. 4]. При $D=3$ м и $d=0,12$ м значение E_k для кольца соответствует начальной напряженности короны на прямой трубе того же диаметра d и равна $E_k=31,6$ кв/см. Тогда при $S=5$ м согласно [Л. 4] $U_k=805$ кв при $S=8$ м $U_k=830$ кв и при $S=10$ м $U_k=850$ кв, т. е. коронный разряд на кольце возникает при напряжении, превышающем значение U_k для стержневых промежутков почти втрое.

Резкое уменьшение напряженности поля вблизи кончика стержня приводит к тому, что число электронов в начальных лавинах самостоятельного разряда будет около 10^4 и коронный разряд на стержне возникает в лавинной форме, о чем свидетельствует отсутствие четких стримеров на эпограммах вплоть до напряжения 500 кв при $S=5$ м и 800 кв при $S=10$ м, т. е. после повышения напряжения до значений $1,8 U_k$ при $S=5$ м и в $2,6 U_k$ при $S=10$ м.

Напротив, относительно слабое уменьшение напряженности поля вблизи поверхности кольца приводит к появлению коронного разряда сразу в стримерной форме, поскольку при таком поле число электронов в начальных лавинах самостоятельного разряда будет около 10^7 [Л. 5].

Образование положительного объемного заряда лавинной формой коронного разряда, как известно, приводит к существенному выравниванию поля вблизи стержня при напряжении, значительно пре-

восходящем начальное напряжение короны. При этом напряженность поля на поверхности стержня сохраняется на уровне 40 кв/см. Высокая напряженность выравненного объемным зарядом поля вблизи стержня вызывает увеличение числа электронов в лавинах до 10^7 и более, что приводит к образованию стримеров, фиксируемых на эпограммах в виде вспышек; при дальнейшем повышении напряжения начинается термическая ионизация газа в объеме канала стримера и образование канала лидера. Однако, продвинувшись на 10—20 см, лидер затормаживается. Происходит это по той причине, что выход лидера из области высокой напряженности поля вблизи стержня, видимо, приводит к сокращению длины стримеров и уменьшению числа электронов в них, а образование избыточного положительного заряда ослабляет напряженность поля вблизи поверхности стержня [Л. 7 и 8], и исключает возможность разогрева новых участков канала.

Процесс возобновляется примерно через 200 мксек в результате повышения напряженности поля за счет дальнейшего подъема напряжения на промежутке.

Толчкообразный процесс развития лидера происходит, в среднем, на длине около одного метра, после чего движение лидера становится непрерывным. Вероятно, при такой длине дальнейшее увеличение хорошо проводящего канала лидера настолько усиливает поле между его концом и плоскостью [Л. 7, 9 и 10], что оно компенсирует возможное торможение процесса за счет перечисленных выше факторов.

Интересно, что длина l_1 практически не зависит от длины разрядного промежутка стержень — плоскость ($S=5$ —15 м).

Обнаруженное существенное отличие начальной фазы развития искрового канала в промежутках с реальной конфигурацией электродов и промежутка стержень — плоскость ставит под сомнение возможность использования результатов исследований промежутка стержень — плоскость для проектирования электротехнических конструкций. Это касается как исследований влияния метеорологических условий на разрядные напряжения [Л. 5], так и зависимостей разрядных напряжений от крутизны фронта импульса [Л. 6]. Эти исследования необходимо провести применительно к типовым полям электротехнических конструкций.

Литература

1. Александров Г. Н., Горин Б. Н., Редков В. П., Стекольников И. С., Шкилев А. В., Особенности картины электрического пробоя весьма длинных воздушных промежутков, ДАН СССР, т. 183, № 5, 1968.

2. Alexandrov G. N., Redkov V. P., Gorin B. N., Stekolnikov I. S., Shkilev A. V., Investigation of the development of spark discharge in long air gaps, 9-th Internat Conference on Phenomena in Ionized Gases, Bucharest, 1969.

3. Александров Г. Н., Горев А. А., Левинштейн М. Л., Пирязева А. И., Тиходеев Н. Н., Некоторые основные электростатические задачи техники высоких напряжений, Труды ЛПИ им. М. И. Калинина, № 195, Госэнергоиздат, 1958.

4. Каидайов Ф. Г., Расчет электростатического поля одиночных торoidalных экранов высоковольтных аппаратов, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1968, № 4.

Магнитная квазистационарная передача импульсных напряжений в трансформаторах

Кандидат техн. наук Ю. И. ПОНОМАРЕВ
Иваново

Воздействие грозовых перенапряжений на обмотки НН трансформаторов 6—10/0,23—0,4 кв приводит к появлению на обмотках ВН значительных перенапряжений и может вызвать повреждение их изоляции. Повреждаемость трансформаторов по этой причине может достигать 2—4% в год от числа установленных [Л. 1].

Передача импульсных напряжений через трансформаторы объясняется значительными емкостными и магнитными связями между обмотками. Приято различать три вида передачи импульсных напряжений: емкостная, магнитная колебательная и магнитная квазистационарная [Л. 2]. При передаче импульсов с обмоток НН в обмотки ВН трансформаторов рассматриваемых типов основное значение имеет магнитная квазистационарная передача [Л. 1 и 3].

По данным [Л. 2] магнитная квазистационарная передача возникает при воздействии импульсов на обмотку с заземленной нейтралью и связана с протеканием сквозного нарастающего тока, создающего нарастающий магнитный поток и соответствующую апериодическую э. д. с. во вторичной обмотке. Амплитуда переданного напряжения пропорциональна коэффициенту трансформации. На эту э. д. с. накладываются собственные колебания вторичной обмотки. Однако, как показали предварительные исследования, при передаче импульсных напряжений с обмоток НН на обмотки ВН в трансформаторах 6—10/0,23—0,4 кв процесс имеет несколько отличный характер. Так, при воздействии импульсов на обмотку НН трансформатора через сопротивление, численно равное волновому сопротивлению линии НН, переданное в обмотку ВН напряжение является колебательным (рис. 1). Характерным также является искажение формы напряжения на зажимах обмотки НН.

В статье приведены результаты исследования магнитной квазистационарной передачи на эквивалентной схеме замещения и на реальных трансформаторах 6—10/0,23—0,4 кв.

Исследование эквивалентной схемы замещения трансформатора. Как следует из рис. 1, напряжение, переданное в обмотку ВН, имеет колебательный характер и образовано, в основном, первой гармоникой колебаний. Это позволяет для исследований использовать эквивалентную схему с сосре-

доточенными параметрами, тем более, что распределение напряжения по длине обмотки ВН при магнитной квазистационарной передаче с обмотки НН приближается к линейному.

В качестве эквивалентной удобно использовать Т-образную схему замещения трансформатора, дополнив ее емкостями обмоток ВН и НН. Такая схема для наиболее вероятного случая воздействия импульсов на три фазы обмотки НН приведена на рис. 2. Все параметры обмотки ВН приводятся к напряжению обмотки НН с использованием в качестве коэффициента приведения номинального коэффициента трансформации k_t .

Как показывает анализ, в приведенной схеме возможно возникновение резонансов токов и напряжений. Так, при частоте

$$\omega_a \approx \sqrt{\frac{1}{(L_{s1} + L_{s2}) C_2}} \quad (1)$$

возникает резонанс напряжений в контуре, образованном индуктивностью рассеяния трансформатора $L_{s1} + L_{s2}$ и емкостью вторичной обмотки C_2 .

При частоте

$$\omega_t \approx \sqrt{\frac{1}{L_0 C_2}} \quad (2)$$

возникает резонанс токов в параллельном контуре $L_0 - C_2$.

Возможен также резонанс между емкостью обмотки НН C_1 и индуктивностью трансформатора, однако это имеет место при весьма высоких частотах, поскольку $C_1 \ll C_2$.

При импульсных воздействиях характер переходного процесса (колебательный или апериодический) определяется соотношением между входным сопротивлением данного контура Z_{bx} и сопротивлением внешней цепи R . Так, колебания в параллельном контуре возникают при условии

$$R > \frac{1}{2} Z_{bx}, \quad (3)$$

где

$$Z_{bx} \approx \sqrt{\frac{L_0}{C_2}}, \quad (4)$$

а в последовательном при

$$R < 2Z_{bx}, \quad (5)$$

5. Александров Г. Н., Иванов В. Л., Кизеветер В. Е., Электрическая прочность наружной высоковольтной изоляции, изд-во «Энергия», 1969.

6. Стекольников И. С., Базелян Э. М., Снижение разрядных напряжений изоляции энергосистем при некотором виде коммутационных перенапряжений, «Электротехника», 1962, № 7.

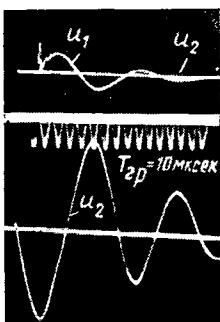
7. Стекольников И. С., Природа длинной искры, изд. АН СССР, 1960.

8. Базелян Э. М., Роль заряда короны в формировании длинной положительной искры, ЖТФ, т. XXXVI, в. 2, 1966.

9. Комельков В. С., Развитие электрического разряда в длинных промежутках, изд. АН СССР, ОТН, 1950, № 6.

10. Александров Г. Н., Особенности развития искрового разряда в длинных воздушных промежутках, ЖТФ, 1969, № 4.





где

$$Z_{bx} \approx \sqrt{\frac{L_{s1} + L_{s2}}{C_2}}. \quad (6)$$

Как показывают проведенные измерения, входное сопротивление трансформаторов 6—10/0,23—0,4 кв со стороны обмоток НН не превосходит 10—15 ом, а реальное значение сопротивления, через которое перенапряжение воздействует на трансформаторы, определяется волновым сопротивлением линии НН и составляет 220 ом, т. е. выполняется условие (3). В этих условиях колебательный характер процесса может быть объяснен явлениями в параллельном контуре. Это подтверждается со

поставлением частотных характеристик входного сопротивления полной эквивалентной схемы замещения, параллельного контура $L_0 - C_2$ и реального трансформатора 100 ква, 6/0,230 кв со стороны обмоток НН (рис. 3).

Соответствие принятой эквивалентной схемы замещения реальному трансформатору подтверждается и сопоставлением осциллограмм напряжения при импульсных воздействиях на реальный трансформатор (рис. 1) и схему замещения (рис. 4), причем во всех случаях импульсные воздействия осуществлялись через активное сопротивление, численно равное волновому сопротивлению проводов воздушной линии. Частота колебаний напряжения в эквивалентной схеме совпадает с частотой колебаний в реальном трансформаторе и соответствует найденной по формуле (2).

Из рассмотрения осциллограмм на рис. 1 и 4 следует, что в трансформаторах 6—10/0,23—0,4 кв магнитная квазистационарная передача происходит несколько иначе, чем в трансформаторах более высоких классов напряжения, причем определяющую роль играет соотношение между входным сопротивлением трансформатора и сопротивлением в цепи воздействия импульсов. При воздействии импульсов на обмотки ВН (6 кв и выше) имеет место соотношение

$$R \ll Z_{bx}$$

и переходный процесс носит апериодический характер, что и отмечается в [Л. 2]. При импульсных воздействиях на обмотки НН (0,23—0,4 кв)

$$R > Z_{bx}$$

и переходный процесс является колебательным.

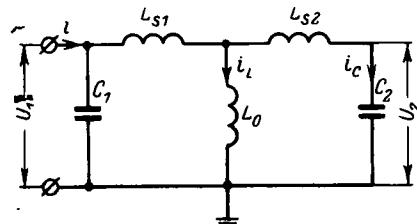


Рис. 2. Эквивалентная схема замещения трансформатора для исследования квазистационарной передачи.

L_{s1} и L_{s2} — индуктивности рассеяния обмоток НН и ВН; C_1 и C_2 — емкости обмоток НН и ВН; L_0 — индуктивность нулевой последовательности трансформатора.

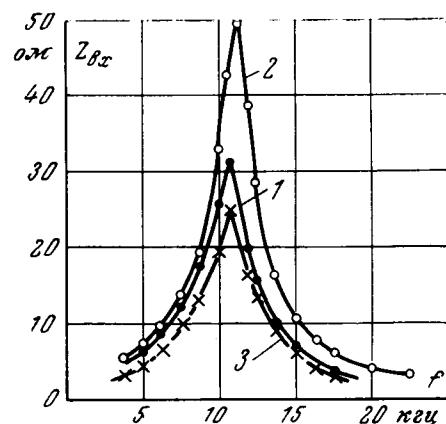


Рис. 3. Частотные характеристики входного сопротивления.

1 — полная эквивалентная схема замещения; 2 — параллельный контур; 3 — реальный трансформатор ТМ-100/6.

В связи с этим целесообразно уточнить определение магнитной квазистационарной передачи, как передачи, связанной с протеканием сквозного изменяющегося во времени тока, который создает изменяющийся во времени главный магнитный поток и соответствующую э. д. с. во вторичной обмотке.

Эквивалентная схема замещения (рис. 2) позволяет провести исследование влияния различных факторов на магнитную квазистационарную передачу.

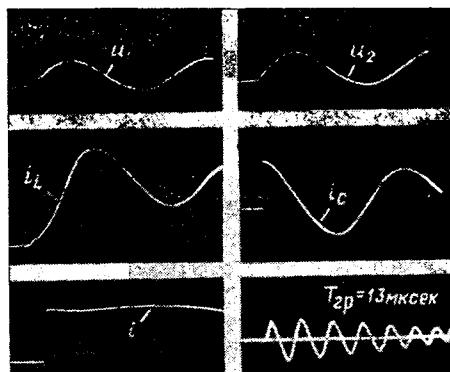


Рис. 4. Осциллограммы напряжений и токов в эквивалентной схеме замещения.

Так, установлено, что импульсный коэффициент трансформации практически не зависит от параметров исходного импульса. Это следует из качественного анализа эквивалентной схемы, в которой определяющую роль играет контур $L_0 - C_2$. При воздействии импульсов на эту схему через сопротивление $R > Z_{bx}$ напряжение на входных и выходных зажимах будет практически одинаковым и имеет колебательный характер. Изменение параметров исходной волны приводит лишь к изменению амплитуды напряжения на входных и выходных зажимах схемы, но не меняет его формы и импульсного коэффициента трансформации.

При изменении емкости вторичной обмотки C_2 (подключение кабелей или другой емкостной нагрузки) колебательный характер передачи сохраняется, но при этом увеличивается период колебания переданного напряжения и уменьшается входное сопротивление в соответствии с выражениями (2) и (4).

Исследования на реальных трансформаторах. Исследования характера распределения напряжения по длине обмотки ВН при передаче с обмотки НН и величины импульсного коэффициента трансформации проводились на двух трансформаторах типа ТМ-100/6 с группой соединения Y/Y₀. Один из трансформаторов имел катушечные, другой — слоевые обмотки. От одной фазы обмотки ВН были сделаны отпайки для измерения распределения напряжения по длине обмотки.

Для выявления особенностей передачи импульсных напряжений в трехфазных трансформаторах и наиболее опасного случая исследовалась следующие схемы включения обмоток НН с воздействием импульсов: 1 — на одну фазу при заземленной нейтрали; 2 — на две фазы, включенные последовательно; 3 — на две фазы, включенные параллельно, при заземленной нейтрали; 4 — на две фазы, включенные параллельно, при заземленной третьей; 5 — на три фазы при заземленной нейтрали (наиболее вероятный случай).

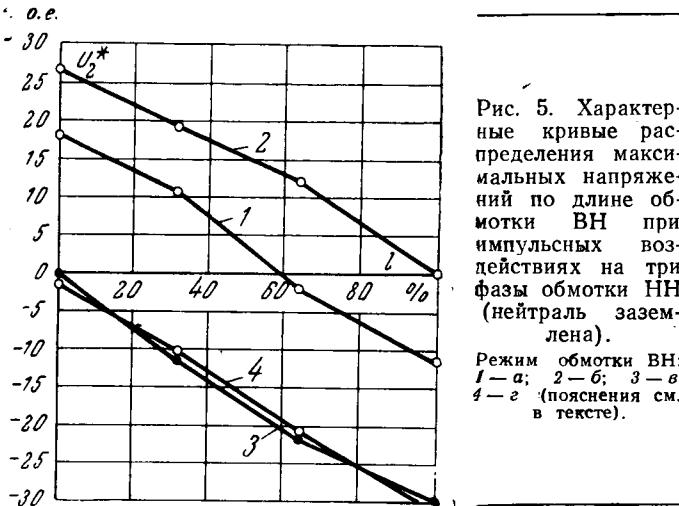
Каждая из схем включения обмоток НН исследовалась при режимах обмоток ВН, когда линейные вводы: а — разомкнуты, нейтраль изолирована; б — разомкнуты, нейтраль заземлена; в — замкнуты на коротко и заземлены, нейтраль изолирована; г — включены на активное сопротивление 500 ом каждый, что эквивалентно подсоединению их к воздушной линии, нейтраль изолирована.

Распределение напряжения по длине обмоток ВН определяется в относительных единицах волях напряжения, приложенного к обмотке НН, т. е.:

$$U^* = \frac{U_2}{U_1}, \quad (7)$$

где U_2 — напряжение в данной точке обмотки ВН по отношению к земле; U_1 — напряжение на зажимах обмотки НН (определяется по амплитуде колебательной составляющей).

Как показали проведенные измерения, распределение напряжения по длине обмоток ВН при всех исследованных типах и схемах соединения обмоток приближается к линейному. Характерные кривые распределения максимальных напряжений приведены на рис. 5. Из кривых следует, что заземление линейных вводов через активное сопротивление



500 ом практически эквивалентно их глухому заземлению и не приводит к нарушению равномерности распределения напряжения; при этом максимальные напряжения имеют место у нейтрали обмотки ВН.

Поскольку распределение напряжения по обмотке ВН близко к линейному, количественную оценку квазистационарной передачи удобно производить при помощи импульсного коэффициента трансформации

$$k_i = \frac{U_2}{U_1}, \quad (8)$$

где U_2 — напряжение на обмотке ВН, определяемое как разность потенциалов на линейном вводе обмотки ВН и нейтрали.

При разных схемах воздействия импульсов на обмотки НН по формуле (8) можно получить не истинное значение импульсного коэффициента трансформации k_i , а кажущееся $k_{i,k}$, поскольку в ряде схем (2—4) напряжение U_1 распределяется по разным фазам обмотки НН, в то время как напряжение на обмотке ВН измеряется на одной фазе.

Истинное значение импульсного коэффициента трансформации определяется следующими выражениями:

$$\left. \begin{array}{l} \text{для схем 1 и 5 } k_i = \frac{U_2}{U_1}, \\ \text{для схемы 2 } k_i = \frac{2U_2}{U_1}, \\ \text{для схемы 3 } k_i = \frac{U_2}{2U_1}, \\ \text{для схемы 4 } k_i = \frac{3U_2}{2U_1}. \end{array} \right\} \quad (9)$$

Результаты измерения истинного значения импульсного коэффициента трансформации трансформатора ТМ-100/6,6/0,23 кв ($k_t=26$) приведены в табл. 1.

Как следует из приведенной таблицы, наибольшее значение $k_i \approx k_t$ импульсный коэффициент трансформации имеет в случаях, когда магнитный поток замыкается по путям магнитного рассеяния (5 — а, б, в, г; 1 — в, г; 3 — в, г). При замыкании магнитного потока через магнитопровод импульсный коэффициент трансформации значительно ниже ($k_i < k_t$), что указывает на демпфирующую влияние трансформаторной стали. Таким образом, случай воздействия импульсов на три фазы обмотки НН (5) является не только наиболее вероятным,

Таблица 1
Значение импульсного коэффициента трансформации при разных схемах обмоток

Схема обмотки НН	Схема обмотки ВН			
	a	б	в	г
1	21,3	22	27	26
2	18,6	18,4	0,6	0,6
3	20,4	20	29,6	29,8
4	19,4	19,1	0,7	0,7
5	28	27	30	30

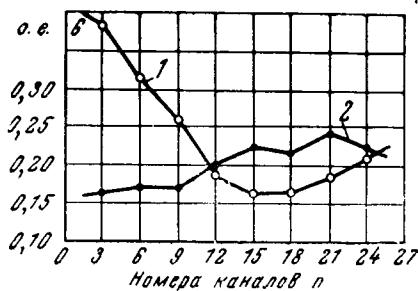


Рис. 6. Распределение относительных значений градиентных напряжений по длине обмотки ВН трансформатора TM-1000/10, 6/10 кв при импульсном воздействии на данную обмотку (1) и на обмотку НН (2).

но и наиболее опасным и может быть принят за расчетный.

Для проверки основных закономерностей магнитной квазистационарной передачи были проведены контрольные измерения на 20 трансформаторах разных мощностей и напряжений. Поскольку трансформаторы 6—10/0,23—0,4 кв не имеют выведенной нейтрали обмотки ВН, на них измерялся не импульсный коэффициент трансформации, а импульсный коэффициент передачи

$$k_n = \frac{U_2}{U_1}, \quad (10)$$

где U_2 — максимальное напряжение на линейном вводе обмотки ВН по отношению к земле.

Значения k_n для разных трансформаторов при воздействии импульсов по схеме 5—а приведены в табл. 2, где одновременно указаны опытные и расчетные [по формуле (2)] значения периода колебаний напряжения T . Сопоставление опытных и расчетных значений периода колебаний показывает, что для всех обследованных трансформаторов характер магнитной квазистационарной передачи одинаков и соответствует принятой эквивалентной схеме замещения.

При решении вопроса об опасности напряжений, переданных с обмотки НН в обмотку ВН представляет интерес сопоставление градиентных напряжений при непосредственном воздействии импульсов на обмотки ВН и в случае передачи с обмоток НН. Исходя из линейности распределения напряжения, переданного с обмотки НН, следует ожидать в этом случае меньших градиентов по сравнению со случаем непосредственного воздействия перенапряжений на обмотки ВН. На рис. 6 приведены кривые распределения градиентов по обмотке ВН трансформатора TM-1000/10, 6/10 кв для двух рассматриваемых случаев при воздействии импульсов 1,5/80 мксек (напряжение на обмотке ВН в обоих случаях одинаково).

Как следует из рисунка, распределение градиентных напряжений по обмотке ВН при передаче импульсов с обмотки НН более равномерное, чем при непосредственном воздействии импульсов на обмотку ВН, и градиенты имеют меньшую величину. В связи с этим при магнитной квазистационарной передаче в расчетном случае воздействия импульсов на три фазы обмотки НН и заземлении линейных вводов обмоток ВН через сопротивление 500 ом наиболее опасные напряжения имеют место на главной изоляции вблизи нейтрали.

Таблица 2
Значения импульсного коэффициента передачи и периода колебаний T вторичного напряжения трансформаторов разных мощностей и напряжений

Тип трансформатора	Напряжение, кв	k_n	k_p	Период колебаний T , мксек	
				опытный	расчетный
TM-100	6/0,23	26	18	52	56
TM-100	6/0,23	26	18	61	57
TM-100	6/0,4	15	5	66	72
TM-100	6,6/0,216	30,4	20	92	94
TM-180	6/0,23	26	18,5	61	60,5
TM-180	6,3/0,4	15,7	5,5	61	64
TM-180	6/0,23	26	16,3	61	64
TM-180	6/0,4	15	5,2	56	58
TM-180	6/0,4	15	5,5	58	63
TM-180	6/0,4	15	5,7	59	59
TM-180	6/0,4	15	5,1	58	62
TM-320	6/0,4	15	5,8	52	55
TM-320	10/0,4	25	9,9	74	80
TM-320	10/0,4	25	11,2	75	80
TM-320	6/0,4	15	5	50	53
TM-320	6/0,4	15	5,9	34	37,5
TM-320	6/0,4	15	5	47	50
TM-320	6/0,4	15	5,5	50	49
TM-320	6/0,4	15	5,8	48	50
TM-320	6/0,4	15	5,3	50	52,5

Выводы. 1. Магнитная квазистационарная передача напряжения с обмоток НН в обмотки ВН трансформаторов 6—10/0,23—0,4 кв в отличие от передачи в трансформаторах более высоких классов напряжения является не апериодической, а колебательной, что обусловлено иным соотношением входного сопротивления трансформатора и волнового сопротивления линии, через которую воздействует импульс.

2. В наиболее вероятном и опасном случае воздействия импульсов на три фазы обмотки НН импульсный коэффициент трансформации примерно равен номинальному, а переходный процесс определяется в основном индуктивностью нулевой последовательности трансформатора и емкостью вторичной обмотки. Наиболее опасные перенапряжения возникают на главной изоляции вблизи нейтрали.

3. Импульсный коэффициент трансформации в условиях воздействия импульса на три фазы обмотки НН через сопротивление, численно равное волновому сопротивлению проводов, практически не зависит от параметров исходного импульса.

Литература

- Пономарев Ю. И., Грозозащита распределительных трансформаторов со стороны обмоток низшего напряжения, «Электрические станции», 1968, № 6.
- Сиротинский Л. И., Техника высоких напряжений, ч. II, вып. I, 1959.
- Богословский П. В., Пономарев Ю. И., Пухов Б. И., Защита распределительных трансформаторов от перенапряжений, Сб. трудов Ивановского энергетического института, вып. X, 1962.

[15.9.1970]

Влияние неповрежденной фазы на работу синхронного генератора при двухфазных коротких замыканиях на землю

Т. М. НЭМЕНИ

Москва

При расчетах динамической устойчивости неучет дополнительных тормозных моментов, создаваемых периодической и апериодической составляющими тока короткого замыкания, во многих случаях оказывается приемлемым, в особенности если рассматриваются возмущения, электрически удаленные от зажимов генераторов. При расчетах же, близких к генераторам коротких замыканий, пренебрежение этими моментами для машин с массивными полюсами ротора может приводить к завышенным значениям скольжений и углов расхождений фаз загруженных генераторов. Поэтому правильный учет электромагнитных моментов и степени их затухания за время короткого замыкания является необходимым при анализе устойчивости параллельной работы современных энергосистем, оборудованных быстродействующими защитами, при которых длительность короткого замыкания соизмерима со временем затухания апериодических слагающих токов и, следовательно, влияние дополнительных тормозных моментов велико.

Полученные в [Л. 1—3] выражения справедливы только для случаев коротких замыканий на выводах генератора, отключенного от сети, т. е. в них не учитывается влияние трансформатора и неповрежденных фаз, которыми генератор при несимметричном коротком замыкании связан с системой. В [Л. 4] получены выражения для начальных значений токов и знакопостоянного момента от апериодической составляющей тока короткого замыкания с учетом связи генератора с системой, однако при этом принято, что апериодический момент затухает с эквивалентной постоянной времени, равной постоянной времени при трехфазном коротком замыкании. В общем случае это допущение неправомерно, поскольку затухание α -составляющей тока статора, как показано ниже, сильно зависит от параметров неповрежденной фазы и в определенных условиях может оказать существенное влияние на динамическую устойчивость генератора.

В связи с этим интересно получить приближенные аналитические выражения, аналогичные приведенным в [Л. 1—3], с учетом указанных ранее обстоятельств. Такие формулы позволяют в общем виде относительно просто оценить влияние неповрежденных фаз на значение и характер изменения дополнительных моментов, в то время как при численном расчете полного электромагнитного момента выделить из него эти дополнительные моменты весьма затруднительно. В настоящей статье приво-

дятся приближенные выражения для расчета токов и дополнительных моментов при двухфазных коротких замыканиях на землю с учетом влияния неповрежденной фазы. При выводе формул приняты обычные допущения, употребляемые при линейном анализе синхронных машин, а также принято, что короткое замыкание происходит из режима холостого хода. Анализ производится в $\alpha\beta$ -координатах. Расположение осей и формулы перехода от $\alpha\beta$ к dq -осям принятые в соответствии с [Л. 5]. Схема рассматриваемой передачи (генератор — трансформатор — линия — система бесконечно большой мощности) приведена на рис. 1. Предполагается, что обмотки трансформатора имеют соединение Δ/Y_0 .

Расчет апериодических составляющих тока статора при коротком замыкании. Такой расчет произведен без учета затухания потокосцеплений в роторных цепях, т. е. контуры ротора принятые сверхпроводящими. Кроме того, принято $x''_{d\Sigma} \approx x''_{q\Sigma}$, что фактически имеет место у генераторов с полной успокоительной обмоткой. При этих предположениях β -составляющая апериодического тока генератора $i_{\alpha\text{г.}a}$ оказывается не зависящей от наличия неповрежденной фазы и определяется так же, как в [Л. 1]:

$$i_{\beta\text{г.}a} = -\frac{U_c}{x''_{d\Sigma}} e^{-\frac{t}{T_a}} \sin \gamma_0. \quad (1)$$

В отличие от нее α -составляющая апериодического тока статора $i_{\alpha\text{г.}a}$ сильно зависит от наличия (или отсутствия) неповрежденной фазы как по начальному значению, так и по характеру затухания*:

$$i_{\alpha\text{г.}a} = (A_1 e^{-\alpha_1 t} + A_2 e^{-\alpha_2 t} + A_3 e^{-\alpha_3 t}) \cos \gamma_0 = i_{\alpha a}(t) \cos \gamma_0. \quad (2)$$

При этом начальное значение тока $i_{\alpha\text{г.}a}$

$$i_{\alpha\text{г.}a}(0) = (A_1 + A_2 + A_3) \cos \gamma_0 = \frac{U_c \cos \gamma_0}{x''_{d\Sigma} + 2x_{0\Sigma} \left(1 + \frac{x''_{d\Sigma}}{x_{\alpha}}\right)}, \quad (3)$$

где $x''_{d\Sigma}$ — сверхпереходное сопротивление генератора с учетом внешнего сопротивления от шин генератора до точки короткого замыкания; x_{α} — реактивное сопротивление участка линии от точки короткого замыкания до шин системы; U_c — напряжение на шинах системы; $\gamma = \gamma_0 + t$ — угол между продольной осью генератора и осью α ; $x_{0\Sigma}$ — результирующее сопротивление в схеме нулевой последовательности.

Из (3) следует, что начальное значение α -составляющей апериодического тока сильно зависит от влияния неповрежденной фазы (от x_{α}). Так например, при

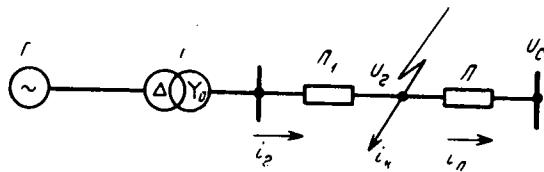


Рис. 1.

* Вывод выражений (2)–(3) и значения A_i и α_i приведены в приложении 1.

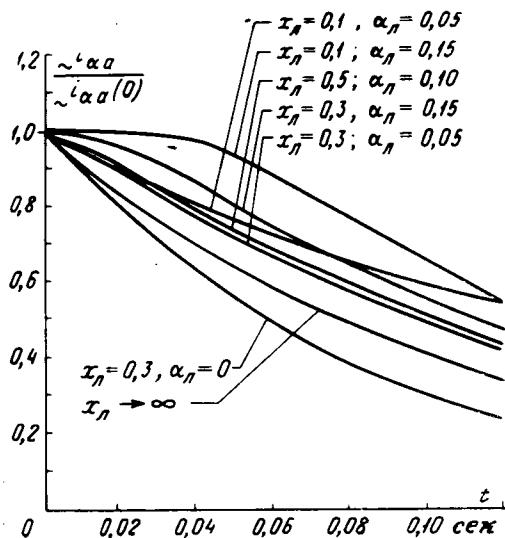


Рис. 2.

$x_{\Sigma} = x''_{d\Sigma}$ второе слагаемое знаменателя возрастает примерно вдвое. С другой стороны, из (2) видно, что кривая затухания тока $i_{\alpha g.a}$ является суммой трех экспонент и может носить весьма сложный характер в отличие от одной экспоненты при отсутствии неповрежденной фазы.

На рис. 2 представлена серия кривых α -составляющей апериодического тока статора, при двухфазном коротком замыкании на землю за трансформатором при следующих параметрах генератора и трансформатора: $x''_{d\Sigma} = 0,22$; $x''_{d\Sigma} = 0,32$; $r_t = 0,0029$, $r_{\Sigma} = 0,004$, $x_{\Sigma} = 4x_{ll}$ и $r_{\Sigma} = r_{ll}$. Для сравнения на рисунке нанесена кривая затухания тока $i_{\alpha g.a}$ при отсутствии неповрежденной фазы. Из кривых рис. 2 видно, что неповрежденная фаза оказывает большое влияние на степень затухания α -составляющей. Затухание увеличивается с уменьшением α_{ll} (при неизменном значении x_{ll}) и возрастает с ростом длины линии (при неизменном значении α_{ll}).

Расчет периодических составляющих тока статора при коротком замыкании. Если пренебречь несимметрией ротора, то метод симметричных составляющих можно применить и к расчету токов короткого замыкания [Л. 6]. Пренебрежение несимметрией ротора соответствует пренебрежению высшими гармоническими в токах статора и впол-

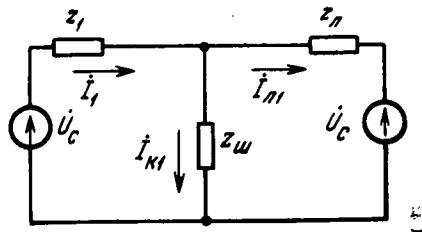


Рис. 3.

не оправдано, так как практика показывает, что у генераторов с полной успокоительной обмоткой токи статора при несимметричных коротких замыканиях имеют практически синусоидальную форму. При расчете принято, что мгновенные значения равны действительной части соответствующих комплексов.

Используя выражения для связи между комплексными величинами прямой и обратной последо-

вательности и этими же комплексами в системе координат $\alpha-\beta$ [Л. 1] определим токи несимметричного короткого замыкания по обычно принятой комплексной схеме замещения (рис. 3):

$$I_{r_1} = \dot{U}_c \frac{z_{ll}}{z_{1z_{ll}} + z_{1z_{ll'}} + z_{wz_{ll}}}; \quad (4)$$

$$I_{r_2} = -\frac{z_{ll'}}{z_{ll}} I_{k_1} = -\dot{U}_c \frac{z_{ll'}}{z_{ll}} \frac{z_{ll} + z_{ll'}}{z_{1z_{ll}} + z_{1z_{ll'}} + z_{wz_{ll'}}}, \quad (5)$$

где $z_{ll} = r_{\Sigma} + px_{d\Sigma}$ ($p-j$) и $z_{ll'} = r_{\Sigma} + px_{d\Sigma}$ ($p+j$) — операторные сопротивления прямой и обратной последовательностей генератора соответственно.

Токи I_{r_1} и I_{r_2} были определены в пренебрежении активными сопротивлениями статорных цепей. При этом апериодические составляющие искомых токов получатся незатухающими, но периодические составляющие определяются достаточно точно. Кроме того, было принято:

$$z_2 \approx px_{2\Sigma} \approx px''_{d\Sigma},$$

где x_2 — сопротивление обратной последовательности генератора.

Такое допущение можно оправдать следующими соображениями. В начале переходного процесса при $t \rightarrow 0$ оператор $p \rightarrow \infty$ и $x_d(p+j) = x''_{d\Sigma}$. В установившемся режиме $p=j$, и тогда $x_d(2j) \approx x_2 \approx x''_{d\Sigma}$. При любом промежуточном значении оператора p , очевидно, сопротивление $x_d(p+j)$ также будет близко к значению x_2 .

При этих допущениях после перехода в (4) и (5) к оригиналам и некоторых упрощений для периодических составляющих токов $i_{\alpha g}$ и $i_{\beta g}$ имеем (см. приложение 2):

$$i_{\alpha g, \text{п}} = -(i_{10} F - i_{20} F_1) \cos \gamma; \quad (6)$$

$$i_{\beta g, \text{п}} = (i_{10} F + i_{20} F_1) \sin \gamma, \quad (7)$$

где i_{10} и i_{20} — начальные сверхпереходные значения периодической составляющей тока прямой и обратной последовательности, т. е. токи генератора той и другой последовательностей, определенные по схеме замещения (рис. 3), в предположении, что сопротивление прямой последовательности генератора равно $x''_{d\Sigma}$, а сопротивление обратной последовательности равно $x_{2\Sigma} \approx x''_{d\Sigma}$, F и F_1 — функции затухания токов прямой и обратной последовательностей, зависящие как от параметров генератора и трансформатора, так и от параметров неповрежденной фазы (x_{ll} , x_{Σ}). При этом

$$F = B_0 + B_1 e^{-\frac{t}{T'd\Sigma}} + B_2 e^{-\frac{t}{T''d\Sigma}} \quad \text{и} \quad F_1 = \\ = D_0 + D_1 e^{-\frac{t}{T'd\Sigma}} + D_2 e^{-\frac{t}{T''d\Sigma}}.$$

Выражения для B_i , D_i и $T_{d\Sigma}^i$ приведены в приложении 2.

Наличие неповрежденной фазы уменьшает ток i_{10} и увеличивает ток i_{20} . Кроме того, влияние ее сказывается в степени затухания периодических токов (функции F и F_1).

Выражения (6) и (7) для токов справедливы для случая как двухфазного короткого замыкания

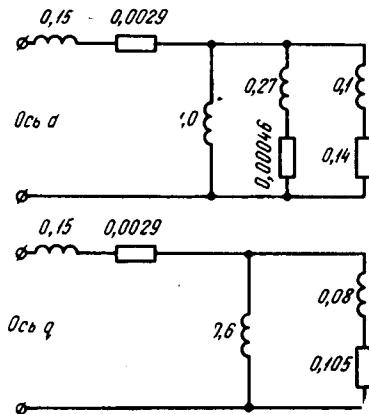


Рис. 4.

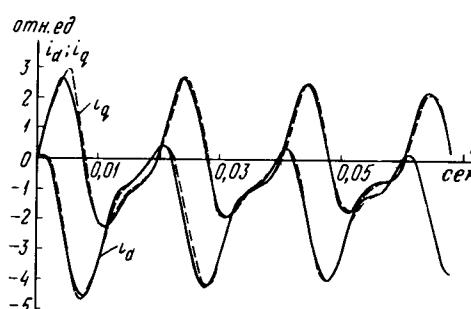


Рис. 5.

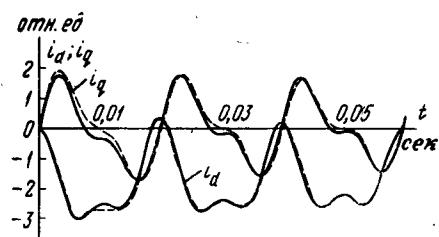


Рис. 6.

на землю, так и без земли. В последнем случае соответствующие реактивности нулевой последовательности стремятся к бесконечно большому значению.

Формулы (1), (2) и (6), (7) являются приближенными, так как апериодические составляющие токов получены в пренебрежении активным сопротивлением роторных контуров, а периодические — в пренебрежении активным сопротивлением цепей статора.

Для оценки погрешности было произведено сравнение результатов расчетов токов i_d и i_q при двухфазном на землю коротком замыкании за трансформатором по этим формулам с численным расчетом этих же токов по полным уравнениям Парка — Горева, выполненным на ЦВМ «Урал-2» по программе, разработанной в ЛПИ имени Калинина [Л. 4]. При расчете был принят гидрогенератор с параметрами, близкими к обычным для мощного гидрогенератора, по схемам замещения, приведенным на рис. 4.

Большое активное сопротивление успокоительных контуров принято по ориентировочным подсчетам в предположении, что генератор снабжен массивными полюсными башмаками. Кроме того, принято $x_t=0.1$ и $r_t=0.004$. Расчеты были произведены для двух случаев: $x_{\alpha}=0.3$; $x_{\alpha\perp}=1.2$; $r_{\alpha}=r_{\alpha\perp}=0.045$; $\gamma_0=135^\circ$ (рис. 5) и $x_{\alpha}=0.5$; $x_{\alpha\perp}=2.0$; $r_{\alpha}=r_{\alpha\perp}=0.05$; $\gamma_0=0$ (рис. 6). Как видно из этих рисунков, расчет по приближенным формулам (пунктирные кривые) дает результаты, весьма близкие к результатам численных расчетов на ЦВМ, выполненных с учетом активных сопротивлений всех контуров. Расхождения наблюдаются только в первом полупериоде. Близость результатов расчетов обоими методами имеет место несмотря на большое активное сопротивление успокоительных обмоток и линии ($r_{1d}=0.14$, $a_{\alpha}=0.15$ в первом случае).

Составляющая электромагнитного момента одного знака, обусловленная апериодическими токами. Эту составляющую можно приблизенно рассчитать, предполагая, что $x''_{d\Sigma} \approx x''_{q\Sigma}$, по формуле [Л. 1]:

$$m_a = i_{\alpha}^2 r_p = (i_{\alpha\alpha}^2 + i_{\beta\alpha}^2) r_p,$$

где r_p — сопротивление ротора прямой последовательности.

С учетом (1) и (2):

$$m_a = \left\{ i_{\alpha\alpha}^2 (t) \cos^2 \gamma_0 + \left(\frac{U_e}{x''_{d\Sigma}} \right)^2 e^{-\frac{2t}{T_a}} \sin^2 \gamma_0 \right\} r_p. \quad (8)$$

Момент m_a существенно зависит от начального угла γ_0 , т. е. от положения ротора в момент короткого замыкания.

Из (8) видно, что в общем случае при учете момента m_a при несимметричных коротких замыка-

ниях нельзя вычислять некоторую эквивалентную постоянную времени (например, по схеме замещения преобразованием звезды в треугольник) T_{a20} , так как, например, при $\gamma_0=\frac{\pi}{2}$ процесс будет протекать как при трехфазном коротком замыкании (т. е. без учета влияния линии), а при $\gamma_0=0$ он, наоборот, может сильно отличаться от простой экспоненты и иметь другое начальное значение, причем характер процесса сильно зависит от параметров линии передачи.

Наличие неповрежденной фазы не сказывается на максимальном значении апериодического момента (второе слагаемое формулы (8)), но зато сильно изменяет как характер затухания, так и его минимальное значение (первое слагаемое в (8)). Это особенно видно по величине начального значения апериодического момента. Действительно, при $t=0$ и $\gamma_0=0$

$$m_a(0) = i_{\alpha\alpha}^2(0) r_p.$$

Из этого выражения, учитывая (3), можно заключить, что минимальное значение апериодического момента, определяемое квадратом α -составляющей апериодического тока, сильно зависит от параметров неповрежденной фазы.

Составляющая электромагнитного момента одного знака, обусловленная периодическими токами. Этот момент m_n можно приблизенно определить по формуле (см. приложение 3):

$$m_n = \left\{ \frac{x_n (x''_{d\Sigma} F_0 + x_n)}{(x''_{d\Sigma} + x_n)^2} F^2 + F_1^2 \right\} i_{20}^2 r_{2p}, \quad (9)$$

где r_{2p} — сопротивление ротора обратной последовательности; F_0 — функция затухания, состоящая из постоянной составляющей и двух экспонент.

Момент m_n является функцией времени. При расчетах удобнее пользоваться средним за время короткого замыкания переходным значением момента, которое приближенно можно получить, если в функциях F_0 , F и F_1 пренебречь быстрозатухающей составляющей с постоянной временнью $T''_{d\Sigma}$ и не учитывать затухания составляющей с постоянной временнью $T'_{\alpha\alpha}$. При этом из (9) получим:

$$m_{n,sp} = \left(1 + \frac{x_n}{x'_{d\Sigma} + x_n} \right) i_{20}^2 r_{2p}, \quad (10)$$

где i_{20} — переходное значение периодической составляющей тока обратной последовательности.

Наконец, при наличии форсировки можно приблизенно считать токи за время короткого замыка-

ния, если оно невелико, незатухающими, т. е. положить в (9) $F_0 = F = F_1 = 1$. Тогда

$$m_{\text{п.ф.}} = \left(1 + \frac{x_{\alpha}}{x''_{d\Sigma} + x_{\alpha}}\right) i_{20}^2 r_{2p}. \quad (11)$$

Влияние неповрежденной фазы при коротком замыкании оказывается в увеличении тормозного момента от периодической составляющей тока статора.

Проведенные расчеты динамической устойчивости при двухфазном коротком замыкании на землю за трансформатором показали, что если исходить из наиболее неблагоприятного случая замыкания при начальном положении ротора, соответствующем минимальному апериодическому моменту, его влияние на угол выбега генератора (и, следовательно, влияние неповрежденной фазы) будет, как правило, незначительным и в приближенных расчетах может не учитываться. Однако при более «благоприятных» положениях ротора влияние апериодического тормозного момента может быть весьма ощутимым.

Расчеты устойчивости гидрогенератора с массивными полюсами ротора показали, что в этом случае дополнительный тормозной момент (главным образом от апериодической составляющей) может значительно повысить вероятность невыпадения генератора из синхронизма при коротком замыкании, т. е. в конечном счете, надежность его работы в энергосистеме.

Приложение 1. Определение апериодических составляющих тока короткого замыкания. В схеме рис. 1 приняты следующие обозначения: U_c — напряжение на шинах системы; $i_{\alpha\Gamma}$ — ток генератора; $U_{\alpha\Gamma}$ — напряжение в точке замыкания; i_{α} — ток в линии от точки замыкания до шин системы; $i_{\alpha\Gamma}$ — ток в точке короткого замыкания (рис. 1):

$$\left. \begin{aligned} r_{\Sigma\Gamma} i_{\alpha\Gamma} + \frac{d\Psi_{\alpha\Gamma}}{dt} &= -U_{\alpha\Gamma}; \\ r_{\Sigma\Gamma} i_{\beta\Gamma} + \frac{d\Psi_{\beta\Gamma}}{dt} &= -U_{\beta\Gamma}; \\ r_{0\alpha} i_{0\alpha} + x_{0\alpha} \frac{di_{0\alpha}}{dt} &= -U_{0\alpha}, \end{aligned} \right\} \quad (P-1)$$

где $r_{\Sigma\Gamma} = r_{\alpha} + r_{\beta} + r_{\pi\Gamma}$; $x_{\Sigma\Gamma} = x_{\alpha} + x_{\beta} + x_{\pi\Gamma}$; $r_{0\alpha} = r_{\alpha} + r_{\pi\alpha}$; $x_{0\alpha} = x_{\alpha} + x_{\theta\alpha}$.

Уравнения для участка линии электропередачи от точки замыкания до шин системы:

$$\left. \begin{aligned} U_{\alpha\Gamma} - U_{\alpha c} &= r_{\alpha} i_{\alpha\Gamma} + x_{\alpha} \frac{di_{\alpha\Gamma}}{dt}; \\ U_{\beta\Gamma} - U_{\beta c} &= r_{\beta} i_{\beta\Gamma} + x_{\beta} \frac{di_{\beta\Gamma}}{dt}; \\ U_{0\alpha} &= r_{0\alpha} i_{0\alpha} + x_{0\alpha} \frac{di_{0\alpha}}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (P-2)$$

Уравнение баланса токов в месте замыкания:

$$\left. \begin{aligned} i_{\alpha\Gamma} &= i_{\alpha\Gamma} + i_{0\alpha}; \\ i_{\beta\Gamma} &= i_{\beta\Gamma} + i_{0\beta}; \\ i_{0\alpha} &= i_{0\alpha} + i_{0\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (P-3)$$

Дополнительные условия для двухфазного замыкания на землю:

$$U_{\beta\Gamma} = 0; \quad U_{\alpha\Gamma} = 2U_{0\alpha}; \quad i_{0\alpha} = -i_{0\beta}. \quad (P-4)$$

Уравнения потокосцеплений генератора (при сверхпроводящих контурах ротора, $x''_{d\Sigma} = x''_{q\alpha}$):

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{\alpha\Gamma} &= x''_{d\Sigma} i_{\alpha\Gamma} + U_c \cos \gamma; \\ \Psi_{\beta\Gamma} &= x''_{d\Sigma} i_{\beta\Gamma} - U_c \sin \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (P-5)$$

Систему уравнений (P-1)–(P-5) можно после преобразований свести к системе из трех уравнений с тремя неизвестными токами $i_{\alpha\Gamma}$, $i_{\beta\Gamma}$ и $i_{0\alpha}$. Переходя в этой системе от оригиналов к изображениям (по Лапласу—Карсону), можно представить изображение тока $i_{\alpha\Gamma}$ в виде:

$$\begin{aligned} i_{\alpha\Gamma} &= \frac{U_c \{\bar{\sin} \gamma\}}{x''_{d\Sigma} \left(1 + \frac{\beta}{\gamma'}\right) + 2\beta x_{\alpha}} \times \\ &\times \frac{(\alpha_{20} + p)(\alpha_{0\alpha} + p) + \frac{\beta}{\gamma'} (\alpha_{0\alpha} + p)(\alpha_{\alpha} + p) - 2\beta (\alpha_{0\alpha} + p)}{(p + \alpha_1)(p + \\ &+ p)(\alpha_{0\alpha} + p)} \rightarrow \frac{+ p)(\alpha_{0\alpha} + p)}{+ \alpha_2)(p + \alpha_3)}, \end{aligned}$$

где $\{\bar{\sin} \gamma\}$ — изображение функции $\sin \gamma$, $-\alpha_1$, $-\alpha_2$ и $-\alpha_3$ — корни кубического уравнения:

$$\begin{aligned} &(\alpha_{\Sigma\Gamma} + p)(\alpha_{20} + p)(\alpha_{0\alpha} + p) + \frac{\beta}{\gamma'} (\alpha_{\Sigma\Gamma} + p)(\alpha_{0\alpha} + p)(\alpha_{\alpha} + p) + \\ &+ 2\beta \frac{x_{\alpha}}{x''_{d\Sigma}} (\alpha_{0\alpha} + p)(\alpha_{\alpha} + p)(\alpha_{0\alpha} + p) = 0; \\ &\alpha_{0\alpha} = \frac{r_{0\alpha}}{x_{0\alpha}}; \quad \alpha_{\alpha} = \frac{r_{\alpha}}{x_{\alpha}}; \quad \alpha_{\Sigma\Gamma} = \frac{r_{\Sigma\Gamma}}{x''_{d\Sigma}}; \quad \beta = \frac{x_{0\alpha}}{2x_{0\alpha} + x_{\alpha}}; \\ &\gamma' = \frac{x_{0\alpha}}{x_{\alpha}}; \quad \alpha_{20} = \frac{2r_{0\alpha} + r_{\alpha}}{2x_{0\alpha} + x_{\alpha}}; \quad \alpha_{0\alpha} = \frac{r_{0\alpha}}{x_{0\alpha}}. \end{aligned}$$

Оригинал тока

$$i_{\alpha\Gamma}(t) = \sum_{i=1}^{i=3} \left\{ \frac{A_i}{1 + \alpha_i^2} [\alpha_i \sin \gamma - \cos \gamma - e^{-\alpha_i t} (\alpha_i \sin \gamma_0 - \cos \gamma_0)] \right\}, \quad (P-6)$$

где

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{CN(-\alpha_1)}{(\alpha_1 - \alpha_2)(\alpha_1 - \alpha_3)}; \quad A_2 = \frac{CN(-\alpha_2)}{(\alpha_2 - \alpha_1)(\alpha_2 - \alpha_3)}; \\ A_3 &= \frac{CN(-\alpha_3)}{(\alpha_3 - \alpha_1)(\alpha_3 - \alpha_2)}; \quad N(-\alpha_i) = (\alpha_{20} - \alpha_i)(\alpha_{0\alpha} - \alpha_i) + \\ &+ \frac{\beta}{\gamma'} (\alpha_{0\alpha} - \alpha_i)(\alpha_{\alpha} - \alpha_i) - 2\beta (\alpha_{0\alpha} - \alpha_i)(\alpha_{0\alpha} - \alpha_i); \\ C &= \frac{U_c}{x''_{d\Sigma} \left(1 + \frac{\beta}{\gamma'}\right) + 2\beta x_{\alpha}}. \end{aligned}$$

Поскольку активным сопротивлением роторных цепей пренебрегали, периодическая составляющая тока $i_{\alpha\Gamma}$ получилась незатухающей. Пренебрегая во втором слагаемом (P-6) при малых α_i членами $\alpha_i \sin \gamma_0$ и полагая $1 + \alpha_i^2 \approx 1$, получим формулу (2).

Приложение 2. Определение периодических составляющих тока замыкания. Представим операторный реактанс $x_d(p)$ в виде [Л. 7]:

$$x_d(p) = x_{d\Sigma} \frac{ap^2 + bp + 1}{a_0 p^2 + b_0 p + 1},$$

где коэффициенты a , b и a_0 , b_0 в функции параметров генератора можно найти, например, из [Л. 7]. При таком представлении сопротивления $x_d(p)$ с учетом того, что $\dot{U}_c = -jU_c e^{j\pi}$, после преобразований изображение (по Лапласу—Карсону) тока $i_{\alpha\Gamma}$ можно представить в виде (формула (4)):

$$I_{\text{r}1} = -j i_{10} e^{j \gamma_0} \frac{(p-j+p_{100})(p-j+p_{200})}{(p-j)(p-j+p_1)(p-j+p_2)},$$

где — p_1 и — p_2 — корни уравнения

$$(a + \alpha_0 a_0) p^2 + (b + \alpha_0 b_0) p + 1 + \alpha_0 = 0; \quad (\text{П-7})$$

— p_{100} и — p_{200} — корни уравнения .

$$\begin{aligned} a_0 p^2 + b_0 p + 1 &= 0; \\ a_0 &= \frac{x_{m0}}{x'_{d\Sigma}}; \quad x_{m0} = \frac{x_m x_n}{x_m + x_n}. \end{aligned} \quad (\text{П-8})$$

Переходя к оригиналам,

$$\begin{aligned} I_{\text{r}1}(t) = i_{10} \left\{ \frac{(p_{100}-j)(p_{200}-j)}{(p_1-j)(p_2-j)} e^{j \gamma_0} - e^{j \gamma_1} \left[\frac{p_{100} p_{200}}{p_1 p_2} + \right. \right. \\ \left. + j \frac{(p_{100}-p_1)(p_{200}-p_1)}{(j-p_1)p_1(p_1-p_2)} e^{-p_1 t} - \right. \\ \left. \left. - j \frac{(p_{100}-p_2)(p_{200}-p_2)}{(j-p_2)p_2(p_1-p_2)} e^{-p_2 t} \right] \right\}. \end{aligned}$$

Пренебрегая в последнем выражении малыми корнями p_i по сравнению с j , получим

$$I_{\text{r}1}(t) = i_{10} (e^{j \gamma_0} - F e^{j \gamma_1}). \quad (\text{П-9})$$

При этом

$$\begin{aligned} F = \frac{p_{100} p_{200}}{p_1 p_2} + \frac{(p_{100}-p_1)(p_{200}-p_1)}{p_1(p_1-p_2)} e^{-p_1 t} - \\ - \frac{(p_{100}-p_2)(p_{200}-p_2)}{p_2(p_1-p_2)} e^{-p_2 t}. \end{aligned} \quad (\text{П-10})$$

Аналогично получается:

$$I_{\text{r}2}(t) = -i_{20} (e^{j \gamma_0} - F_1 e^{j \gamma_1}), \quad (\text{П-11})$$

где

$$\begin{aligned} F_1 = \frac{p_{10} p_{20}}{p_1 p_2} + \frac{(p_{10}-p_1)(p_{20}-p_1)}{p_1(p_1-p_2)} e^{-p_1 t} - \\ - \frac{(p_{10}-p_2)(p_{20}-p_2)}{p_2(p_1-p_2)} e^{-p_2 t}; \end{aligned} \quad (\text{П-12})$$

— p_{10} и — p_{20} — корни уравнения

$$(a + \alpha a_0) p^2 + (b + \alpha b_0) p + 1 + \alpha = 0, \quad \alpha = \frac{x_n}{x'_{d\Sigma}}. \quad (\text{П-13})$$

Квадратные уравнения для корней (П-7), (П-8) и (П-13) можно объединить в одно уравнение:

$$p^2 + \frac{b + \alpha_0 b_0}{a + \alpha_0 a_0} p + \frac{1 + \alpha_0}{a + \alpha_0 a_0} = 0. \quad (\text{П-14})$$

Положив $\alpha_i = a_0$, получим уравнение (П-7); положив $\alpha_i = a$, получим уравнение (П-13); и, наконец, положив $\alpha_i \rightarrow \infty$, получим уравнение (П-8).

Корни уравнения (П-14), учитывая характерное для гидрогенераторов неравенство $r_f \ll r_{1d}$, можно представить в виде:

$$\left. \begin{aligned} -p_1 &\approx \frac{1 + \alpha_0}{b + \alpha_0 b_0} = \frac{1 + \alpha_0}{(T'_f + T'_{1d}) + \alpha_0 (T_{f0} + T_{1d0})}; \\ -p_2 &\approx \frac{b + \alpha_0 b_0}{a + \alpha_0 a_0} = \frac{(T'_f + T'_{1d}) + \alpha_0 (T_{f0} + T_{1d0})}{\sigma' T'_f T'_{1d} + \alpha_0 \sigma_0 T_{f0} T_{1d0}}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-15})$$

Здесь обозначения постоянных времени и коэффициентов σ_0 и σ' даны в соответствии с [Л. 7]. Подставляя в (П-15) различные значения α_i , после преобразований и некоторых упрощений получим:

$$T''_{d\Sigma} = \frac{1}{p_2} = T''_{d0} \frac{x''_{d\Sigma} + x_{m0}}{x'_{d\Sigma} + x_{m0}};$$

$$T'_{d\Sigma} = \frac{1}{p_1} = T'_{d0} \frac{x'_{d\Sigma} + x_{m0}}{x_{d\Sigma} + x_{m0}}; \quad \frac{1}{p_{100}} = T_{f0} = \frac{x_f}{r_f};$$

$$\frac{1}{p_{200}} = T''_{d0} \frac{x''_{d\Sigma} + x_{n0}}{x'_{d\Sigma} + x_{n0}}; \quad \frac{1}{p_{10}} = T'_{d0} \frac{x'_{d\Sigma} + x_{n0}}{x_{d\Sigma} + x_{n0}},$$

$$\frac{1}{p_{20}} = T''_{d0} = \frac{\frac{x_{ad}^2}{x_f}}{r_{1d}}.$$

Подставляя эти значения корней в (П-10) и (П-12), получим:

$$B_0 = \frac{x''_{d\Sigma} + x_{m0}}{x'_{d\Sigma} + x_{m0}}; \quad B_1 = \frac{x''_{d\Sigma} + x_{m0}}{x'_{d\Sigma} + x_{m0}} - \frac{x''_{d\Sigma} + x_{m0}}{x_{d\Sigma} + x_{m0}};$$

$$B_2 = 1 - \frac{x''_{d\Sigma} + x_{m0}}{x'_{d\Sigma} + x_{m0}}; \quad D_0 = \frac{x''_{d\Sigma} + x_{m0}}{x_{d\Sigma} + x_{m0}} \frac{x_{d\Sigma} + x_{n0}}{x''_{d\Sigma} + x_{n0}};$$

$$D_1 = \frac{x''_{d\Sigma} + x_{m0}}{x'_{d\Sigma} + x_{m0}} \frac{x'_{d\Sigma} + x_{n0}}{x''_{d\Sigma} + x_{n0}} - \frac{x''_{d\Sigma} + x_{m0}}{x_{d\Sigma} + x_{m0}} \frac{x_{d\Sigma} + x_{n0}}{x''_{d\Sigma} + x_{n0}};$$

$$D_2 = 1 - \frac{x''_{d\Sigma} + x_{m0}}{x'_{d\Sigma} + x_{m0}} \frac{x'_{d\Sigma} + x_{n0}}{x''_{d\Sigma} + x_{n0}}; \quad x_{m0} = \frac{x_m x_n}{x_m + x_n}.$$

Переходя от (П-9) и (П-11) к токам I_{ar} и I_{fr} и вычисляя их действительные части, получим выражения для искомых токов $i_{\text{ar},p}$ и $i_{\text{fr},p}$.

Приложение 3. Вычисление момента от периодической составляющей тока короткого замыкания. Момент m_p в установившемся синусоидальном режиме удобно вычислить по выражению [Л. 1]:

$$m_p = I_{\text{r}1p} \times \dot{U}_c + |I_{\text{r}2p}|^2 r_{2p}, \quad (\text{П-16})$$

где $I_{\text{r}1p}$ и $I_{\text{r}2p}$ — периодические составляющие токов $I_{\text{r}1}$ и $I_{\text{r}2}$; $I_{\text{r}1p} \times \dot{U}_c$ — скалярное произведение векторов $I_{\text{r}1p}$ и \dot{U}_c .

Первое слагаемое (П-16) вычисляется по комплексной схеме замещения (рис. 3) с учетом того, что

$$z_1 = r_{\Sigma} + j x_{1\Sigma} \text{ и } z_2 \approx r_{\Sigma} + r_{2p} + j x''_{d\Sigma}.$$

Реактивное сопротивление прямой последовательности генератора $x_{1\Sigma}$ в момент замыкания равно $x''_{d\Sigma}$, затем оно изменяется до $x'_{d\Sigma}$ и, наконец, до $x_{d\Sigma}$. Приближенно учитя это равенством $x_{1\Sigma} = x''_{d\Sigma} F_0$, где

$$\begin{aligned} F_0 = \left(1 - \frac{x'_{d\Sigma}}{x''_{d\Sigma}} \right) e^{-\frac{t}{T''_{d\Sigma}}} + \left(\frac{x'_{d\Sigma}}{x''_{d\Sigma}} - \frac{x_{d\Sigma}}{x''_{d\Sigma}} \right) e^{-\frac{t}{T'_{d\Sigma}}} + \\ + \frac{x_{d\Sigma}}{x''_{d\Sigma}}, \end{aligned}$$

и учтя (П-9) и (П-11), получим формулу (9).

Литература

1. Конкордия Ч., Синхронные машины. Переходные и установившиеся процессы, ГЭИ, 1959.

2. Ханнакан Л., Вывод замкнутых приближенных отношений для внезапных несимметричных коротких замыканий синхронной явнополюсной машины, Archiv für Elektrotechnik, B. 45, N. 2, 1960.

3. Ханнакан Л., Напряжения и моменты синхронной явнополюсной машины при несимметричных коротких замыканиях, Archiv für Elektrotechnik, B. 50, N. 2, 1965.

4. Рагозин А. А. и Смоловик С. В., Влияние дополнительных электромагнитных моментов на движение ротора гидрогенератора при несимметричных коротких замыканиях, «Электричество», 1970, № 12.

5. Под ред. И. И. Соколова «Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах», изд-во «Энергия», 1964.

6. Атабеков Г. И., Мамиконянц Л. Г., Комплексные схемы замещения для расчета переходных процессов методом симметричных составляющих, «Электричество», 1954, № 2.

7. Ульянов С. А., Электромагнитные переходные процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.

[2.12.1970]



Расчет синхронных машин с параллельным комбинированным возбуждением

Канд. техн. наук Ю. Н. КРОНЕБЕРГ и инж. А. С. ЖИБИНОВ
Томск

Машины с параллельным комбинированным возбуждением от магнитов и обмоток возбуждения (рис. 1) являются одним из основных типов регулируемых машин с постоянными магнитами. Схемы замещения продольных магнитных цепей подобных машин (одна из них показана на рис. 2) характеризуются параллельным включением н. с. магнитов и обмоток возбуждения и, отличаясь друг от друга несущественными деталями, могут рассчитываться общими методами.

При расчете таких машин [Л. 1—3] задаются фиксированным значением н. с. обмотки возбуждения и после ряда преобразований, как и в магнитоэлектрических машинах, проводят графо-аналитический расчет внешней характеристики. Чтобы получить остальные характеристики, обычно более важные для регулируемой машины, необходимо рассчитать семейство внешних характеристик и графически найти искомые.

В статье применительно к конструкции рис. 1,8 излагается методика, аналогичная методике расчета электромагнитных машин, пользуясь которой можно непосредственно находить характеристики: холостого хода, короткого замыкания, нагрузочную

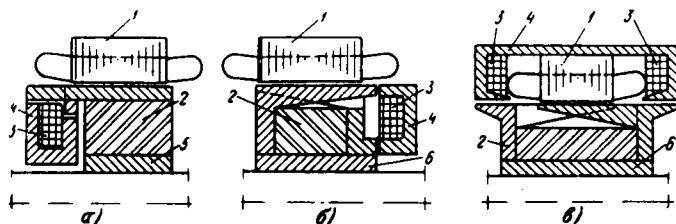


Рис. 1. Конструктивные варианты машин с параллельным комбинированным возбуждением при различном расположении электромагнитной системы.

a — внутреннем; *b* — торцовом; *c* — внешнем.
 1 — якорь; 2 — магнит; 3 — обмотка возбуждения; 4 — параллельный
 магнитодровор; 5 — ярмо; 6 — немагнитная втулка.

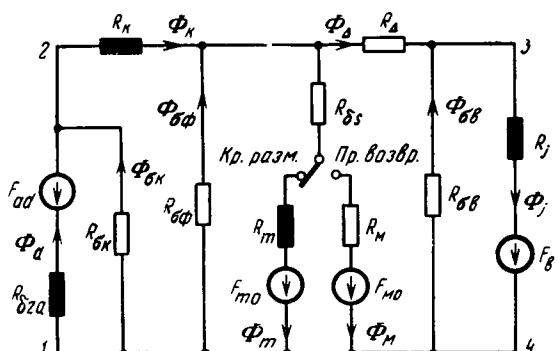


Рис. 2. Схема замещений магнитной цепи машины с внешним расположением электромагнитной системы.

R — магнитные сопротивления, F — намагничивающие силы, Φ — магнитные потоки.

Индексы: δ_0 — воздушный зазор, зубцы, спицки якоря; k , K — когтевообразные полюсы, рассеянные полюсы; Φ — рассеяние фланцевого ротора; b_s — стык магнита и фланцев; m , M — магнит до и после стабилизации; Δ — дополнительный воздушный зазор; v , σv — возбуждение, рассеяние обмоток возбуждения; j — внешний магнитопровод.

и регулировочную. В основе расчета лежат схема замещения магнитной цепи на один полюс (рис. 2), векторная диаграмма (рис. 3), построенная на базе теории двух реакций, и допущения, обычно принимаемые при расчетах электромагнитных машин. Некоторое отличие состоит в отказе от использования параметра индуктивного сопротивления продольной реакции якоря; учет последней производится с помощью соответствующей н. с. F_{ad} , входящей в схему замещения.

Соотношения между электрическими параметрами машины и нагрузки определяются с помощью векторной диаграммы:

$$I_d = \frac{I(U \sin \varphi + Ix_g)}{\sqrt{(U \cos \varphi + Ir)^2 + (U \sin \varphi + Ix_g)^2}}; \quad (1)$$

$$E_d = \frac{(U \cos \varphi + Ir)^2 + (U \sin \varphi + Ix_q)(U \sin \varphi + Ix_s)}{\sqrt{(U \cos \varphi + Ir)^2 + (U \sin \varphi + Ix_q)^2}}. \quad (2)$$

Связь между продольными параметрами электрических и магнитных цепей выражается известными уравнениями:

$$F_R = I_R \omega_R; \quad (3)$$

$$F_{ad} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{m\omega_a}{p} k_{ad} I_d; \quad (4)$$

$$\Phi_d = \frac{\pi a_i}{2b_i} \frac{10^8}{444w_f} E_d, \quad (5)$$

где w_b и I_b — число витков и ток обмотки возбуждения; m , p — число фаз и пар полюсов; w_a — эффективное число витков фазы; f — частота; k_{ad} — коэффициент продольной реакции якоря; k_f — коэффициент формы поля возбуждения; a_i — расчетный коэффициент полюсного перекрытия.

Наконец, связь между продольными параметрами магнитной цепи устанавливается нелинейной схемой замещения, все магнитные сопротивления которой определяются заданной конструкцией и свойствами применяемых материалов. Нелинейные сопротивления (на рис. 2 зачернены) шихтованных и массивных магнитопроводов рассчитываются обычными методами. Несколько сложнее определить линейные сопротивления потокам рассеяния. Для распространенных конструкций можно пользоваться результатами работ, например [Л. 4—9]; в остальных случаях — общими положениями теории поля и приближенными методами.

В статье все сопротивления схемы замещения считаются известными. Намагничивающая сила F_{ad} в соответствии с (1) и (4) является функцией параметров обмотки и нагрузки. Фиктивная н. с. магнита F_{mo} (рис. 4) зависит не только от свойств и размеров магнита, но и от режима его максимального размагничивания, и поэтому в начале расчета неизвестна.

Определение н. с. $F_{\text{мо}}$, которая совместно с магнитным сопротивлением магнита R_m характеризует рабочую прямую возврата, является первым этапом расчета.

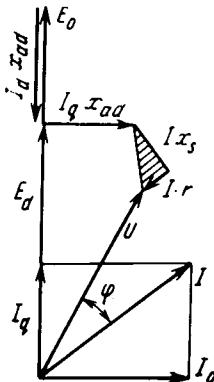


Рис. 3. Векторная диаграмма.

Наиболее типичны два режима стабилизации магнита: методом «вынутого ротора» и внезапным симметричным коротким замыканием. В первом случае электромагнитная система возбуждения не влияет на размагничивание, а определение точки отхода не имеет принципиальных особенностей по сравнению с расчетом рабочей прямой возврата магнитоэлектрических машин [Л. 4]. Второй режим, характерный для высокоиспользованных машин, наоборот, имеет существенное отличие: при комбинированном возбуждении степень размагничивания магнита зависит от тока возбуждения в момент внезапного симметричного короткого замыкания якоря.

Из рис. 2 видно, что наибольшее размагничивание произойдет при максимальном токе возбуждения $I_{\text{в max}}$. Однако его точная величина, как правило, заранее неизвестна и вначале принимается ориентировочно, а проверяется после расчета и анализа аварийных режимов. Неизвестен также ток короткого замыкания, соответствующий нестабилизированному состоянию магнита и принятому току $I_{\text{в max}}$, поэтому практически приходится в предполагаемом диапазоне задаваться несколькими значениями установившихся токов $I = I_{ki}$ (обычно достаточно $i = 2 \div 3$) и для каждого из них рассчитывать магнитную цепь.

Расчет режима стабилизации внезапным коротким замыканием производится в следующем порядке. По уравнениям (1), (2) и (4), (5) при $U=0$ и $I=I_{ki}$ находятся продольные составляющие тока I_d , э. д. с. E_d , потока Φ_d и установившейся н. с. реакции якоря F_{ad} . Увеличение F_{ad} за счет ударного действия токов внезапного короткого замыкания в расчетах магнитоэлектрических машин обычно учитывается умножением на так называемый расчетный коэффициент ударности $k_{\text{уд}}$ [Л. 4]. Его величина зависит от демпфирующих свойств магнитной цепи. В машинах с массивными магнитопроводами (к ним относится и большинство машин рассматриваемого класса), как правило, обеспечивается эффективное демпфирование, и можно принимать $k_{\text{уд}} = 1 \div 1,2$.

Далее рассчитывается магнитная цепь. По потоку Φ_d находятся индукции и соответствующая сумма падений н. с. в зазоре, зубцах и спинке якоря $F_{\delta za}$, а по ней — поток рассеяния когтей:

$$\Phi_{\text{ок}} = \lambda_{\text{ок}} (F_{ad} + F_{\delta za}) \quad (6)$$

и полный поток когтеобразного полюса

$$\Phi_{\text{k}} = \Phi_d + \Phi_{\text{ок}}, \quad (7)$$

по которому определяется падение н. с. в полюсе F_{k} . Из рис. 2 следует, что межполюсная н. с. и внешний потенциал ветви магнита одинаковы:

$$F_{\text{ок}} = F_{\text{mbs}} = F_{\delta za} + F_{ad} + F_{\text{k}}. \quad (8)$$

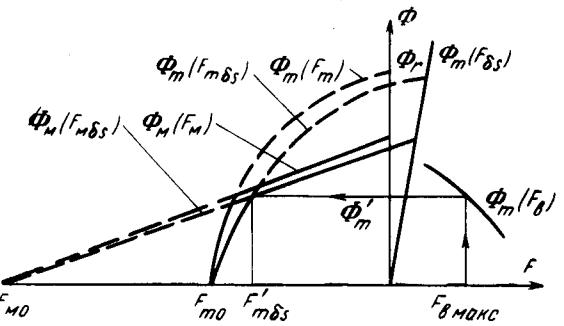


Рис. 4. Диаграмма магнита.

а соответствующий осевой поток рассеяния полюсных фланцев

$$\Phi_{\text{ок}} = \lambda_{\text{ок}} F_{\text{ок}}. \quad (9)$$

По величине F_{mbs} поток нестабилизированного магнита Φ_m может быть найден как графически, так и аналитически (магнит работает на кривой размагничивания, переключатель на рис. 2 в положении «кр. разм.»). В первом случае (рис. 4) по кривой размагничивания

$$\Phi_m = f(F_m) \quad (10)$$

и магнитной характеристике стыкового зазора

$$\Phi_m = \lambda_{\text{bs}} F_{\text{bs}} \quad (11)$$

строится результирующая магнитная характеристика ветви нестабилизированного магнита

$$F_{\text{mbs}} = F_m + F_{\text{bs}}. \quad (12)$$

По этой характеристике и найденной ранее из (8) н. с. F_{mbs} находится искомое значение потока Φ_m . Проще эта задача решается аналитически при аппроксимации кривой размагничивания равнобоковой гиперболой:

$$F_m = F_{m0} \frac{\gamma(\Phi_r - \Phi_m)}{\Phi_r \gamma - (2V\gamma - 1)\Phi_m}, \quad (13)$$

где Φ_r , F_{m0} , γ — известные значения остаточного потока (произведение остаточной индукции на площадь магнита), остаточной н. с. (произведение коэрцитивной силы на длину магнита) и коэффициента выпуклости (отношение максимальной магнитной энергии к произведению $\Phi_r F_{m0}$).

Подставив (13) и (11) в (12), получим искомое аналитическое выражение для определения Φ_m по F_{mbs} :

$$\Phi_m = \left(a - F_{\text{mbs}} \frac{\lambda_{\text{bs}}}{2} \right) - \sqrt{- \left(a - F_{\text{mbs}} \frac{\lambda_{\text{bs}}}{2} \right)^2 - b(F_{m0} - F_{\text{mbs}})}, \quad (14)$$

где

$$a = (\Phi_r + F_{m0} \lambda_{\text{bs}}) \frac{\gamma}{4V\gamma - 2};$$

$$b = \Phi_r \frac{\gamma \lambda_{\text{bs}}}{2V\gamma - 1}.$$

Поток дополнительного воздушного зазора согласно обозначениям рис. 2 подсчитывается по уравнению:

$$\Phi_{\Delta} = \Phi_{\text{k}} + \Phi_{\text{ok}} - \Phi_m, \quad (15)$$

а падение н. с. в воздушном зазоре F_Δ определяется величиной и знаком потока Φ_Δ . Поток рассеяния обмотки возбуждения

$$\Phi_{\text{вв}} = \lambda_{\text{вв}} (F_{\delta\alpha} + F_{ad} + F_k + F_\Delta) \quad (16)$$

и поток внешнего магнитопровода

$$\Phi_j = \Phi_\Delta + \Phi_{\text{вв}}, \quad (17)$$

по которому обычным способом находится соответствующая сумма падений н. с. F_j . Из условия равновесия намагничивающих сил контура 1—2—3—4 (рис. 2) определяется н. с. возбуждения

$$F_v = F_{\delta\alpha} + F_{ad} + F_k + F_\Delta + F_j, \quad (18)$$

и по уравнению (3) — ток I_v . По результатам серии аналогичных расчетов при ряде значений $I=I_{ki}$ строится зависимость $\Phi_m=f(F_v)$ (рис. 4), и по ней находятся искомые координаты точки отхода Φ'_m и $F'_{m\delta s}$ ($F'_{m\delta s}$ по уравнению (14) может быть определена аналитически). Тогда уравнение рабочей характеристики ветви стабилизированного магнита (магнит работает на прямой возврата, переключатель на рис. 2 в положении «пр. возвр.»)

$$\Phi_m = \frac{\lambda_m \lambda_{\delta s}}{\lambda_m + \lambda_{\delta s}} (F_{m\delta s} - F'_{m\delta s}) + \Phi'_m. \quad (19)$$

Фиктивная н. с. магнита вычисляется по (19) при $\Phi_m=0$

$$F_{m0} = F'_{m\delta s} - \Phi'_m \frac{\lambda_m + \lambda_{\delta s}}{\lambda_m \lambda_{\delta s}}, \quad (20)$$

затем (19) принимает вид:

$$\Phi_m = (F_{m\delta s} - F_{m0}) \frac{\lambda_m \lambda_{\delta s}}{\lambda_m + \lambda_{\delta s}}. \quad (21)$$

На этом заканчивается первый предварительный этап расчета. Второй заключается в определении характеристик и выполняется без графических построений.

При расчете характеристик короткого замыкания

$$I=f(I_v) \text{ при } U=0, \quad (22)$$

холостого хода

$$U=f(I_v) \text{ при } I=0, \quad (23)$$

регулировочной

$$I_v=f(I) \text{ при } U=\text{const} \text{ и } \cos \varphi=\text{const} \quad (24)$$

и нагрузочной

$$U=f(I_v) \text{ при } I=\text{const} \text{ и } \cos \varphi=\text{const} \quad (25)$$

необходимо согласно (22) — (25) задаваться сериями выбранных значений тока установившегося симметричного короткого замыкания, э. д. с. холостого хода, тока нагрузки при фиксированных напряжении и коэффициенте мощности, напряжения при фиксированных токе и коэффициенте мощности и находить искомые значения токов возбуждения с помощью представленных ранее уравнений. Порядок операций при расчете характеристик соответствует последовательности уравнений (1), (2), (4) — (9), (21), (15) — (18), (3).

Экспериментальная проверка методики производилась на маломощном генераторе (мощность 150 вт, частота вращения 4 800 об/мин, диаметр расточки статора 0,06 м, длина пакета 0,015 м) и дала удовлетворительные результаты (рис. 5).

Литература

- Галтеев Ф. Ф., Расчет внешних характеристик генераторов переменного тока смешанного возбуждения, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1964, № 6.
- Галтеев Ф. Ф. и др., Рабочие характеристики синхронных генераторов с постоянными магнитами смешанного возбуждения, «Электричество», 1966, № 3.
- Балагуров В. А., Особенности рабочего процесса и расчета генераторов переменного тока смешанного возбуждения, «Электричество», 1966, № 1.
- Сорокер Т. Г., Магнитоэлектрические машины переменного тока, Диссертация, МЭИ, 1946.
- Апсит В. В., Сика З. К., Внешнее рассеяние когтебразной полюсной системы, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. 3, Изд. АН Латв. ССР, 1963.
- Сика З. К., Магнитная проводимость междуполюсного рассеяния когтебразного индуктора с полюсами Т-образной формы, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. 6, изд-во «Зинатне», 1967.
- Рыжков В. С., Методика расчета магнитной проводимости междуполюсного рассеяния в машинах с когтебразными полюсами, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. 7, изд-во «Зинатне», 1968.
- Балагуров В. А. и др., Электрические машины с постоянными магнитами, изд-во «Энергия», 1964.
- Бертинов А. И., Голубенко Я. И., Магнитная проводимость междуполюсного рассеяния машин с когтебразными полюсами, сб. «Бесконтактные электрические машины», ч. I, «Синхронные машины», Отделение ВНИИЭМ по научно-технической информации, стандартизации и нормализации в электротехнике, 1966.

[15.9.1970]



Скоростной режим работы индукционного фазовращателя с пульсирующим магнитным полем

Р. Н. РОМАШКИН, И. И. БОКСЛЕР

Бийск

Применение в быстродействующих следящих устройствах в качестве датчика угла индукционных фазовращателей (ФВ) с пульсирующим или вращающимся магнитным полем вызывает необходимость исследования искажений сигнала при вращении ротора.

Скоростной режим работы ФВ с вращающимся магнитным полем рассмотрен в [Л. 1]. Ниже анализируется скоростной режим работы ФВ с пульсирующим магнитным полем.

ФВ с пульсирующим полем представляет случай включения синусо-косинусного вращающегося трансформатора по схеме

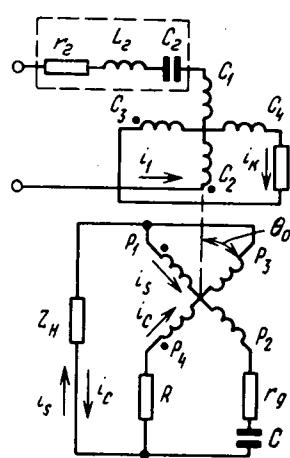


Рис. 1.

P_1P_2, P_3P_4 и C_1C_2, C_3C_4 ; синусоидальность закона изменения коэффициентов взаимоиндукции в функции угла поворота ротора. Потерями в стали и насыщением пакетов ротора и статора пренебрегаем. Напряжение генератора питания ФВ полагаем косинусоидальным:

$$u = \operatorname{Re} U e^{j\omega t}, \quad \dot{U} = U_0.$$

Для схемы рис. 1 может быть составлена система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u &= u_r + r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} - \frac{d}{dt} (M_s i_s) + \frac{d}{dt} (M_c i_c); \\ 0 &= -\frac{d}{dt} (M_s i_1) + r_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + r_g i_s + \\ &\quad + \frac{1}{C} \int i_s dt + u_s - u_c + \frac{d}{dt} (M_{ks} i_k); \\ 0 &= \frac{d}{dt} (M_c i_1) + r_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + \\ &\quad + R i_c - u_s + u_c + \frac{d}{dt} (M_{kc} i_k); \\ 0 &= \frac{d}{dt} (M_{kc} i_c) + \frac{d}{dt} (M_{ks} i_s) + r_k i_k + L_k \frac{di_k}{dt} + u_k, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $r_1, L_1, r_s, L_s, r_c, L_c, r_k, L_k$ — активные сопротивления и индуктивности обмоток $C_1C_2, P_1P_2, P_3P_4, C_3C_4$ соответственно; r_d — добавочный резистор для уменьшения ошибок ФВ в случаях, когда индуктивные сопротивления обмоток больше активных; z^r — выходное сопротивление генератора питания ФВ; $z^n, z^{k,n}$ — нагрузки ФВ и квадратурной обмотки P_3P_4 ; u_s, u_c, u_k, u_r — падения напряжений на $z^n, z^{k,n}, z^r$, обусловленные токами i_s, i_c, i_k, i_r ; i_1, i_s, i_c, i_k — токи контуров, указанных на рис. 1; M_s, M_c, M_{ks}, M_{kc} — коэффициенты взаимоиндукции между обмотками $P_1P_2-C_1C_2, P_3P_4-C_1C_2, P_1P_2-C_3C_4, P_3P_4-C_3C_4$ соответственно.

Коэффициенты взаимоиндукции при вращении ротора с угловой скоростью Ω в направлении часовой стрелки (положительное направление) могут быть выражены в виде:

$$\left. \begin{aligned} M_s &= M_{kc} = \frac{1}{2} M_0 [e^{j(\Omega t + \theta_0 - 90^\circ)} + e^{-j(\Omega t + \theta_0 - 90^\circ)}]; \\ M_c &= M_{ks} = \frac{1}{2} M_0 [e^{j(\Omega t + \theta_0)} + e^{-j(\Omega t + \theta_0)}], \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где θ_0 — начальный угол вращения; M_0 — амплитудное значение M_s, M_c, M_{ks}, M_{kc} .

Для решения (1) применим метод [Л. 2] при анализе колебательного контура с периодически изменяющейся индуктивностью. Определим вид решения для уравнений (1).

Предположим, что $i_1 = I_0 \cos \omega t$. При вращении ротора на обмотках ФВ будут наводиться э. д. с.

$$E = M \frac{di}{dt} + i \frac{dM}{dt}. \quad (3)$$

Подставим в (3) выражения для i_1, M_s (или M_c). После преобразований можно определить, что наведенные э. д. с. будут иметь частоты колебаний $\omega + \Omega$ и $\omega - \Omega$. Вследствие протекания в обмотках P_1P_2, P_3P_4 токов с частотами $\omega + \Omega, \omega - \Omega$ на обмотках C_1C_2, C_3C_4 наведутся э. д. с. с частотами колебаний $\omega, \omega + 2\Omega, \omega - 2\Omega$. В этом можно убедиться, решив уравнение (3) для соответствующих токов и коэффициентов взаимоиндукций. Повторяя рассуждения, можно также убедиться в том, что в обмотках C_1C_2, C_3C_4 будут протекать токи с частотой колебаний $\omega + 2n\Omega$, а в обмотках P_1P_2, P_3P_4 — токи с частотой $\omega + (2n-1)\Omega$, где $n = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$.

Поэтому решение (1) будем искать в виде:

$$\left. \begin{aligned} i_{1,k} &= \operatorname{Re} \sum_{-\infty}^{\infty} I_{2n}^{1,k} e^{j(\omega + 2n\Omega)t}; \\ i_{s,c} &= \operatorname{Re} \sum_{-\infty}^{\infty} I_{2n-1}^{s,c} e^{j[\omega + (2n-1)\Omega]t}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $\dot{I}_{2n}^{1,k} = \dot{I}_{2n}^1$ для тока i_1 ; $\dot{I}_{2n}^{1,k} = \dot{I}_{2n}^k$ для i_k ; $\dot{I}_{2n-1}^{s,c} = \dot{I}_{2n-1}^s$ для i_s ; $\dot{I}_{2n-1}^{s,c} = \dot{I}_{2n-1}^c$ для i_c . Индексы при $\dot{I}_{2n}^{1,k}$, $\dot{I}_{2n-1}^{s,c}$ означают принадлежность комплексных амплитуд колебаниям с частотами $\omega + 2n\Omega$, $\omega + (2n-1)\Omega$ соответственно.

Вычислим произведения вида $M_s i_s$, $M_c i_c$, $M_{kc} i_k$, $M_{ks} i_s$, $M_{cs} i_c$, $M_{ks} i_s$, $M_{kc} i_c$, учитывая выражения (4) и (2). Значения бесконечных сумм не изменятся, если в первых слагаемых произведений $M_s i_1$, $M_c i_1$, $M_{kc} i_k$, $M_{ks} i_s$, $M_{cs} i_c$, $M_{ks} i_s$, $M_{kc} i_c$ заменим n на $n-1$, а во вторых слагаемых $M_s i_s$, $M_c i_c$, $M_{ks} i_s$, $M_{kc} i_c$ заменим n на $n+1$. Окончательно получим:

$$\left. \begin{aligned} M_s i_s &= M_{kc} i_k = \operatorname{Re} \frac{1}{2} \sum_{-\infty}^{\infty} j [- \dot{M} \dot{I}_{2(n-1)}^{1,k} + \\ &\quad + \dot{M} \dot{I}_{2n}^{1,k}] e^{j[\omega + (2n-1)\Omega]t}; \\ M_c i_c &= M_{ks} i_s = \operatorname{Re} \frac{1}{2} \sum_{-\infty}^{\infty} [\dot{M} \dot{I}_{2(n-1)}^{1,k} + \\ &\quad + \dot{M} \dot{I}_{2n}^{1,k}] e^{j[\omega + (2n-1)\Omega]t}; \\ M_s i_s &= M_{kc} i_c = \operatorname{Re} \frac{1}{2} \sum_{-\infty}^{\infty} j [- \dot{M} \dot{I}_{2n-1}^{s,c} + \\ &\quad + \dot{M} \dot{I}_{2n+1}^{s,c}] e^{j(\omega + 2n\Omega)t}; \\ M_c i_c &= M_{ks} i_s = \operatorname{Re} \frac{1}{2} \sum_{-\infty}^{\infty} [\dot{M} \dot{I}_{2n-1}^{s,c} + \\ &\quad + \dot{M} \dot{I}_{2n-1}^{s,c}] e^{j(\omega + 2n\Omega)t}, \end{aligned} \right\} (5)$$

где $\dot{M} = M_0 e^{j\theta_0}$, $\dot{M}^* = M_0 e^{-j\theta_0}$.

Индексы $2n$, $2(n-1)$, $2n-1$, $2n+1$ означают, что комплексные амплитуды относятся к колебаниям с частотами $\omega + 2n\Omega$, $\omega + 2(n-1)\Omega$, $\omega + (2n-1)\Omega$, $\omega + (2n+1)\Omega$ соответственно.

Подставим (5) в (1), при этом заменим:

$$\begin{aligned} u_r &= \operatorname{Re} \sum_{-\infty}^{\infty} z_{2n}^r \dot{I}_{2n}^1 e^{j(\omega + 2n\Omega)t}, \\ u_s &= \operatorname{Re} \sum_{-\infty}^{\infty} z_{2n-1}^s \dot{I}_{2n-1}^s e^{j[\omega + (2n-1)\Omega]t}, \\ u_c &= \operatorname{Re} \sum_{-\infty}^{\infty} z_{2n-1}^c \dot{I}_{2n-1}^c e^{j[\omega + (2n-1)\Omega]t}, \\ u_k &= \operatorname{Re} \sum_{-\infty}^{\infty} z_{2n}^{k,n} \dot{I}_{2n}^k e^{j(\omega + 2n\Omega)t}. \end{aligned}$$

После преобразований, аналогичных преобразованиям в [Л. 2], получим следующую систему рекуррентных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}(n) &= z_{2n}^1 \dot{I}_{2n}^1 - a_{2n} \dot{I}_{2n-1}^s + b_{2n} \dot{I}_{2n+1}^s + \\ &\quad + ja_{2n} \dot{I}_{2n-1}^c + jb_{2n} \dot{I}_{2n+1}^c; \\ 0 &= -c_{2n-1} \dot{I}_{2(n-1)}^1 + d_{2n-1} \dot{I}_{2n}^1 + \\ &\quad + z_{2n-1}^s \dot{I}_{2n-1}^s - z_{2n-1}^H \dot{I}_{2n-1}^c + \\ &\quad + jc_{2n-1} \dot{I}_{2(n-1)}^k + jd_{2n-1} \dot{I}_{2n}^k; \\ 0 &= jc_{2n-1} \dot{I}_{2(n-1)}^1 + jd_{2n-1} \dot{I}_{2n}^1 - \\ &\quad - z_{2n-1}^H \dot{I}_{2n-1}^s + z_{2n-1}^c \dot{I}_{2n-1}^c + \\ &\quad + c_{2n-1} \dot{I}_{2(n-1)}^k - d_{2n-1} \dot{I}_{2n}^k; \\ 0 &= z_{2n}^k \dot{I}_{2n}^k + ja_{2n} \dot{I}_{2n-1}^s + jb_{2n} \dot{I}_{2n+1}^s + \\ &\quad + a_{2n} \dot{I}_{2n-1}^c - b_{2n} \dot{I}_{2n+1}^c, \end{aligned} \right\} (6)$$

$$\begin{aligned} \text{где } \dot{U}(n) &= \dot{U} \text{ при } n=0; \dot{U}(n)=0 \text{ при } n \neq 0; \\ z_{2n}^1 &= r_1 + j(\omega + 2n\Omega)L_1 + z_{2n}^2; \\ z_{2n}^k &= r_k + j(\omega + 2n\Omega)L_k + z_{2n}^{k,H}; \\ z_{2n-1}^s &= r_s + j[\omega + (2n-1)\Omega]L_s + \frac{1}{j[\omega + (2n-1)\Omega]C} + \\ &\quad + r_d + z_{2n-1}^H; z_{2n-1}^c = r_c + j[\omega + (2n-1)\Omega]L_c + \\ &\quad + R + z_{2n-1}^H; a_{2n} = \frac{1}{2}(\omega + 2n\Omega)\dot{M}; \\ b_{2n} &= \frac{1}{2}(\omega + 2n\Omega)\dot{M}^*; \\ c_{2n-1} &= \frac{1}{2}[\omega + (2n-1)\Omega]\dot{M}; \\ d_{2n-1} &= \frac{1}{2}[\omega + (2n-1)\Omega]\dot{M}^*. \end{aligned}$$

Уравнения (6) могут быть решены как на ЦВМ, так и аналитически. Практически можно ограничиться конечным числом гармоник. Допустимость ограничения спектра определяется требуемой точностью вычислений ошибок ФВ. Число гармоник, которое необходимо учитывать в расчетах, может быть определено на основе экспериментальных данных.

Покажем функциональную зависимость между спектральными составляющими выходного сигнала ФВ и ограниченность числа гармоник при выполнении условия первичного симметрирования. Для этого перепишем уравнения (6), взяв индекс n на единицу больше, и из совместного решения полученных уравнений с (6) относительно токов

$$\begin{aligned} \dot{I}_{2n+1}^s, \dot{I}_{2n+1}^c &\text{ при условии } z_{2n}^1 - z_{2n}^k = \Delta z_{2n} \text{ получим:} \\ \dot{I}_{2n+1}^s &= \frac{2j}{\lambda\beta + \alpha v} [c_{2n+1}\beta \dot{U}(n) - d_{2n+1}v \dot{U}(n+1) - \\ &\quad - j\Delta z_{2n} c_{2n+1} \beta \dot{I}_{2n}^k - j\Delta z_{2(n+1)} d_{2n+1} v \dot{I}_{2(n+1)}^k]; \\ \dot{I}_{2n+1}^c &= \frac{-2j}{\lambda\beta + \alpha v} [c_{2n+1} \alpha \dot{U}(n) + d_{2n+1} \lambda \dot{U}(n+1) - \\ &\quad - j\Delta z_{2n} c_{2n+1} \alpha \dot{I}_{2n}^k + j\Delta z_{2(n+1)} d_{2n+1} \lambda \dot{I}_{2(n+1)}^k], \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \alpha &= 4ja_{2(n+1)}d_{2n+1} + jz_{2n+1}^s z_{2(n+1)}^1 - z_{2n+1}^h z_{2(n+1)}^1; \\ \beta &= 4a_{2(n+1)}d_{2n+1} + z_{2n+1}^c z_{2(n+1)}^1 - jz_{2n+1}^h z_{2(n+1)}^1; \\ \lambda &= 4jb_{2n}c_{2n+1} + jz_{2n+1}^s z_{2n}^1 + z_{2n+1}^h z_{2n}^1; \\ \nu &= 4b_{2n}c_{2n+1} + z_{2n+1}^c z_{2n}^1 + jz_{2n+1}^h z_{2n}^1. \end{aligned}$$

Выходное напряжение ФВ будет равно:

$$\dot{U}_{2n+1} = z_{2n+1}^h (I_{2n+1}^c - I_{2n+1}^s)$$

или

$$\begin{aligned} \dot{U}_{2n+1} &= -jA_n\dot{U}(n) - jB_n\dot{U}(n+1) - \\ &\quad - \Delta z_{2n}A_n I_{2n}^k + \Delta z_{2(n+1)}B_n I_{2(n+1)}^k, \end{aligned} \quad (7)$$

где

$$A_n = \frac{2c_{2n+1}(\beta + \alpha)}{\lambda\beta + \alpha\nu}, \quad B_n = \frac{2d_{2n+1}(\lambda - \nu)}{\lambda\beta + \alpha\nu}.$$

В развернутом виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{-3} &= -\Delta z_{-4}A_{-2}I_{-4}^k + \Delta z_{-2}B_{-2}I_{-2}^k; \\ \dot{U}_{-1} &= -jB_{-1}\dot{U} - \Delta z_{-2}A_{-1}I_{-2}^k + \Delta z_0B_{-1}I_0^k; \\ \dot{U}_1 &= -jA_0\dot{U} - \Delta z_0A_0I_0^k + \Delta z_2B_0I_2^k; \\ \dot{U}_3 &= -\Delta z_2A_1I_2^k + \Delta z_4B_1I_4^k; \\ \dots & \dots \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Если гармоники m -го порядка $I_{2(n+1)}^k, I_{2n}^k$ (например I_{-3}^k, I_3^k) положить равными нулю, то из (8) методом последовательного исключения $I_{2n}^k, I_{2(n+1)}^k$ можно получить следующую функциональную зависимость между комплексной амплитудой \dot{U} и комплексными амплитудами спектральных составляющих выходного сигнала ФВ:

$$2jA_0\dot{U} = -\dot{U}_1 - \sum_{n=1}^m \dot{U}_{2n+1} \prod_{k=1}^n \frac{B_{k-1}}{A_k} - \sum_{n=0}^m \dot{U}_{1-2n} \prod_{k=0}^n \frac{A_{-k}}{B_{1-k}}, \quad (9)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots, m$; $k = 0, 1, 2, \dots, m$.

Вытекающие из (9) уравнения баланса фаз и амплитуд дают возможность произвести оценку погрешностей, возникающих в результате решения уравнений (6) при ограниченном числе спектральных составляющих.

Из выражения (7) видно, что при выполнении условия первичного симметрирования ($\Delta z_{2n} = 0$) в выходном сигнале ФВ присутствуют только две спектральные составляющие с частотами колебаний $\omega + \Omega$, $\omega - \Omega$. Решив (6), можно убедиться в том, что в обмотках C_1C_2, C_3C_4 протекают при этом токи с частотами колебаний ω , $\omega + 2\Omega$, $\omega - 2\Omega$.

Ограничимся определением скоростных фазовых ошибок ФВ для случая $\Delta z_{2n} = 0$ и $z_{2n+1}^h \rightarrow \infty$. После преобразований в (8) с учетом идентичности обмоток P_1P_2, P_3P_4 ($r_s = r_c = r_2, L_s = L_c = L_2$) будет иметь для составляющей с частотой колебаний $\omega + \Omega$ (при $n=0$):

$$\begin{aligned} u_{\omega+\Omega} &= \frac{(1+q)x_mNU_0 \cos \varphi_2}{2P \cos \varphi_1} \sin [(\omega + \Omega)t + \theta_0 - \\ &\quad - 45^\circ - \arctg \frac{x_0}{r_0} - \Delta\gamma]. \end{aligned} \quad (10)$$

Аналогично для составляющей с частотой колебаний $\omega - \Omega$ (при $n=-1$)

$$\begin{aligned} u_{\omega-\Omega} &= \frac{(1-q)x_mNU_0 \cos \varphi'_2}{2P' \cos \varphi'_1} \sin [(\omega - \Omega)t - \theta_0 - \\ &\quad - 45^\circ - \arctg \frac{x_1}{r_0} + \Delta\gamma']. \end{aligned} \quad (11)$$

Выражения для величин, входящих в (10) и (11), см. в приложении. Составляющую $u_{\omega+\Omega}$ назовем основной составляющей выходного сигнала ФВ; составляющую $u_{\omega-\Omega}$ — зеркальной составляющей по углу поворота.

Результирующее напряжение на выходе ФВ

$$u = \frac{(1+q)x_mNU_0 \cos \varphi_2}{2P \cos \varphi_1} \times$$

$$\times \sqrt{1 + \xi^2 + 2\xi \cos [2\Omega t + 2\theta_0 + \arctg \frac{r_0(x_1 - x_0)}{r_0^2 + x_1 x_0} - \Delta\gamma - \Delta\gamma']} \sin [(\omega + \Omega)t + \theta_0 - 45^\circ - \arctg \frac{x_0}{r_0} - \Delta\gamma + \Delta\theta], \quad (12)$$

где ξ — отношение амплитуды зеркальной составляющей к амплитуде основной составляющей;

$$\begin{aligned} \Delta\theta &= -\arctg \times \\ &\quad \times \frac{\xi \sin [2\Omega t + 2\theta_0 + \arctg \frac{r_0(x_1 - x_0)}{r_0^2 + x_1 x_0} - \Delta\gamma - \Delta\gamma']} {1 + \xi \cos [2\Omega t + 2\theta_0 + \arctg \frac{r_0(x_1 - x_0)}{r_0^2 + x_1 x_0} - \Delta\gamma - \Delta\gamma']}. \end{aligned} \quad (13)$$

При $\Omega = 0$ и выполнении условий настройки фазосдвигающего контура ФВ [Л. 3]

$$\left. \begin{aligned} R &= X_c - (r_2 + x_2) + \frac{x_m^2(x_3 - r_0)}{r_0^2 + x_3^2}; \\ r_d &= x_2 - r_2 - \frac{x_m^2(x_3 + r_0)}{r_0^2 + x_3^2} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

выражение (12) преобразуется в обычное выражение для выходного сигнала ФВ:

$$u = \frac{x_m U_0}{\sqrt{2} \sqrt{r_0^2 + x_3^2}} \sin \left(\omega t + \theta_0 - 45^\circ - \arctg \frac{x_3}{r_0} \right), \quad (15)$$

где

$$x_3 = \omega(L_1 + L_r) - \frac{1}{\omega C_r}.$$

Зеркальная составляющая при $\Omega = 0$ и условиях (14) обращается в нуль.

Из сравнения (12) и (15) видно, что вращение ротора вызывает появление амплитудных и фазовых искажений в выходном сигнале ФВ. Величина скоростной фазовой ошибки определяется выражениями для $\Delta\gamma$ (см. приложение) и (15). Ошибка

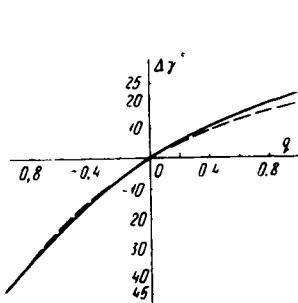


Рис. 2.

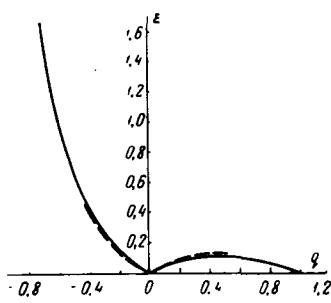


Рис. 3.

$\Delta\gamma$ зависит только от q и характеризует сдвиг по фазе начала отсчета ФВ; ошибка $\Delta\vartheta$ является функцией ξ и t (или q и t)

Если

$$R, X_c \approx 10 \left| \frac{x_m^2 (x_3 - r_0)}{r_0^2 + x_3^2} - (r_2 + x_2) \right|, \quad (16)$$

то выражение

$$\Delta\gamma = \arctg \frac{Iq}{2+q}. \quad (17)$$

Проведенный анализ может быть распространен на случай вращения ротора против часовой стрелки. Для этого необходимо во всех выражениях заменить Ω на $-\Omega$ (q на $-q$).

На рис. 2, 3 и 4 показаны зависимости $\Delta\gamma = f(q)$, $\xi = f(q)$, $\Delta\vartheta = f(\psi)$, где

$$\psi = 2\Omega t + 2\theta_0 + \arctg \frac{r_0 (x_1 - x_0)}{r_0^2 + x_1 x_0} - \Delta\gamma - \Delta\gamma',$$

расчитанные для ФВ типа БИФ-112 (частота сигнала питания — 2 кГц, $M_0 = 26,8 \cdot 10^{-3}$ гн, $L_1 = 50 \times 10^{-3}$ гн, $L_2 = 27,1 \cdot 10^{-3}$ гн, $r_1 = 260$ ом, $r_2 = 65,3$ ом).

Зависимость рис. 4 построена для случая вращения ротора по часовой стрелке. При противоположном вращении ошибка $\Delta\vartheta$ изменяет знак на противоположный. Пунктирной линией на рис. 2 показана зависимость $\Delta\gamma = f(q)$, рассчитанная по (17); пунктирной линией на рис. 3 — зависимость $\xi = f(q)$, построенная по данным экспериментального исследования. Исследование проводилось в диапазоне $-0,5 \leq q \leq 0,5$.

Ошибка расчета по (17) не превышает $1 \div 5\%$ в диапазоне $q = 0 \div -1$ и $10 \div 12\%$ в диапазоне $q = -0 \div 1$. Значение $q = -1$ для выражения, приведенного в приложении, является особой точкой. При этом основная составляющая с частотой колебаний $\omega - \Omega$ обращается в нуль и $\xi \rightarrow \infty$. Погрешность измерения амплитуд спектральных составляющих не превышала 5 %. Эксперимент проводился с источником питания ФВ, выходное сопротивление которого было близко к нулю ($|z^r| \approx 5$ ом). Выбор источника был обусловлен тем, что ФВ типа БИФ-112 имеет квадратурную обмотку, замкнутую накоротко, поэтому при расчетах полагалось $z^r = 0$.

Для уменьшения скоростных ошибок ФВ необходим правильный выбор величин отношения частоты вращения ротора к частоте сигнала питания. Сравнение теоретических и экспериментальных данных показало достаточно хорошее соответствие ре-

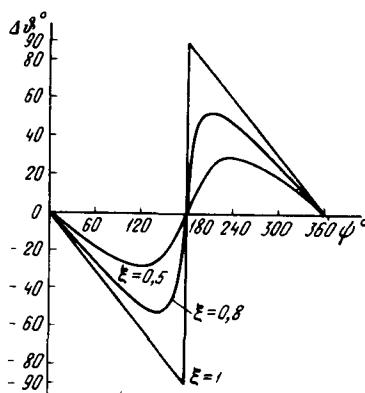


Рис. 4.

ального ФВ идеальному. Статистическая обработка экспериментальных данных измерений величины отношения ξ показала, что отклонение их от расчетных данных не превышает $5 \div 10\%$ и зависит от класса точности ФВ и точностии выполнения условия первичного симметрирования.

Для более точной

оценки ошибки необходим дополнительный анализ скоростного режима с учетом технологических погрешностей изготовления реальных ФВ и погрешности, вызванной невыполнением условия первичного симметрирования.

Кратко рассмотрим примеры технического использования скоростного режима работы датчиков типа фазовращателей и синусно-косинусных вращающихся трансформаторов, вытекающие из проведенного исследования и частично базирующиеся на более детальном анализе.

Из (7) и (9) видно, что при невыполнении условия симметрирования в выходном сигнале ФВ присутствует бесконечный ряд гармоник. В частности, присутствует колебание с частотой $\omega + 3\Omega$, амплитуда которого при вращении ротора по часовой стрелке является наибольшей по отношению к остальным колебаниям, кроме основной и зеркальной составляющих. При выполнении условия симметрирования эта составляющая обращается в нуль. Разработанный по данному критерию способ первичного симметрирования позволяет достаточно быстро и точно выполнить симметрирование.

На базе изложенной теории разработан способ настройки фазосдвигающей цепи ФВ [Л. 4], который основан на принципе уменьшения до нуля (минимума для реального ФВ) зеркальной составляющей путем регулировки r_d , R . На вход ФВ подается при этом сигнал с частотой $\omega_r = \omega_n + \Omega - \Delta\omega_p$ (вращение по часовой стрелке) или $\omega_r = \omega_n - \Omega + \Delta\omega_p$ (противоположное вращение), где ω_n — требуемая частота настройки, $\Delta\omega_p$ — поправочная частота, определяемая параметрами обмоток. Если имеет место соотношение (16), то $\Delta\omega \approx 0$. Выражение для ω_r определяется из совместного решения условия (14) и условия обращения в нуль зеркальной составляющей. Способ позволяет сократить время настройки в $10 \div 15$ раз и повысить точность настройки по сравнению со способом, используемым на заводах — изготовителях ФВ.

Визуальное наблюдение минимума зеркальной составляющей на анализаторе спектра или регистрация его селективным вольтметром позволяет измерить ошибки ФВ. Исследования показали, что величина минимума связана с инструментальными ошибками ФВ. Визуальное наблюдение минимума зеркальной составляющей позволяет, в частности, находить достаточно быстро оптимальные корректирующие цепи, подключаемые дополнительно

к ФВ для уменьшения инструментальных ошибок. Критерием уменьшения ошибки является уменьшение величины минимума. Применение корректирующих цепей позволяет в ряде случаев существенно уменьшить ошибки ФВ.

Возможно также использование ФВ совместно с частотным различителем в качестве измерителя угловой частоты вращения [Л. 5]. В диапазоне $q = 0 \div \pm 0,1$ влиянием зеркальной составляющей можно пренебречь.

Вывод. Результаты анализа позволяют сделать вывод о необходимости учета в быстродействующих высокочастотных устройствах с ФВ дополнительных ошибок, вызванных вращением ротора. Величина ошибок зависит от отношения частоты вращения ротора к частоте сигнала питания ФВ. Выбор частоты питания при известном диапазоне частот вращения должен определяться допустимой величиной скоростной ошибки.

Приложение.

$$\varphi_1 = \arctg \frac{D}{N}; \quad \varphi_2 = \arctg \frac{F}{P}; \quad \varphi'_1 = \arctg \frac{D'}{N'}; \\ \varphi'_2 = \arctg \frac{F'}{P'};$$

$$N = (1+q)^2(1+2q)(x_m^2 - x_0x_2) + (1+2q)x_0[X_e + (1+q)(r_2 + R)] + (1+q)r_0[r_2 + r_q + (1+q)x_2]; \\ D = (1+q)^2(1+2q)(x_m^2 - x_0x_2) - (1+q)(1+2q) \times X(r_2 + r_q)x_0 + (1+q)r_0[r_2 + R - (1+q)x_2] + r_0X_e; \\ P = 2(1+q)^2(x_m^2 - 2x_0x_2)r_0 + (1+q)(2r_2 + r_q + R) \times X[r_0^2 - (1+2q)x_0^2] + 2(1+q)X_e x_0 r_0; \\ F = 2(1+q)^2(1+2q)(x_m^2 - x_0x_2)x_0 + 2(1+q)^2r_0 \times X[r_0x_2 + 2x_0r_2 + x_0(r_q + R)] - X_e[r_0^2 - (1+2q)x_0^2]; \\ N' = (1-q)^2(1-2q)(x_m^2 - x_1x_2) + (1-q)r_0[r_2 + r_q - (1-q)x_2] + (1-2q)x_1[X_e - (1-q)(r_2 + R)]; \\ D' = (1-q)^2(1-2q)(x_m^2 - x_1x_2) + (1-q)(1-2q) \times Xx_1(r_2 + r_q) + (1-q)r_0[r_2 + R + (1-q)x_2] - X_e r_0;$$

$$P' = 2(1-q)^2(x_m^2 - 2x_1x_2)r_0 + (1-q)(2r_2 + r_q + R) \times X[r_0^2 - (1-2q)x_1^2] + 2(1-q)X_e x_1 r_0; \quad F' = 2(1-q)^2(1-2q)(x_m^2 - x_1x_2)x_1 + 2(1-q)^2r_0[r_0x_2 + 2x_1r_2 + x_1(r_q + R)] - X_e[r_0^2 - (1-2q)x_1^2]; \quad q = \frac{\Omega}{\omega}; \quad x_m = \omega M_0; \\ x_2 = \omega L_2; \quad X_e = \frac{1}{\omega C_e}; \quad r_0 = r_1 + r_t; \\ x_0 = \omega(L_1 + L_t) - \frac{1}{(1+2q)\omega C_r}; \\ x_1 = \omega(L_1 + L_t) - \frac{1}{(1-2q)\omega C_r}; \quad r_t, \omega L_t, \frac{1}{\omega C_r} — активная, индуктивная и емкостная составляющие z_0^r; z_0^r = r_t + j\omega L_t - \frac{j}{\omega C_r}; \\ \Delta\gamma = \arctg \frac{(r_0 + x_0)(DF - NP) + (r_0 - x_0)(DP + NF)}{(r_0 + x_0)(DP + NF) + (r_0 - x_0)(NP - DF)}; \\ \Delta\gamma' = \arctg \frac{(r_0 + x_1)(N'P' + D'F') - (r_0 - x_1)(N'F' - D'P')}{(r_0 + x_1)(N'F' - D'P') + (r_0 - x_1)(N'P' + D'F')}.$$

Литература

- Памфилов Р. К., Динамический режим работы фазовращателей и вращающихся трансформаторов, «Электричество», 1964, № 10.
- Тафт В. А., Электрические цепи с периодически изменяющимися параметрами и переходные процессы в синхронных машинах, изд. АН СССР, 1958.
- Завалишин Д. А., Бардинский С. И., Певзнер О. Б., Фролов Б. В., Хрущев В. В., Электрические машины малой мощности, Госэнергоиздат, 1963.
- Ромашкин Р. Н., Бокслер И. И., Способ настройки индукционного фазовращателя с пульсирующим магнитным полем на требуемую частоту синусоидального сигнала, Авторское свидетельство № 236639, Бюлл. изобр., 1969, № 7.
- Ромашкин Р. Н., Бокслер И. И., Бавин Ю. А., Устройство для измерения угловой скорости, Авторское свидетельство № 224182, Бюлл. изобр., 1968, № 25.

[7.5.1970]



УДК 621.313.32:621.3.012.7

Расчет статических характеристик насыщенных явнополюсных синхронных машин

Канд. техн. наук, доц. Р. В. ФИЛЬЦ и канд. техн. наук Л. И. ГЛУХИВСКИЙ
Львовский политехнический институт

Для расчета статических характеристик явнополюсных синхронных машин (ЯСМ) необходимо совместно решить уравнения электрического равновесия их установившихся режимов:

$$-u_d = -\omega\Psi_q + ri_d; \quad -u_q = \omega\Psi_d + ri_q, \quad (1a, b)$$

где u_d , u_q — проекции вектора амплитудного значения напряжения на оси d и q ;

$$\Psi_d = \Psi_d(i_d, i_q, i_f); \quad \Psi_q = \Psi_q(i_d, i_q, i_f) \quad (2a, b)$$

— полные потокосцепления продольного и поперечного контуров якоря, зависящие нелинейно от токов

i_d продольного, i_q поперечного контуров якоря и тока i_f обмотки возбуждения.

Удовлетворительное совпадение расчетных режимов современных высокоиспользованных ЯСМ с экспериментальными данными может быть получено только на основе уточненных расчетов зависимостей (2), т. е. расчетов, выполняемых с учетом нелинейности характеристик намагничивания отдельных участков магнитной цепи машины. При этом необходимо учитывать распределение н. с. контуров машины вдоль полюсного деления, а также переменную по длине полюсного деления вели-

чину воздушного зазора; т. е. активную зону машины следует рассматривать как распределенное нелинейное магнитное сопротивление, а нелинейные магнитные сопротивления индуктора и ярма якоря допустимо полагать сосредоточенными. Если в дополнение к упомянутым допущениям предположить, что рабочее поле плоскопараллельно, н. с. якоря распределена по гармоническому закону, поле рассеяния якоря не влияет на магнитные проводимости рабочего поля и, наоборот, рабочее поле не влияет на проводимости полей рассеяния якоря, а также заменить реальную зубцовую зону эквивалентным ей в магнитном отношении равномерным слоем, то магнитное состояние машины при заданных токах i_d , i_q , i_f может быть определено путем совместного решения следующей системы нелинейных уравнений [Л. 1]:

$$\Phi_s = e \int_{-a}^a B_\eta d\eta; \quad \Phi_m = \Phi_s + \Lambda_{sf} (ci_f - F_m); \\ B_\eta = B_\eta (F_{\delta z\eta}); \quad (3a, b, v)$$

$$F_{\delta z\eta} = F_{\delta\eta} + F_{z\eta} = bi_d \cos \eta + bi_q \sin \eta + ci_f - F_m - F_s. \quad (3g)$$

$$F_{z\eta} = F_{z\eta} (B_\eta); \quad F_{\delta\eta} = \frac{k_{\delta\eta}\delta\eta}{\mu_0} B_\eta; \quad (3d, e)$$

$$F_m = F_m (\Phi_m); \quad F_s = F_s (\Phi_s), \quad (3j, z)$$

где

$$a = \frac{\pi}{2}; \quad b = \frac{3w_e}{\pi p_0}; \quad c = \frac{w_f}{2p_0}; \quad e = \frac{l\tau}{\pi};$$

w_e — эффективное число последовательных витков фазы якоря; w_f — число последовательных витков обмотки возбуждения; p_0 — число пар полюсов машины; l , τ — расчетная длина якоря и полюсное деление; Φ_s , F_s , Φ_m , F_m — магнитные потоки и падения магнитных напряжений в ярме якоря и полюсе соответственно; B_η — магнитная индукция в воздушном зазоре δ_η и слое, эквивалентном зубцовой зоне; $F_{\delta z\eta}$ — падение магнитного напряжения в активной зоне в точке полюсного деления, удаленной от оси d на угол η ; $F_{\delta\eta}$, $F_{z\eta}$ — падения магнитного напряжения в воздушном зазоре и в зубцовой зоне; Λ_{sf} — магнитная проводимость рассеяния полюса; $k_{\delta\eta}$ — коэффициент воздушного зазора в точке η ; μ_0 — магнитная проницаемость вакуума.

Практически расчет выполняется не для равномерно распределенного магнитного сопротивления активной зоны, а для достаточно большого числа n параллельно соединенных нелинейных сосредоточенных магнитных сопротивлений, поэтому подлежащая решению система нелинейных уравнений содержит уравнения вида (3г, д, е) n раз. Расчеты показали, что удовлетворительная точность обеспечивается при $n=30 \div 40$.

Таким образом, расчет каждой из характеристик ЯСМ требует совместного решения большого количества нелинейных уравнений для ряда следующих друг за другом значений аргумента характеристики. Такое решение целесообразно выполнять численным безытерационным методом, известным в мате-

матике под названием метода дифференцирования по параметру [Л. 2].

Сущность метода применительно к задачам рассматриваемого вида сводится к тому, что подлежащая решению система нелинейных уравнений дифференцируется по аргументу искомой характеристики $y=y(x)$ и тем самым преобразуется к системе нелинейных дифференциальных уравнений, решаемой в последствии на ЦВМ путем численного интегрирования.

При дифференцировании любого нелинейного уравнения, характеризующего работу машины, следует учить, что входящие в него величины, описывающие магнитное состояние машины (Ψ_d , Ψ_q , Φ_m , Φ_s , F_m , F_s , $F_{\delta\eta}$, $F_{z\eta}$, B_η), однозначно определяются совокупностью токов i_d , i_q , i_f . Однако последние при изменении аргумента x изменяются по вполне определенным закономерностям, поэтому все вышеперечисленные величины являются сложными функциями аргумента x .

В дальнейшем для краткости записи частные производные по некоторой переменной будем отмечать правым верхним индексом, обозначающим эту переменную. Условия постоянства других переменных, при которых должна вычисляться рассматриваемая производная, отмечать не будем, помня, однако, об их существовании.

При дифференцировании уравнений (1) по x получаем с учетом (2) производные:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_d^x &= \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_d} i_d^x + \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_q} i_q^x + \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_f} i_f^x = \\ &= L_d i_d^x + M_{dq} i_q^x + M_{df} i_f^x; \\ \Psi_q^x &= \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_d} i_d^x + \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_q} i_q^x + \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_f} i_f^x = \\ &= M_{qd} i_d^x + L_q i_q^x + M_{qf} i_f^x. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Здесь частные производные Ψ_d , Ψ_q по каждому из токов i_d , i_q , i_f определяются при постоянстве двух остальных токов. Они являются динамическими индуктивностями насыщенной ЯСМ и при сформулированных выше допущениях определяются по формулам [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_d} &= L_d = L_s + \frac{12w_e^2 l\tau}{\pi^3 p_0} \left(l_d - \frac{l\tau}{\pi} \frac{g}{D} m_{df}^2 \right); \\ \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_q} &= L_q = L_s + \frac{12w_e^2 l\tau}{\pi^3 p_0} \left(l_q - \frac{l\tau}{\pi} \frac{g}{D} m_{qf}^2 \right); \\ \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_q} &= M_{dq} = \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_d} = M_{qd} = \\ &= \frac{12w_e^2 l\tau}{\pi^3 p_0} \left(m_{dq} - \frac{l\tau}{\pi} \frac{g}{D} m_{df} m_{qf} \right); \\ \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_f} &= M_{df} = \frac{2w_e w_f l\tau}{\pi^2 p_0} \frac{m_{df}}{D}; \\ \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_f} &= M_{qf} = \frac{2w_e w_f l\tau}{\pi^2 p_0} \frac{m_{qf}}{D}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где L_s — индуктивность рассеяния обмотки якоря;

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \int_{-a}^a \lambda_\eta \cos^2 \eta d\eta; & i_q &= \int_{-a}^a \lambda_\eta \sin^2 \eta d\eta; \\ m_{dq} &= \int_{-a}^a \lambda_\eta \sin \eta \cos \eta d\eta; \\ m_{df} &= \int_{-a}^a \lambda_\eta \cos \eta d\eta; \\ m_{qf} &= \int_{-a}^a \lambda_\eta \sin \eta d\eta; & i_f &= \int_{-a}^a \lambda_\eta d\eta; \\ g &= R_m + R_s + R_m R_s \Lambda_{sf}; \\ D &= 1 + R_m \Lambda_{sf} + e_l g, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

причем

$$R_m = \frac{dF_m}{d\Phi_m} = R_m(F_m); \quad R_s = \frac{dF_s}{d\Phi_s} = R_s(F_s) \quad (7)$$

представляют собою динамические магнитные сопротивления индуктора и ярма якоря соответственно и определяются дифференцированием аналитических аппроксимаций зависимостей (3ж, з);

$$\lambda_\eta = \frac{dB_\eta}{dF_{\delta z\eta}} = \frac{1}{dF_{\delta z\eta}} = \frac{1}{\rho_\eta} = \frac{1}{\rho_{\delta\eta} + \rho_{z\eta}}; \quad (8)$$

$$\rho_{\delta\eta} = \frac{dF_{\delta\eta}}{dB_\eta} = \frac{k_{\delta\eta} \delta_\eta}{\mu_0}; \quad \rho_{z\eta} = \frac{dF_{z\eta}}{dB_\eta} = \rho_{z\eta}(F_{z\eta}); \quad (9a, б)$$

λ_η, ρ_η — соответственно локальная удельная дифференциальная магнитная проводимость и сопротивление активной зоны в точке η ; $\rho_{\delta\eta}, \rho_{z\eta}$ — локальные удельные дифференциальные магнитные сопротивления воздушного зазора и зубцовой зоны в точке η .

Продифференцировав (3ж, з) по x с учетом (7) найдем:

$$\left. \begin{aligned} F_m^x &= R_m (\Phi_m^{i_d} i_d^x + \Phi_m^{i_q} i_q^x + \Phi_m^{i_f} i_f^x); \\ F_s^x &= R_s (\Phi_s^{i_d} i_d^x + \Phi_s^{i_q} i_q^x + \Phi_s^{i_f} i_f^x), \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где $\Phi_m^{i_d}, \Phi_m^{i_q}, \Phi_m^{i_f}, \Phi_s^{i_d}, \Phi_s^{i_q}, \Phi_s^{i_f}$ — частные производные потока полюса и ярма якоря по токам i_d, i_q, i_f , рассчитанные при изменении только одного из этих токов. Как показано в [Л. 1], эти производные равны соответственно:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_m^{i_d} &= \frac{ebm_{d\eta}}{D}; & \Phi_m^{i_q} &= \frac{ebm_{q\eta}}{D}; \\ \Phi_m^{i_f} &= \frac{cel_f}{D} \left[1 + \Lambda_{sf} \left(R_s + \frac{1}{el_f} \right) \right]; \\ \Phi_s^{i_d} &= (1 + R_m \Lambda_{sf}) \frac{ebm_{d\eta}}{D}; \\ \Phi_s^{i_q} &= (1 + R_m \Lambda_{sf}) \frac{ebm_{q\eta}}{D}; & \Phi_s^{i_f} &= \frac{cel_f}{D}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Продифференцировав (3г) по x , находим:

$$F_{\delta z\eta}^x = F_{\delta z\eta}^{i_d} i_d^x + F_{\delta z\eta}^{i_q} i_q^x + F_{\delta z\eta}^{i_f} i_f^x, \quad (12)$$

где

$$\left. \begin{aligned} F_{\delta z\eta}^{i_d} &= b \cos \eta - R_m \Phi_m^{i_d} - R_s \Phi_s^{i_d}; \\ F_{\delta z\eta}^{i_q} &= b \sin \eta - R_m \Phi_m^{i_q} - R_s \Phi_s^{i_q}; \\ F_{\delta z\eta}^{i_f} &= c - R_m \Phi_m^{i_f} - R_s \Phi_s^{i_f}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Тогда с учетом (8) и (9)

$$F_{\delta z\eta}^x = F_{\delta z\eta}^{i_d} \frac{\rho_{\delta\eta}}{\rho_\eta}; \quad F_{z\eta}^x = F_{\delta z\eta}^x \frac{\rho_{z\eta}}{\rho_\eta}. \quad (14)$$

Как следует из вышеизложенного, выражения производных (5), (11) и (13) не зависят от вида рассчитываемой характеристики, что вполне естественно, так как они характеризуют внутренние электромагнитные связи в машине.

Выражения же для производных i_d^x, i_q^x, i_f^x для разных характеристик машины существенно различны. Для их определения используются уравнения (1) и накладываемые на искомую характеристику условия. Вычисление производной y^x искомой характеристики $y = y(x)$ по найденным значениям i_d^x, i_q^x, i_f^x не представляет затруднений. Вывод этих выражений будет проиллюстрирован ниже на ряде примеров.

Если выражения для всех требуемых производных найдены, то расчет любой характеристики машины выполняется в нижеследующем порядке.

Предположим, что в некоторой точке характеристики, рассматриваемой нами в качестве исходной, величины $i_d = i_{d0}, i_q = i_{q0}, i_f = i_{f0}$ и соответствующее им магнитное состояние, определяемое совокупностью падений магнитных напряжений $F_j = F_{j0}$ на всех участках магнитной цепи, известны. Рассчитав для исходной точки производные i_d^x, i_q^x, i_f^x, y^x , умножаем их на малое приращение Δx аргумента x и определяем соответствующие ему приращения $\Delta i_d, \Delta i_q, \Delta i_f, \Delta y$. Новые значения токов и функции y найдем суммированием полученных приращений с соответствующими значениями в исходной точке.

Рассчитав по формулам (10) — (14) производные F_j^x , умножаем их на Δx , т. е. определяем приращения ΔF_j ; суммируя их с соответствующими значениями в исходной точке, находим новое магнитное состояние машины. Далее, полагая найденное новое магнитное состояние исходным для следующего цикла расчета, повторяем расчет в указанной последовательности до тех пор, пока не будет пройден заданный интервал изменения аргумента x .

Очевидно, режим, характеризуемый токами i_{d0}, i_{q0}, i_{f0} , который выше рассматривался как известный, всегда может быть рассчитан с использованием изложенного алгоритма путем приближения к нему по одной либо последовательно по нескольким соответствующим характеристикам.

Рассмотрим расчет некоторых основных характеристик ЯСМ.

Характеристика холостого хода, т. е. зависимость $u = u(i_t)$ при $i_d = 0, i_q = 0, \omega = \text{const}$.

При этих условиях $\Psi_q = 0, u_d = 0$, а уравнение (1б) имеет вид

$$u_q = -\omega \Psi_d. \quad (15)$$

Продифференцировав (15) по i_f , имеем

$$\frac{\partial u_q}{\partial i_f} = -\omega \frac{\partial \Phi_d}{\partial i_f} = -\omega M_{df} = x_{df} \quad (16)$$

и следовательно

$$\Delta u = |\Delta u_q| = x_{df} \Delta i_f. \quad (17)$$

Операторная схема расчета этой характеристики имеет вид:

$$\begin{array}{c} \text{4} \\ P_1 P_2 Z_3 A_4 A_5 A_6 D_7 P_8 u, i_f, Y_9. \end{array} \quad (18)$$

Содержание операторов: P_1 — ввод программы расчета статических характеристик; P_2 — ввод исходной информации; Z_3 — засылка нулей в массив ячеек, хранящих значения F_j ; A_4 — вычисление параметра x_{df} по (5) и (16); A_5 — вычисление Δu по (17) и новых значений i_f, u ; A_6 — вычисление производных F_j^{if} по (10) — (14), приращений ΔF_j и новых значений F_j ; D_7 — печать результатов i_f, u ; P_8 — проверка выполнения условия $i_f > i_{f3}$ либо $u > u_3$ (индексом «з» отмечается заданные значения переменных, соответствующие концу интервала изменения аргумента x характеристики); Y_9 — останов.

Регулировочная характеристика, т. е. зависимость $i_f = i_f(i)$ при постоянных $\Phi, \omega, u = u_3$.

Дополним уравнения (1) уравнениями

$$u^2 = u_d^2 + u_q^2; \quad i^2 = i_d^2 + i_q^2; \quad ui \cos \varphi = u_d i_d + u_q i_q. \quad (19)$$

Продифференцировав их по i с учетом накладываемых на регулировочную характеристику условий, имеем:

$$\begin{array}{c} -u_d^i = -x_{dq} i_d^i - x_{qq} i_q^i - x_{qf} i_f^i + r i_d^i; \\ -u_q^i = x_{dd} i_d^i + x_{dq} i_q^i + x_{df} i_f^i + r i_q^i; \\ u_d u_d^i + u_q u_q^i = 0; \quad i = i_d^i + i_q^i; \\ u \cos \varphi = u_d^i i_d + u_d^i i_d + u_q^i i_q + u_q^i i_q; \end{array} \quad (20)$$

где

$$x_{dd} = \omega L_d; \quad x_{qq} = \omega L_q; \quad x_{dq} = \omega M_{dq}; \quad x_{df} = \omega M_{df}; \quad x_{qf} = \omega M_{qf}. \quad (21)$$

В (20) величины u_d, u_q, i_d, i_q, r , а также параметры (21) для каждой уже рассчитанной точки характеристики известны, что позволяет решить систему (20) относительно производных $u_d^i, u_q^i, i_d^i, i_q^i, i_f^i$. Такое решение может быть найдено в общем виде либо на ЦВМ с использованием стандартной подпрограммы решения систем линейных алгебраических уравнений.

Операторная схема расчета регулировочной характеристики имеет вид:

$$\begin{array}{c} \text{10} \\ H u A_{10} A_{11} A_{12} A_{13} A_{14} D_{15} P_{16} Y_{17}. \end{array} \quad (2)$$

Содержание операторов: $H u$ — обобщенный оператор, обозначающий расчет характеристики холостого хода по схеме (18). Верхний индекс указывает, что сравнение в P_8 производится по напряжению u .

Оператор D_7 здесь не выполняется; A_{10} — вычисление параметров x_{jk} ($j, k = d, q, f$) по (5) и (21); A_{11} — вычисление коэффициентов уравнений (20); A_{12} — решение системы (20) относительно $u_d^i, u_q^i, i_d^i, i_q^i, i_f^i$; A_{13} — вычисление приращений $\Delta u_d, \Delta u_q, \Delta i_d, \Delta i_q, \Delta i_f$, по формулам;

$$\begin{aligned} \Delta u_d &= u_d^i \Delta i; \quad \Delta u_q = u_q^i \Delta i; \quad \Delta i_d = i_d^i \Delta i; \quad \Delta i_q = \\ &= i_q^i \Delta i; \quad \Delta i_f = i_f^i \Delta i, \end{aligned} \quad (23)$$

а также новых значений $u_d, u_q, i_d, i_q, i, i_f$; A_{14} — вычисление производных F_j^{if} по (10) — (14), приращений ΔF_j и новых значений F_j и их засылка на места предыдущих значений F_j ; D_{15} — печать результатов i, i_f ; P_{16} — проверка выполнения условия $i > i_{i3}$; Y_{17} — останов.

Внешняя характеристика, т. е. зависимость $u = u(i)$ при постоянных $\Phi, \omega, i_f = i_{f3}$.

Продифференцировав (1) и (19) с учетом накладываемых на характеристику условий и обозначений (21), имеем:

$$\left. \begin{aligned} -u_d^i &= -x_{dq} i_d^i - x_{qq} i_q^i + r i_d^i; \\ -u_q^i &= x_{dd} i_d^i + x_{dq} i_q^i + r i_q^i; \\ u^i i \cos \varphi + u \cos \varphi &= u_d^i i_d + u_d^i i_d + u_q^i i_q + u_q^i i_q; \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

откуда находим производные $u_d^i, u_q^i, i_d^i, i_q^i, u^i$. Отметим, что здесь содержание производных $u_d^i, u_q^i, i_d^i, i_q^i$ существенно отличается от найденных по уравнениям (20), так как они соответствуют различным условиям дифференцирования (для регулировочной характеристики постоянными были Φ, ω, u , а для внешней — Φ, ω, i_f).

Расчет внешней характеристики выполняется в соответствии со схемой:

$$\begin{array}{c} \text{18} \\ H i_f A_{18} A_{19} A_{20} A_{21} A_{22} D_{23} P_{24} Y_{25}. \end{array} \quad (25)$$

Содержание операторов: $H i_f$ — обобщенный оператор, обозначающий расчет характеристики холостого хода по схеме (18). Верхний индекс указывает, что сравнение в P_8 производится по тому i_f . Оператор D_7 , здесь не выполняется; A_{18} — вычисление параметров x_{jk} по (5) и (21); A_{19} — вычисление коэффициентов уравнений (24); A_{20} — решение системы (24) относительно $u_d^i, u_q^i, i_d^i, i_q^i, u^i$; A_{21} — вычисление приращений $\Delta u_d, \Delta u_q, \Delta i_d, \Delta i_q, \Delta u$ по формулам, аналогичным (23), и новых значений $u_d, u_q, u, i_d, i_q, i, i_f$; A_{22} — вычисление производных F_j^{if} , приращений ΔF_j и новых значений F_j и их засылка на места предыдущих значений F_j ; D_{23} — печать результатов i, u ; P_{24} — проверка выполнения условия $i > i_{i3}$ либо $u < u_3$; Y_{25} — останов.

4. Зависимость $u = u(i_f)$ генератора, работающего с постоянной скоростью ω на автономную нагрузку с неизменными z и φ .

Дополнив уравнения (1) и (19) уравнением

$$u = z i \quad (26)$$

и продифференцировав их по i_f , полагая φ, z, ω постоянными, имеем:

$$\begin{array}{c} -u_d^i = -x_{dq} i_d^i - x_{qq} i_q^i - x_{qf} i_f^i + r i_d^i; \\ -u_q^i = x_{dd} i_d^i + x_{dq} i_q^i + x_{df} i_f^i + r i_q^i; \\ u^i i_f \cos \varphi + u i i_f \cos \varphi = u_d^i i_d + u_d^i i_d + u_q^i i_f + \\ + u_q^i i_q + u_q^i i_f; \\ u^i i_f = z i_f; \quad u u^i i_f = u_d u_d^i + u_q u_q^i; \\ ii^i i_f = i_d i_d^i + i_q i_q^i. \end{array} \quad (27)$$

Уравнения (27) позволяют рассчитать производные $u_d^i, u_q^i, i_d^i, i_q^i, i_f^i$. Характеристика рассчитывается согласно операторной схеме:

$$\begin{array}{c} \text{26} \\ H^2 A_{26} A_{27} A_{28} A_{29} A_{30} D_{31} P_{32} Y_{33}. \end{array} \quad (28)$$

Содержание операторов: H^2 — обобщенный оператор, тождественный последовательному выполнению операторов $P_1 P_2 Z_3$ схемы (18); A_{26} — вычисление параметров x_{jk} по (5) и (21); A_{27} — вычисление коэффициентов уравнений (27); A_{28} — решение уравнений (27); A_{29} — вычисление приращений $\Delta u_d, \Delta u_q, \Delta i_d, \Delta i_q, \Delta i_f, \Delta u$ и новых значений $u_d, u_q, u, i_d, i_q, i, i_f$; A_{30} — вычисление производных F_j^{if} , приращений ΔF_j и новых значений F_j и их засылка на места предыдущих значений F_j ; D_{31} — печать результатов u, i_f ; P_{32} — проверка выполнения условия $i_f > i_{i3}$ либо $u < u_3$; Y_{33} — останов.

Приведенные примеры достаточно для иллюстрации сущности метода, поэтому его применение для расчета других характеристик ЯСМ не вызовет затруднений.

Возможности метода не ограничиваются расчетом простейших характеристик ЯСМ. Он может быть успешно применен и при работе машины в системе любой сложности. В качестве примера рассмотрим последовательность расчета характеристик системы частотного пуска асинхронного дви-

гателя от явнополюсного синхронного генератора. Для определенности примем, что регулирование напряжения на двигателе осуществляется по закону, обеспечивающему постоянство абсолютного скольжения β двигателя. Механическую характеристику нагрузки полагаем известной:

$$M = M_d - M_0 = M(v), \quad (29)$$

где M_d — электромагнитный момент двигателя; M — момент нагрузки; M_0 — момент холостого хода двигателя, принимаемый постоянным; $v = \frac{\omega_d}{\omega_0}$ — относительная частота вращения ротора

двигателя (в долях от синхронной при номинальной частоте питания ω_0).

Уравнения установившегося режима системы имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} -\alpha\omega_0\Psi_q - \alpha\omega_0(L_{d1} + L_m)i_q - \alpha\omega_0L_m i_{2q} + r_1 i_d &= 0; \\ \alpha\omega_0\Psi_d + \alpha\omega_0(L_{d1} + L_m)i_d + \alpha\omega_0L_m i_{2d} + r_2 i_q &= 0; \\ -\beta\omega_0(L_{d2} + L_m)i_{2q} - \beta\omega_0L_m i_q + r_2 i_{2d} &= 0; \\ \beta\omega_0(L_{d2} + L_m)i_{2d} + \beta\omega_0L_m i_d + r_1 i_{2q} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

$$M_d = \frac{3}{2} pL_m(i_{2q}i_d - i_{2d}i_q) = M(v) + M_0,$$

где $\alpha = \omega/\omega_0$ — относительная частота генератора; L_{d1}, L_{d2} — индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора двигателя; L_m — постоянная индуктивность реакции якоря двигателя; r_1 — суммарное активное сопротивление фазы статора генератора и двигателя; r_2 — активное сопротивление фазы ротора двигателя; i_{2d}, i_{2q} — проекции на оси d, q вектора тока ротора двигателя. Обмотка ротора двигателя предполагается приведенной к числу витков обмотки статора; p — число пар полюсов двигателя.

Определим зависимость тока возбуждения i_f генератора от относительной скорости v двигателя, обеспечивающую требуемый закон регулирования. Продифференцировав уравнения (29) по v , получим:

$$\left. \begin{aligned} -\alpha^v\omega_0\Psi_q - \alpha(x_{qd}i_d^v + x_{qq}i_q^v + x_{qf}i_f^v) - \\ -\alpha^v\omega_0(L_{d1} + L_m)i_q - \\ -\alpha^v\omega_0L_m i_{2q} - \alpha\omega_0(L_{d1} + L_m)i_q^v - \alpha\omega_0L_m i_{2q}^v + r_1 i_d^v = 0; \\ \alpha^v\omega_0\Psi_d + \alpha(x_{dd}i_d^v + x_{dq}i_q^v + x_{df}i_f^v) + \alpha^v\omega_0(L_{d1} + L_m)i_d + \\ + \alpha^v\omega_0L_m i_{2d} + \alpha\omega_0(L_{d1} + L_m)i_d^v + \alpha\omega_0L_m i_{2d}^v + r_2 i_q^v = 0; \\ -\beta\omega_0(L_{d2} + L_m)i_{2q}^v - \beta\omega_0L_m i_q^v + r_2 i_{2d}^v = 0; \\ \beta\omega_0(L_{d2} + L_m)i_{2d}^v + \beta\omega_0L_m i_d^v + r_1 i_{2q}^v = 0; \quad 1 = \alpha^v; \\ \frac{3}{2} pL_m(i_{2q}^v i_d^v + i_{2d}^v i_q^v - i_{2d}^v i_q - i_{2q}^v i_d) = M(v). \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

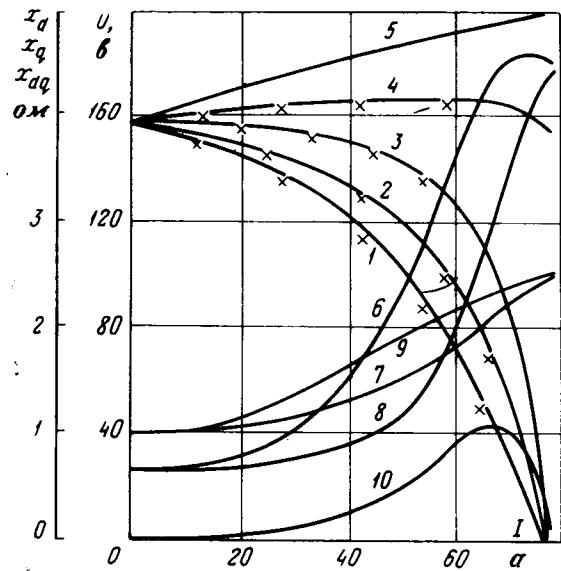
Здесь сопротивления (21) вычислены при номинальной частоте ω_0 .

В уравнениях (31) искомыми являются производные $\alpha^v, i_d^v, i_q^v, i_f^v, i_{2d}^v, i_{2q}^v$.

Расчет характеристики $i_f = i_f(v)$ выполняется по схеме

$$H^v A_{34} A_{35} A_{36} A_{37} A_{38} \pi_{39} P_{40} Y_{41}. \quad (32)$$

Содержание операторов: H^v — обобщенный оператор, обозначающий схему (28). Здесь величина z и фаза φ входного сопротивления двигателя определяются для $v=0$. Сравнение в P_{32} выполняется по току $i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$, при котором обеспечивается электромагнитный момент двигателя $M_d = M_n$, где M_n — момент $M(v)$ при $v=0$, найденный по (29); A_{34} — вычисление



Внешние характеристики генератора МСА-72-4 ($P_n=12$ кВт, $\cos\varphi_n=0.8$, $U_n=230$ в, $I_n=37.6$ а, $i_{fh}=21$ а, $f_n=50$ Гц) при токе возбуждения $i_f=20$ а.

1, 2, 3, 4, 5 — расчетные внешние характеристики соответственно при $\varphi=+90^\circ, +30^\circ, 0^\circ, -30^\circ, -90^\circ$; 6, 7 — зависимости x_{dd} и x_{qq} от тока якоря при $\varphi=+90^\circ$; 8, 9, 10 — зависимости x_{dd}, x_{qq}, x_{dq} от тока якоря при $\varphi=0^\circ$; \times — экспериментальные точки.

параметров x_{jh} по (5) и (21); A_{35} — вычисление коэффициентов уравнений (31); A_{36} — решение уравнений (31); A_{37} — вычисление приращений $\Delta i_d, \Delta i_q, \Delta i_f, \Delta i_{2d}, \Delta i_{2q}$ и новых значений $v, \alpha, i_d, i_q, i_f, i_{2d}, i_{2q}$; A_{38} — вычисление производных приращений ΔF_j и новых значений F_j и их засылка на места предыдущих значений F_j ; D_{39} — печать результатов v, i_f, i_{2d} ; P_{40} — проверка выполнения условия $v > v_3$; Y_{41} — останов.

Исходная информация о нелинейных свойствах магнитопровода вводится в память ЦВМ в виде аналитических аппроксимаций производных (7), (9б) характеристик намагничивания зубцовой зоны (3е), индуктора (3ж) и ярма якоря (3з). Подготовка этих аппроксимаций не требует большой затраты времени.

Точность метода иллюстрируется кривыми, приведенными на рисунке.

Вывод. Метод дифференцирования по параметру совместно с применением дифференциальных индуктивностей насыщенной ЯСМ является эффективным математическим аппаратом и для расчета статических характеристик симметричных установившихся режимов ЯСМ.

Особенностями метода являются: высокая точность, обеспечиваемая точностью расчета электромагнитных связей в машине в соответствии с принятыми допущениями; отсутствие проблемы сходимости процесса решения системы нелинейных уравнений; простота вносимой в память ЦВМ исходной информации о нелинейных свойствах магнитопровода ЯСМ; возможность обобщения применительно к работе ЯСМ в схемах любой сложности.

Литература

1. Фильц Р. В., Глухивский Л. И., Основные положения магнитно-нелинейной теории явнополюсной синхронной машины, «Электричество», 1970, № 6.

2. Шаманский В. Е., Методы численного решения краевых задач на ЭЦВМ, изд-во «Наукова думка», Киев, 1966.

[6.10.1970]



Влияние упругих связей на работу синхронного электропривода при статической нагрузке

Инж. Е. Ф. МОРОЗОВ
Красноярск

Периодический характер изменения статического момента, встречающийся в приводе многих механизмов, приводит к появлению динамических процессов не только в электроприводе, но и в самом механизме вследствие упругой деформации передаточных звеньев.

В общей теории электропривода [Л. 1] и специальной литературе [Л. 2] при анализе работы синхронного электропривода рассматриваемых механизмов передаточные звенья принимаются абсолютно жесткими. Между тем исследования и анализ работы механизмов показывают, что взгляд на машину, как на систему твердых тел, образующих кинематические цепи, следует считать устаревшим [Л. 3].

В связи с этим представляет интерес выяснить, каким образом влияет на работу электропривода податливость передаточных звеньев и определить критерии, позволяющие судить о правомерности раздельного или совместного анализа динамики электропривода при изменении статического момента M_c по закону:

$$M_c = M_0 + \sum_{k=1}^{\infty} M_{cak} \sin(k\omega t + \varphi_k), \quad (1)$$

где M_0 — среднее значение статического момента; M_{cak} — амплитудное значение переменной составляющей k -й гармоники момента; ω — угловая частота колебаний основной гармоники; φ_k — начальная фаза k -й гармоники статического момента.

Для исследования динамики электропривода при изменении момента по (1) воспользуемся общепринятыми допущениями о свойствах машин [Л. 3], которые позволяют механическую модель механизма с электроприводом привести к некоторой эквивалентной расчетной системе, состоящей из ряда инерционных элементов, соединенных невесовыми упругими связями.

Несмотря на многообразие конструкций механизмов, у которых статический момент определяется выражением (1), в большинстве случаев их можно представить в виде двухмассной односвязной системы, тогда уравнение движения привода будет иметь вид [Л. 3]:

$$\frac{J_1 J_2}{C} p^4 \alpha + (J_1 + J_2) p^2 \alpha = M_d + \frac{J_2}{C} p^2 M_d - M_c, \quad (2)$$

где J_1 — момент инерции ротора двигателя; J_2 — момент инерции механизма, приведенный к ротору двигателя; C — жесткость упругих элементов; α — угловая координата ротора двигателя; M_d — момент двигателя; p — символ дифференцирования.

При анализе режимов работы синхронных двигателей (СД) на пульсирующую нагрузку с учетом упругих связей воспользуемся общепринятыми допущениями [Л. 1 и 2]: двигатель подключен к сети бесконечной мощности и колебаниями напряжения можно пренебречь; влиянием активного сопротивления статора на колебания пренебрегаем.

Электромагнитный момент синхронного двигателя в функции угловой координаты ротора можно представить в следующем виде:

$$M_d = M_{cm} \sin p_d \alpha + D p \alpha + M_{pm} \sin 2p_d \alpha, \quad (3)$$

где M_{cm} , M_{pm} — амплитудное значение синхронного и реактивного момента СД; p_d — число пар полюсов СД; D — коэффициент при демпферном моменте СД;

Полное приращение момента ΔM_d при колебаниях может быть выражено через синхронизирующий момент M_s и демпферный момент [Л. 2]:

$$\Delta M_d = M_s \Delta \alpha + D p \Delta \alpha, \quad (4)$$

где M_s , D — определяются по соответствующим выражениям [Л. 2].

Решив совместно (2) и (4) с учетом (1) относительно угловой координаты при малых отклонениях угла от установленного значения, получим:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sigma^2 v^2} p^4 \Delta \alpha + \frac{d}{q v^2} p^3 \Delta \alpha + \left(\frac{1}{\sigma^2} + \frac{1}{q v^2} \right) p^2 \Delta \alpha + \\ + d p \Delta \alpha + \Delta \alpha = \sum_{k=1}^{\infty} \Delta \alpha_{a,k} \sin(k\omega t + \varphi_k), \end{aligned} \quad (5)$$

где $\sigma = \sqrt{\frac{M_s}{J_1 + J_2}}$ — собственная частота колебаний ротора СД;

$d = \frac{D}{M_s}$ — коэффициент, характеризующий ус-
покоение системы;

$v = \sqrt{\frac{C}{q J_2}}$ — собственная частота упругих колебаний;

$q = \frac{J_1}{J_1 + J_2}$ — коэффициент распределения инер-
ционных масс;

$$\Delta \alpha_{a,k} = \frac{M_{cak}}{M_s}.$$

Решение (5) для установленного режима (относительно основной гармоники) имеет вид:

$$\begin{aligned} \Delta \alpha = & \frac{\Delta \alpha_a}{\sqrt{\omega^2 d^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{q v^2}\right)^2 + \left(i + \frac{\omega^4}{\sigma^2 v^2} - \frac{\omega^2}{\sigma^2} - \frac{\omega^2}{q v^2}\right)^2}} \times \\ & \times \sin \left[\omega t - \arctg \frac{\omega d \left(1 - \frac{\omega^2}{q v^2}\right)}{1 + \frac{\omega^4}{\sigma^2 v^2} - \frac{\omega^2}{\sigma^2} - \frac{\omega^2}{q v^2}} \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Если при анализе колебаний СД механическая связь считается жесткой ($C \rightarrow \infty$), то, как известно из [Л. 1], выражение для $\Delta \alpha$ отличается от формулы (6) тем, что не содержит слагаемых с v^2 , которыми таким образом учитывается эффект влияния упругих колебаний на двигатель. Оценить силу этого эффекта можно на основании расчета конкретного

электропривода при известном значении параметров привода.

Преобразуем (6) в функцию безразмерных величин, введя следующие обозначения:

$$\delta = \frac{\omega}{\gamma}; \quad \psi = \omega d; \quad \gamma = \frac{\omega}{\sigma}. \quad (7)$$

Подставив (7) в (6), найдем выражение для относительного значения амплитуды переменной составляющей угловой координаты в функции безразмерных величин:

$$\frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_a} = \frac{1}{\sqrt{\psi^2 \left(1 - \frac{\delta^2}{q}\right)^2 + \left[1 - \frac{\delta^2}{q} - \gamma^2(1 - \delta^2)\right]^2}}. \quad (8)$$

При механическом резонансе ($\delta = 1$) согласно (8) имеем:

$$\frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_a} = \frac{q}{(1-q)\sqrt{1+\psi^2}} = \frac{J_1}{J_2\sqrt{1+\psi^2}},$$

т. е. значение $\frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_a}$ зависит от соотношения инерционных масс системы и демпфирующих свойств СД (параметра ψ).

Значение $\frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_a}$ максимально при частотах выше резонансной:

$$\delta_m = \sqrt{q \frac{\psi^2 + (1 - q\gamma^2)(1 - \gamma^2)}{\psi^2 + (1 - q\gamma^2)^2}}. \quad (9)$$

Из (9) легко видеть, что $\delta_m \geq 1$ только при $q \geq 1$, что физически невозможно. Следовательно уменьшение жесткости упругих элементов приводит к увеличению угла $\Delta\alpha$, если $0 \leq \delta \leq \delta_m$, и к уменьшению, если $\delta_m \leq \delta \leq \infty$.

При анализе степени связи между механическими и электрическими явлениями в [Л. 3] используется коэффициент связи, который равен отношению амплитуд колебательных составляющих момента двигателя и момента сил упругости, скрученного упругую связь.

Для отыскания уравнения переменной составляющей момента упругости ΔM_{up} в гибком звене воспользуемся принципом Даламбера для первого инерционного звена (ротора СД), согласно которому [Л. 3]:

$$\Delta M_{up} = \Delta M_d - J_1 p^2 \Delta\alpha. \quad (10)$$

Суммарное значение переменной составляющей электромагнитного момента СД складывается из переменных составляющих синхронного и демпферного (асинхронного) моментов. Выражение для переменной составляющей синхронного момента:

$$\begin{aligned} \Delta M_{sin} &= M_s \Delta\alpha = \\ &= \frac{M_{ca}}{\sqrt{\psi^2 \left(1 - \frac{\delta^2}{q}\right)^2 + \left[1 - \frac{\delta^2}{q} - \gamma^2(1 - \delta^2)\right]^2}} \times \\ &\times \sin \left[\omega t - \arctg \frac{\psi \left(1 - \frac{\delta^2}{q}\right)}{1 - \frac{\delta^2}{q} - \gamma^2(1 - \delta^2)} \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

Демпферный момент

$$\begin{aligned} M_d &= D p \Delta\alpha = \\ &= \frac{\phi M_{ca}}{\sqrt{\psi^2 \left(1 - \frac{\delta^2}{q}\right)^2 + \left[1 - \frac{\delta^2}{q} - \gamma^2(1 - \delta^2)\right]^2}} \times \\ &\times \cos \left[\omega t - \arctg \frac{\psi \left(1 - \frac{\delta^2}{q}\right)}{1 - \frac{\delta^2}{q} - \gamma^2(1 - \delta^2)} \right]. \end{aligned} \quad (12)$$

Пользуясь (11) и (12), находим формулу для суммарного значения переменной составляющей момента СД с учетом упругих связей:

$$\begin{aligned} \Delta M_d &= \Delta M_{sin} + M_d = \\ &= M_{ca} \sqrt{\frac{1 + \psi^2}{\psi^2 \left(1 - \frac{\delta^2}{q}\right)^2 + \left[1 - \frac{\delta^2}{q} - \gamma^2(1 - \delta^2)\right]^2}} \times \\ &\times \sin \left[\omega t - \arctg \frac{\psi \left(1 - \frac{\delta^2}{q}\right)}{1 - \frac{\delta^2}{q} - \gamma^2(1 - \delta^2)} + \arctg \psi \right]. \end{aligned} \quad (13)$$

Подставив в (10) вместо ΔM_d и $\Delta\alpha$ их значения из (13) и (6) и выполнив необходимые тригонометрические преобразования, найдем:

$$\begin{aligned} \Delta M_{up} &= M_{ca} \times \\ &\times \sqrt{\frac{\psi^2 + (1 + q\gamma^2)^2}{\psi^2 \left(1 + \frac{\delta^2}{q}\right)^2 + \left[1 - \frac{\delta^2}{q} - \gamma^2(1 - \delta^2)\right]^2}} \times \\ &\times \sin \left[\omega t - \arctg \frac{\psi \left(1 - \frac{\delta^2}{q}\right)}{1 - \frac{\delta^2}{q} - \gamma^2(1 - \delta^2)} + \arctg \frac{\psi}{1 + q\gamma^2} \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

В соответствии с (13) и (14) коэффициент связи будет равен:

$$\eta = \frac{\Delta M_{up}}{\Delta M_{up,a}} = \sqrt{\frac{1 + \psi^2}{\psi^2 + (1 + q\gamma^2)^2}}. \quad (15)$$

Из (15) видно, что при анализе динамики синхронного электропривода, когда статический момент изменяется по гармоническому закону, коэффициент связи не позволяет выявить степень влияния механических колебаний на электромагнитный момент двигателя, поэтому для оценки степени взаимосвязи механических и электрических явлений вновь обращаемся к выражению (8).

При $\delta = \sqrt{q}$

$$\frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_a} = \frac{1}{\gamma^2(1-q)} = \frac{M_s}{\omega^2 J_2},$$

следовательно при $\delta = \sqrt{q}$ отношение переменных составляющих угловых координат не зависит от момента инерции ротора и демпфирующих свойств СД.

Если $\delta < \sqrt{q}$, то с увеличением J_1 или q отношение $\frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_a}$ уменьшается. При $\delta > \sqrt{q}$ отношение $\frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_a}$

увеличивается с ростом q , если $\delta > 1$, и уменьшается с увеличением q , если $\delta < 1$. Следовательно в диапазоне $1 \geq \delta \geq \sqrt{q}$ увеличение маховых масс со стороны ротора двигателя (применение двигателя с повышенным маховым моментом, установка дополнительного маховика и т. д.) приводит к увеличению амплитуды колебаний ротора СД. Без учета упругих связей любое увеличение маховых масс системы уменьшает амплитуду колебаний ротора.

Отмеченное обстоятельство, очевидно, играет важную роль при расчете колебаний СД в приводах с пульсирующей нагрузкой.

Принимая во внимание специфичность динамики рассматриваемого электропривода, для определения влияния механических колебаний на колебания ротора СД можно ввести коэффициент усиления колебаний $\eta_{y,k}$ под которым будем понимать отношение $\Delta M_{d,a}$ при действительном значении жесткости упругих элементов к $\Delta M_{d,a}$ при жесткой системе. Тогда на основании (13):

$$\eta_{y,k} = \sqrt{\frac{\psi^2 + (1 - \gamma^2)^2}{\psi^2 \left(1 - \frac{\delta^2}{q}\right)^2 + \left[1 - \frac{\delta^2}{q} - \gamma^2(1 - \delta^2)\right]^2}}. \quad (16)$$

В практических расчетах погрешность вычислений не должна превышать 10%, следовательно только при $1 \leq \eta_{y,k} \leq 1,1$ можно пренебречь взаимосвязью механических и электрических процессов и проводить динамические расчеты раздельно.

Из теории электропривода известно, что для уменьшения амплитуды колебаний ротора СД в приводах с пульсирующей нагрузкой можно использовать два способа: установить дополнительный маховик, применить искусственное успокоение.

Из анализа динамики синхронного электропривода с упругими связями следует, что для ограничения амплитуды колебаний ротора с успехом можно применять третий способ: выбирать упругие звенья с соответствующим коэффициентом жесткости.

Решив (8) относительно δ^2 , найдем формулу для определения коэффициента жесткости передаточных звеньев по допустимому отклонению угловой координаты ротора от установленного значения:

$$\delta^2 = a + \sqrt{a^2 + b}, \quad (17)$$

где

$$a = q \frac{1 + \psi^2 - \gamma^2(1 + q - q\gamma^2)}{\psi^2 + (1 - q\gamma^2)^2},$$

$$b = q^2 \frac{\left(\frac{\Delta\alpha_a}{\Delta\alpha}\right)^2 - \psi^2 - (1 - \gamma^2)^2}{\psi^2 + (1 - q\gamma^2)^2}.$$

При проверке СД по нагреву эквивалентное значение момента может быть найдено из выражения:

$$M_{d,e} = M_0 \times \times \sqrt{1 + \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{M_{ca}}{M_0}\right)^2 (1 + \psi^2)}{\psi^2 \left(1 - \frac{\delta^2}{q}\right)^2 + \left[1 - \frac{\delta^2}{q} - \gamma^2(1 - \delta^2)\right]^2}}. \quad (18)$$

В более сложных случаях, когда статический момент задан рядом Фурье (1), степень влияния упругих колебаний можно подсчитать по формуле (8) для каждой частоты вынужденных колебаний в отдельности. Такой подсчет позволяет выявить, какие частоты не влияют на электропривод, и дает основание в выражении угловой координаты и момента двигателя опустить соответствующие слагаемые.

Пример расчета системы синхронного электропривода конусной дробилки. Эта система имеет следующие параметры: $\omega = 24 \text{ сек}^{-1}$; $q = 0,285$; $\psi = 0,59$; $\gamma = 1,55$; $J_2 = 15,5 \text{ кгм} \cdot \text{сек}^2$; $\Delta\alpha_a = 0,0742 \text{ рад}$.

Требуется определить коэффициент жесткости передаточных звеньев, при котором амплитуда колебаний угловой координаты не будет превышать значения $\Delta\alpha = 0,0141 \text{ рад}$ (при мерно 4,8 эл. град.).

По формуле (17) $a = -0,0585$, $b = 4,62$, $\delta^2 = 2,09$.

Жесткость передаточных звеньев найдем из выражения

$$C = qJ_2 \frac{\omega^2}{\delta^2} = 1220 \text{ кгм/рад.}$$

В реальных условиях жесткость передаточных звеньев конусной дробилки с асинхронным приводом колеблется в пределах $C = 0,3 \cdot 10^4 \div 0,1 \cdot 10^6 \text{ кгм/рад}$. Следовательно для обеспечения отклонений угловой координаты $\Delta\alpha \leq 0,0141 \text{ рад}$ необходимо применение муфты повышенной эластичности, например, торообразной муфты.

Литература

- Андреев В. П., Сабинин Ю. А., Основы электропривода, Госэнергоиздат, 1963.
- Ковач К. П., Рац И., Переходные процессы в машинах переменного тока, Госэнергоиздат, 1963.
- Квартальнов Б. В., Динамика электроприводов с упругими связями, изд-во «Энергия», 1965.

[26.12.1969]



Ограничение обратных напряжений на последовательно соединенных вентилях

Е. А. БОЛДЫРЕВ
ВЭИ им. В. И. Ленина

Силовыми полупроводниковыми вентилями (диодам и тиристорам) свойственно наличие значительных по величине обратных токов, возникающих при отключении коммутируемого тока. Ток в вентилях не прекращается в момент прохождения через нуль, а в течение некоторого времени (пока вентиль запирается) имеет отрицательное значение. Обратный ток обуславливает кратковременное повышение обратного напряжения на вентилях, а различие в значениях обратных токов последовательно соединенных вентилях приводит к неравномерному распределению между ними обратных напряжений.

Ограничение этих перенапряжений, которые будем называть внутренними (в отличие от внешних и атмосферных перенапряжений), может быть достигнуто различными способами. Обычно применяются демпфирующие rC -элементы, присоединяемые параллельно каждому вентилю. Вместо rC -элементов могут быть установлены лавинные диоды (при защите тиристоров — двусторонние лавинные диоды [Л. 1]), не допускающие повышения напряжения на защищаемом вентиле сверх некоторого значения, равного напряжению электрического пробоя (лавинообразования) лавинного диода.

В ряде случаев целесообразным, а при повышенной частоте — необходимым является введение в схему нелинейных (насыщающихся) дросселей, обеспечивающих уменьшение внутренних перенапряжений на вентилях и коммутационных потерь в них.

Применение того или иного способа определяется совокупностью ряда показателей: величиной получающихся перенапряжений, потерями мощности в вентилях и защитных элементах, габаритами и стоимостью этих элементов, необходимостью отбора вентиляй, предназначенных для последовательного соединения и т. д.

Не касаясь здесь вопросов применения насыщающихся дросселей, сравним внутренние перенапряжения и потери для двух принципиально различных способов защиты вентиляй, работающих в низкочастотных (например, 50 Гц) устройствах: с помощью rC -элементов или лавинных диодов. Для этого рассмотрим количественные показатели процессов восстановления обратного напряжения в двух схемах последовательного соединения значительного числа вентиляй (рис. 1), отличающихся только способом защиты от внутренних перенапряжений. Будем считать, что разброс максимальных значений I_m обратных токов вентиляй подчиняется нормальному закону распределения вероятностей, представленному в интегральной форме на рис. 2 (кривизна нарастания обратного тока $2a/\mu\text{сек}$, что практически соответствует скоростям нарастания тока, определяемым реактивными рассеяниями силовых трансформаторов). Показанная на рис. 2 кривая является идеализированной и лишь приближенно описывает действительный разброс обратных дина-

мических характеристик промышленных тиристоров типа ВКДУ-150, однако для сопоставления способов защиты вентиляй такая идеализация является вполне приемлемой.

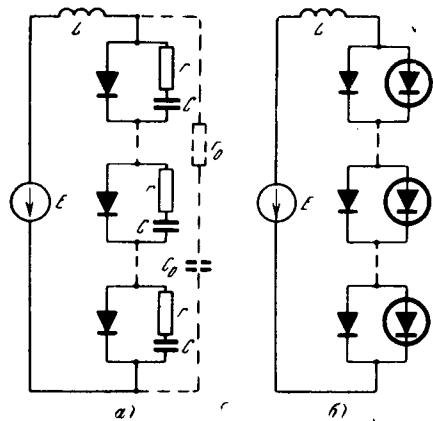
Подразделим общее число последовательно соединенных вентиляй на шесть групп таким образом, чтобы каждой группой охватывались равные интервалы изменения тока I_m , и будем считать, что все вентиля, входящие в данную группу, имеют значение I_m , среднее для соответствующего интервала. С целью уменьшения разброса обратных напряжений между вентилями может быть проведена отбраковка вентиляй с наименьшими и наибольшими обратными токами. Предельные значения обратных токов при отбраковке 10% и 20% вентиляй отмечены на рис. 2, а в таблице показано, как изменяются относительные числа вентиляй n в каждой из групп и соответствующие им значения I_m .

Номер группы	Без отбраковки вентиляй		Отбраковка 10 % вентиляй		Отбраковка 20 % вентиляй	
	n , %	I_m , а	n , %	I_m , а	n , %	I_m , а
I	5	10,0	9	11,5	11	12,25
II	16	12,0	18	12,9	18	13,35
III	29	14,0	23	14,3	21	14,45
IV	29	16,0	23	15,7	21	15,55
V	16	18,0	18	17,1	18	16,65
VI	5	20,0	9	18,5	11	17,75

Для удобства сопоставления двух способов защиты вентиляй будем считать, что общее число последовательно соединенных вентиляй равно 100. При этом числа вентиляй в каждой группе будут соответствовать указанным в таблице их относительным значениям, выраженным в процентах. Будем также считать, что э. д. с. E , действующая в контуре коммутации, равна 100 кв. В этом случае коэффициент перенапряжения на вентиле численно равен максимальному значению восстанавливающегося обратного напряжения, выраженному

Рис. 1. Схемы контура коммутации, содержащего последовательно соединенные вентиля:

а — защита вентиляй rC -элементами; б — защита вентиляй лавинными диодами.



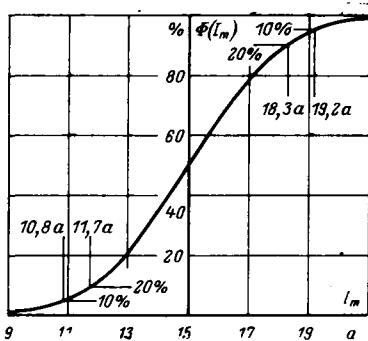


Рис. 2. Интегральная кривая распределения вероятных максимальных значений обратных токов вентиляй.

в киловольтах. Изменения обратных токов вентиляй во времени будем описывать зависимостями вида:

$$i_b = I_m e^{-\frac{t}{\tau}}, \text{ где } \tau = 4 \text{ мксек.}$$

Все приводимые ниже результаты расчетов потерь и коэффициентов внутренних перенапряжений для случая защиты вентиляй rC — элементами получены на математической модели. Модель обеспечивает хорошую точность воспроизведения переходного процесса восстановления обратного напряжения на последовательно соединенных вентилях; ее описание дано в [Л. 2].

На рис. 3 показаны зависимости наибольшего коэффициента перенапряжения (вентили группы I) от значений r и C . Потери в сопротивлении r , как и следовало ожидать, оказались практически не зависящими от его величины, а определялись только значением емкости C . Следовательно, значения r и C при желаемом коэффициенте перенапряжения целесообразно выбирать по минимумам кривых $k_u = f(r, C)$, отмеченным на рис. 3 пунктирной линией. Соответствующие этому условию зависимости, связывающие потери энергии в сопротивлении r с коэффициентом перенапряжения, построены на рис. 4, а. Там же показаны аналогичные зависимости, получающиеся при отбраковке вентиляй и при одинаковых обратных токах всех вентиляй ($I_m = 15$ а). Последний случай является предельным (отбраковка 100% вентиляй) и соответствует также работе одного вентиля при $E = 1000$ в и $\frac{di}{dt} = 2$ а/мксек. Из рис. 4, а видно, что отбраковка вентиляй по величине обратного тока не приводит к существенному снижению коэффициентов внутренних перенапряжений на вентилях или потерь в защитных сопротивлениях. Поэтому при значительном числе последовательно соединенных вентиляй особой необходимости в такого рода отборе нет.

При выборе параметров rC — элементов по минимуму потерь и не слишком малых значениях C различия коэффициентов внутренних перенапряжений на последовательно соединенных вентилях находятся в умеренных пределах. Так, например, оказалось, что при $C = 0,5 \text{ мкФ}$ и $r = 50 \text{ ом}$ коэффициенты перенапряжений на вентилях в порядке возрастания номеров групп составили 1,47; 1,40; 1,36; 1,33; 1,28; 1,24. При небольшом числе вентиляй возрастает вероятность отклонения от нормального закона распределения обратных токов и поэтому

могут наблюдаться более значительные различия в коэффициентах перенапряжений на вентилях. Однако не только этим можно объяснить часто наблюдавшую на практике более существенную неравномерность распределения обратного напряжения. Неправильный выбор величины защитного сопротивления влечет за собой не только повышение наибольших из коэффициентов перенапряжений (на вентилях с наименьшими обратными токами), но и снижение наименьших из них (на вентилях с наибольшими обратными токами). Так, при $C = 0,5 \text{ мкФ}$ и $r = 100 \text{ ом}$ коэффициенты перенапряжений оказались равными 1,70; 1,63; 1,52; 1,41; 1,29; 1,20.

Емкость конденсатора и потери мощности в сопротивлении определяют геометрические размеры этих защитных элементов и минимально возможные коэффициенты перенапряжения на вентиле. Так, например, при установке конденсаторов с емкостью 0,5 мкФ коэффициент перенапряжения не может быть ниже 1,47. При этом потери энергии в сопротивлении во время восстановления обратного напряжения оказываются равными 0,38 дж. В тиристорном устройстве к этим потерям добавляются потери энергии, возникающие при разряде конденсатора через сопротивление и включающийся тиристор. В лучшем случае, если все тиристоры включаются одновременно, напряжение на каждом из них не превосходит 1000 в и потери энергии в сопротивлении, равные запасенной в конденсаторе энергии, составят 0,25 дж. Учитывая также потери энергии при каждом разряде и заряде конденсатора после скачкообразных изменений напряжения на вентиле (при коммутации вентиляй в других плечах преобразователя), нетрудно установить, что суммарные потери энергии за один период составляют более одного джоуля. Следовательно, при частоте 50 гц потери мощности в сопротивлении превышают 50 вт.

Уже в рассмотренном примере как геометрические размеры, так и потери мощности оказываются значительными, а в то же время коэффициент перенапряжения остается достаточно высоким. Естественно поэтому возникает вопрос о возможности облегчения защитных элементов. Одним из способов решения этой задачи может быть «вынесение» части установленной мощности защитных элементов «за пределы» преобразователя с последовательно соединенными вентилями во внешнее демпфирующее устройство, составленное из конденсатора C_0 и сопротивления r_0 (пунктир на рис. 1, а).

Результаты расчета коэффициентов перенапряжения и потерь энергии в защитном сопротивлении при наличии внешнего демпфирующего устройства представлены на рис. 4, б. Показанные зависимости соответствуют минимумам потерь при каждом сочетании значений C и C_0 , что обеспечивается соответствующим подбором на математической модели величин r и r_0 . Из приведенных результатов видно, что значительная часть емкости может быть «вынесена» во внешнее демпфирующее устройство без сколько-нибудь существенного увеличения коэффициента перенапряжения. Например, при снижении емкости с 0,5 до 0,2 мкФ, когда емкость внешнего устройства должна быть принята равной $C_0 =$

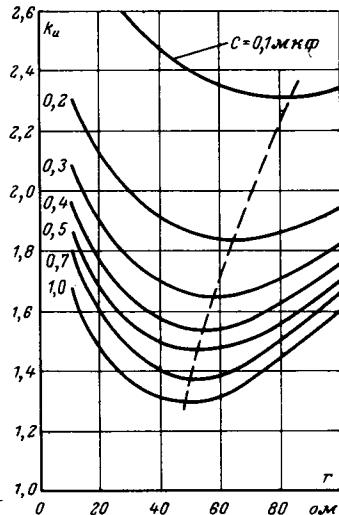


Рис. 3. Коеффициенты перенапряжения на вентиле, входящем в группу I (отбраковка вентилей не производится).

$$\frac{0.5 - 0.2}{100} \cdot 10^6 = 3000 \text{ нФ}, \text{ потери}$$

энергии в сопротивлении уменьшаются с 0,39 до 0,20 дБ, а коэффициент перенапряжения возрастает от 1,47 только до 1,53. Общие потери энергии при этом, естественно, практически не изменяются: если при $C=0,5 \text{ мкФ}$ потери во всех защитных элементах составляли 34 дж, то при $C=0,2 \text{ мкФ}$ и $C_0=3000 \text{ нФ}$ они оказываются равными 31 дж (12 дж в защитных элементах и 19 дж во внешнем демпфирующем устройстве).

Переходя к вопросу о защите вентилей лавинными диодами, рассмотрим сначала переходные процессы в контуре коммутации, содержащем один вентиль и один лавинный диод (рис. 5). Вольт-амперная характеристика лавинного диода такая же, как и у маломощных стабилитронов: при напряжениях, меньших некоторого значения, называемого напряжением лавинообразования U_L , обратный ток диода практически равен нулю; при напряжении U_L происходит переход на лавинную часть вольт-амперной характеристики, для которой $U_L \approx \text{const}$. Таким образом, напряжение на защищаемом вентиле не может превзойти значения U_L .

В интервале времени Δt , когда лавинный диод ограничивает напряжение на защищаемом вентиле, в нем возникают потери мощности, равные

$$P_a = fW_a = fU_L \int_{0}^{\Delta t} i_L(t) dt,$$

где i_L — ток, проходящий через лавинный диод; W_a — потери энергии за одну коммутацию; f — частота повторения коммутаций.

Эти потери не должны превосходить некоторого значения, допустимого для лавинного диода. Определение функции $i_L(t)$ и времени Δt осложняется влиянием собственной емкости вентиля и паразитных емкостей других элементов схемы. При нали-

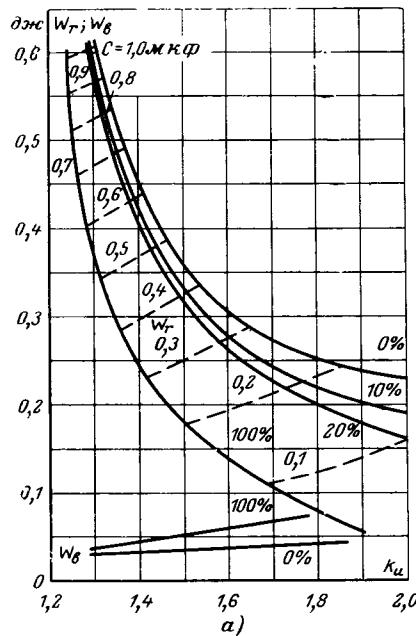
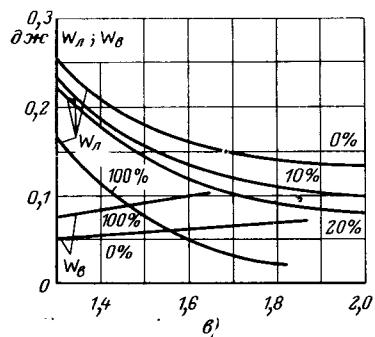
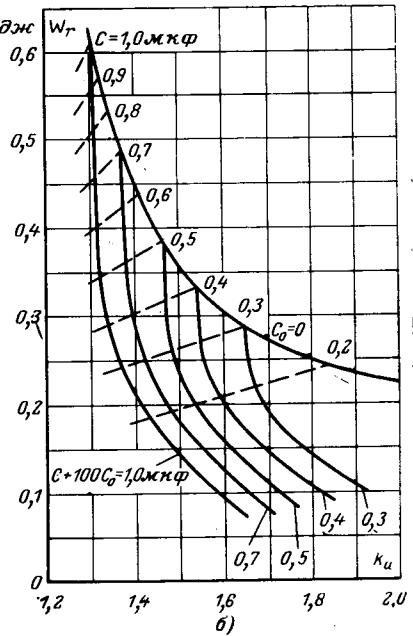


Рис. 4. Зависимости потерь энергии в сопротивлении (W_r), лавинном диоде (W_a) и вентиле (W_b) от коэффициента перенапряжения для группы I при различном проценте отбраковываемых вентилей.

a — защита вентилями rC -элементами; *b* — защита вентилем rC -элементами и внешним демпфирующим устройством; *c* — защита вентиля лавинными диодами.



ции rC — элемента, шунтирующего вентиль, эти емкости можно было не принимать во внимание. В данном же случае они обусловливают возникновение высокочастотного колебательного процесса. Однако эти колебания напряжения и тока не должны оказывать большого влияния на потери. Поэтому, интересуясь именно потерями, можно проводить расчет переходного процесса без учета собственной емкости вентиля и паразитных емкостей элементов схемы.

Если вентиль не имеет никакого защитного устройства, то при указанном допущении будут справедливы следующие уравнения (отсчет времени ведется от момента достижения обратным током максимального значения):

$$E = u_L + u_b; \quad u_L = L \frac{di_b}{dt}; \quad i_b = I_m e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Из этих уравнений видно, что напряжение на вентиле определяется выражением (пунктирная кривая на рис. 5):

$$u_b = E - u_L = E + \frac{LI_m}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}},$$

т. е. при $t = 0$ значение u_b мгновенно увеличивается до

$$U_{bm} = E + \frac{LI_m}{\tau}.$$

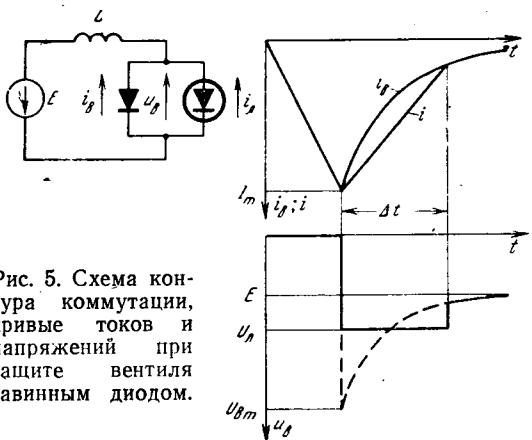


Рис. 5. Схема контура коммутации, кривые токов и напряжений при защите вентиля лавинным диодом.

Например, при $E = 1000$ в, $\frac{di}{dt} = 2,0$ а/мксек, ($L = 500$ мкГн), $I_m = 15$ а и $\tau = 4$ мксек получим $U_{Bm} = 2875$ в.

Лавинный диод, присоединенный параллельно к вентилю, мгновенно ограничит напряжение на вентиле значением $U_L = \text{const}$. Поскольку $U_L > E$, ток i источника э. д. с. с этого момента уменьшается (рис. 5). Через лавинный диод будет проходить ток i_B , равный разности токов i и i_B , а переходный процесс описывается уравнениями:

$$E = u_L + u_B; \quad u_L = L \frac{di}{dt}; \quad u_B = U_B;$$

$$i_B = I_m e^{-\frac{t}{\tau}}; \quad i = i_B - i_B.$$

Решая эти уравнения, находим ток i :

$$i = I_m - \frac{U_B - E}{L} t^2$$

Продолжительность Δt работы лавинного диода на лавинном участке характеристики определяется из условия $i = i_B$, т. е. может быть найдена из соотношения

$$I_m e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} = I_m - \frac{U_B - E}{L} \Delta t.$$

Потери энергии в основном вентиле и в лавинном диоде за время Δt соответственно будут равны:

$$W'_B = U_B \int_0^{\Delta t} i_B dt = U_B I_m \tau \left(1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \right);$$

$$W_B = U_B \int_0^{\Delta t} (i - i_B) dt = U_B I_m \Delta t - \frac{U_B (U_B - E)}{L} \frac{\Delta t^2}{2} - W'_B.$$

После окончания работы лавинного диода переходный процесс описывается уравнениями:

$$E = u_L + u_B; \quad u_L = L \frac{di}{dt}; \quad i = i_B = I_m e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Следовательно, потери в основном вентиле после окончания работы лавинного диода будут равны:

$$W''_B = \int_0^{\infty} (E - u_L) i_B dt = EI_m \tau e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} + LI_m^2 e^{-\frac{2\Delta t}{\tau}}.$$

На рис. 4, в приведены результаты расчета коммутационных потерь в вентиле и лавинном диоде (см. кривые, соответствующие отбраковке 100% вентиляй) при тех же условиях, что и в случае защиты вентиля rC — элементом.

Рассмотрим теперь, как изменяются токи и напряжения в схеме с шестью группами вентиляй. Будем при этом считать, что обратные токи последовательно соединенных вентиляй изменяются по тем же кривым, что и при их одиночной работе. Аналогичное допущение, принимавшееся при математическом моделировании последовательно соединенных вентиляй, защищаемых rC — элементами, не внесло сколько-нибудь существенных погрешностей. На рис. 6 показаны обратные токи вентиляй, входящих в каждую из шести групп. После того, как ток i в индуктивности, нарастающая с крутизной $\frac{di}{dt} = \frac{E}{L}$, достигнет точки 1, лавинные диоды группы I, общее число которых равно n_1 , выходят на лавинные участки вольт-амперных характеристик и на вентилях группы I удерживается напряжение $n_1 U_L$. В результате этого крутизна нарастания тока i уменьшается до

$$\frac{di}{dt} = \frac{E - n_1 U_L}{L}.$$

Обратные токи вентиляй группы I начинают уменьшаться по кривой i_{B1} , а токи в защищающих их лавинных диодах, будут равны $i_{L1} = i - i_{B1}$.

После точки 2, когда на лавинных диодах группы II появляется напряжение $n_2 U_L$, крутизна нарастания тока i будет соответствовать выражению:

$$\frac{di}{dt} = \frac{E - (n_1 + n_2) U_L}{L}.$$

Обратные токи этой группы вентиляй будут изменяться по кривой i_{B2} , а через защищающие их лавинные диоды будут проходить токи $i_{L2} = i - i_{B2}$.

После точки 3 на вентилях группы III появляется напряжение $n_3 U_L$ и ток i начинает уменьшаться с крутизной

$$\frac{di}{dt} = \frac{E - (n_1 + n_2 + n_3) U_L}{L}.$$

Крутизна снижения тока i достигает значения

$$\frac{di}{dt} = \frac{E - (n_1 + n_2 + n_3 + n_4) U_L}{L}$$

после точки 4, когда возникает обратное напряжение на вентилях группы IV. После точки 4' токи в лавинных диодах группы IV становятся равными нулю, а ток i изменяется по кривой $i_{B4}(t)$ с определяемой ею крутизной

$$\frac{di_{B4}}{dt} = \frac{E - (n_1 + n_2 + n_3) U_L - n_4 U_{B4}}{L}.$$

Из этого уравнения может быть найдено напряжение u_{B4} на вентиле группы IV, которое снижается от значения U_L (точка 4') до нуля (точка 4''),

после чего крутизна изменения тока i становится равной

$$\frac{di}{dt} = \frac{E - (n_1 + n_2 + n_3) U_{\text{л}}}{L}.$$

В точке 3' начинает снижаться напряжение $U_{\text{вз}}$, которое может быть найдено из уравнения:

$$\frac{di_{\text{вз}}}{dt} = \frac{E - (n_1 + n_2) U_{\text{л}} - n_3 U_{\text{вз}}}{L}.$$

Его установившееся значение можно найти, приравняв нулю правую часть уравнения. Установившиеся значения напряжений $U_{\text{в1}}$ и $U_{\text{в2}}$ остаются равными $U_{\text{л}}$. Напряжения $U_{\text{в5}}$ и $U_{\text{в6}}$ в течение всего переходного процесса остаются равными нулю. Такие установившиеся значения напряжений наблюдались бы при условии, что обратные токи всех вентиляй стремятся к нулю. Однако вследствие наличия токов утечки вентиляй и влияния обычно имеющегося высокомоменного делителя напряжения происходит медленное выравнивание установившихся значений обратных напряжений на различных вентилях.

В рассмотренном случае обратное напряжение восприняли вентиля, относящиеся только к первым четырем группам. При уменьшении значения $U_{\text{л}}$ обратные напряжения будут возникать на всех вентилях, однако общая картина переходного процесса останется такой же. Кривые тока i и напряжений на вентилях могут быть определены путем несложных графических построений. Поскольку эти кривые состоят из отрезков прямых и экспонент, нетрудно вычислить потери энергии как в лавинных диодах, так и в самих вентилях. Результаты таких расчетов для группы I приведены на рис. 4, б.

Из этих данных видно, что при защите вентиляй лавинными диодами зависимости потерь от коэффициента перенапряжения как в лавинных диодах, так и в защищаемых вентилях имеют такой же характер, как и при защите вентиляй rC -элементами. Однако коммутационные потери энергии в лавинных диодах при коэффициентах перенапряжения 1,4—1,6 примерно в два раза меньше, чем в сопротивлениях. Кроме того, в отличие от сопротивлений, в лавинных диодах нет потерь при внекоммутационных скачках напряжения, поэтому ориентировочно можно считать, что потери мощности в лавинных диодах в три раза меньше, чем в сопротивлениях. Это обстоятельство является несомненным достоинством способа защиты вентиляй лавинными диодами. Здесь не учтены потери в высокомоменном делителе напряжения, устанавливаемом дополнительно к цепочке из rC -элементов и обычно предназначаемом для равномерного распределения между вентилями напряжения, изменяющегося с частотой сети. Однако эти функции в значительной степени выполняет сама цепочка из rC -элементов, поэтому сопротивления элементов делителя могут быть весьма высокими, а потери в них — незначительными. По аналогии со случаем защиты вентиляй rC -элементами можно было бы предположить, что установка внешнего демпфирующего устройства позволит снизить потери в лавинных диодах. Однако действие демпфирующего устройства в данном случае свидетельствует только к тому, что обратные напря-

жения на вентилях станут нарастать от нуля до значения $U_{\text{л}}$ не мгновенно, как показано на рис. 6, а за промежутки времени, измеряемые долями микросекунды. Соответствующее снижение токов лавинных диодов и потеря в них не будет сколько-нибудь значительным.

Следует иметь в виду, что в отличие от защитных rC -элементов стоимость лавинных диодов соизмерима со стоимостью основных вентиляй. В тоже время при установке внешнего демпфирующего устройства потери энергии в сопротивлении rC -элемента могут быть равны и даже меньше потерь в лавинном диоде (рис. 4, б и в). Тем самым возможно устранить различия в потерях мощности, а следовательно и в габаритных размерах, требующихся для установки лавинных диодов и rC -элементов. Выбор в пользу одного из этих способов защиты вентиляй в каждом конкретном случае требует сопоставительных расчетов, в которых против повышения стоимости преобразовательного устройства, вызываемого применением лавинных диодов, должны выступать дополнительные потери мощности во внешнем демпфирующем устройстве и его стоимость.

Выводы. 1. Отбраковка вентиляй по обратным динамическим характеристикам позволяет несколько выровнять распределение обратных напряжений по последовательно соединенным вентилям. Однако достигаемое при этом уменьшение внутренних коммутационных перенапряжений не имеет решающего значения.

2. При равных коэффициентах внутренних перенапряжений потери мощности в лавинных диодах в 2—3 раза меньше, чем в защитных rC -элементах, параметры которых определены из условия минимума потерь.

3. При наличии внешнего демпфирующего устройства потери мощности в защитных rC -элементах существенно снижаются и могут быть сведены до уровня потерь в лавинных диодах.

Литература

- Гринштейн Б. И. и др., Расчет послекоммутационного периода в трехфазном мостовом полупроводниковом преобразователе при применении вентиляй с лавинными характеристиками, «Электричество», 1970, № 2.

- Болдырев Е. А., Воротников Л. И., Епифанова Г. С., Физическое и математическое моделирование процесса восстановления обратного напряжения на последовательно соединенных вентилях, «Электричество», 1970, № 9.

[31.4.1969]

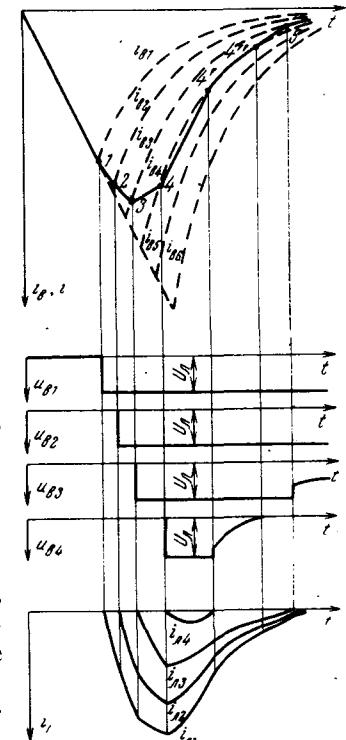


Рис. 6. Обратные токи и напряжения при защите последовательно соединенных вентиляй лавинными диодами.

Свойства вентильных преобразователей при периодических воздействиях

Канд. техн. наук А. Б. ЗЕЛЕНОВ, инж. В. И. ШКОЛЬНИКОВ
Коммунарск

Широкое применение вентильных преобразователей в качестве регулируемых источников питания вызвало необходимость исследования их динамических свойств. В ряде работ [Л. 1—3] рассматриваются динамические свойства преобразователя как элемента в системе регулирования и, частично, их частотные свойства. Однако частотные свойства вентильных преобразователей исследованы недостаточно. Как будет показано ниже, эти свойства имеют определенную специфику и при воздействии периодических сигналов (помех) вызывают существенные отклонения от нормальных условий работы вентильного преобразователя.

На рис. 1 показано влияние периодического сигнала синусоидальной формы на процесс выпрямления в преобразователе с фазосдвигающим устройством на вертикальном принципе с пилообразным опорным напряжением. Как видно из рис. 1, при наличии периодического воздействия наблюдается отклонение времени включения каждого вентиля от заданного значения, обусловленного задающим сигналом $U_{y.c}$. Для определения отклонения по выпрямленному напряжению необходимо знать для каждого вентиля время включения t_{bi} . Время включения вентиля при пилообразном опорном напряжении определяется уравнением:

$$t_{bi} - (i-1)t_c = T_o a + \mu T_o \sin \omega_n (t_{bi} - t_h), \quad (1)$$

где t_{bi} — время включения i -го вентиля; t_c — время смещения между опорным напряжением смежных фаз; T_o — период опорного напряжения; $a = U_{y.c}/U_{mo}$ — отношение среднего значения напряжения управления к максимальному опорному напряжению; $\mu = U_{m\pi}/U_{mo}$ — отношение максимального напряжения помехи к максимальному опорному напряжению (глубина модуляции); ω_n — угловая частота помехи; t_h — начальная фаза сигнала помехи; $i = 1, 2, 3, \dots$

Поскольку уравнение (1) является трансцендентным, то в определении t_{bi} имеются определенные

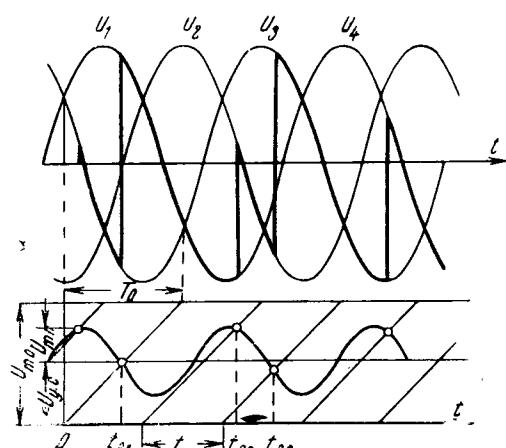


Рис. 1.

трудности, связанные с неудобствами графического решения или громоздкостью итеративного метода.

В результате многочисленных графических расчетов (рис. 1) для различных входных частот установлено, что в выпрямленном напряжении, помимо гармоник, равных частоте пульсации и кратных ей, могут присутствовать в качестве первой гармонической составляющей частоты низких порядков, удовлетворяющие условию:

$$f = \frac{mf_c}{s}, \quad (2)$$

где f_c — частота сети питания; m — количество фаз выпрямления; $s = 1, 2, 3, \dots$

Понимая под выходной частотой первую гармонику, установлено, что она возникает под действием входной частоты и равна ей, если отношение частоты пульсации выпрямленного напряжения к входной частоте составляет целое число. Если это отношение составляет дробное число, то выходная частота не равна входной и всегда меньше ее. При этом составляющая, равная входной частоте, присутствует в качестве высшей гармоники.

Назовем выходные частоты в первом случае основными, а во втором — производными. В общем случае период выходной частоты содержит n проводящих периодов вентиля, которые по своей продолжительности неодинаковы, но в сумме составляют $\frac{2\pi}{m} n$.

В частном случае, при наличии на выходе основной частоты, $n=s$.

При периодических воздействиях на преобразователь наблюдается определенное влияние фазы и амплитуды входного сигнала (помехи) на выпрямленное напряжение. Среднее значение напряжения за период выходной частоты без учета коммутации определяется выражением:

$$U_b = \frac{m\sqrt{2}E_\Phi}{2\pi n} \sum_{i=1}^{i=n} \int_{\psi_i}^{\psi_i + \lambda_i} \sin \theta d\theta = \\ = \frac{m\sqrt{2}E_\Phi}{\pi n} \sum_{i=1}^{i=n} \sin \left(\psi_i + \frac{\lambda_i}{2} \right) \sin \frac{\lambda_i}{2}, \quad (3)$$

где E_Φ — действующее значение э. д. с. фазы; $\psi_i = t_{bi}\omega_n$ — угол регулирования, отсчитываемый от начала синусоиды э. д. с.; λ_i — продолжительность работы вентиля.

При наличии n проводящих периодов между ψ и λ устанавливаются соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= \psi_2 + \frac{2\pi}{m} - \psi_1; \\ \lambda_2 &= \psi_3 + \frac{2\pi}{m} - \psi_2; \\ \dots &\dots \\ \lambda_n &= \psi_1 + \frac{2\pi}{m} - \psi_n. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

После подстановки ψ и λ в (3) с учетом (4) и некоторых преобразований получим:

$$U_b = \frac{m\sqrt{2}E_\Phi}{\pi n} \sin \frac{\pi}{m} \sum_{i=1}^{i=n} \sin \left(\psi_i + \frac{\pi}{m} \right). \quad (5)$$

Учитывая, что между ψ и α (угол регулирования при отсчете от точки естественного включения) имеется соотношение

$$\alpha = \psi - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}, \quad (6)$$

выражение (5) преобразуем к виду:

$$U_b = \frac{m\sqrt{2}E_\Phi}{\pi n} \sin \frac{\pi}{m} \sum_{i=1}^{i=n} \cos \alpha_i. \quad (7)$$

На рис. 2 показана зависимость выпрямленного напряжения от фазы входного сигнала при воздействии входных частот 50 и 75 гц для преобразователя с трехфазной однополупериодной схемой выпрямления. Расчет произведен для $a=0,5$ и $\mu=0,3$ без учета коммутации. За базовую величину принято амплитудное значение э. д. с. питающей фазы. В дальнейших расчетах также принимались указанные значения величин. Прямой линией показано напряжение при отсутствии периодического воздействия на преобразователь.

Из рис. 2 видно, что чем выше частота воздействия, тем больше отклонение напряжения от своего статического значения при изменении фазы входного сигнала. Из рис. 2 также видно, что период повторения выпрямленного напряжения для частоты 50 гц составляет 120° , а для частоты 75 гц — 180° . В общем случае период повторения U_b при изменении фазы входного сигнала на 360° составляет:

$$\delta = \frac{2\pi}{n}, \quad (8)$$

где δ — период повторения напряжения в зависимости от φ_{bx} .

Установлено, что отклонение значения напряжения U_b от статического тем меньше, чем меньше δ . Но при одинаковых δ с увеличением f_{bx} это отклонение возрастает (рис. 3). В соответствии с косинусоидальной зависимостью напряжения U_b от $\alpha(\psi)$ влияние амплитуды входного сигнала оказывается сильнее при постоянной составляющей, соответствующей большим значениям угла регулирования.

Показанная выше закономерность влияния фазы входного сигнала при наличии ее периодических изменений приводит к появлению колебаний вокруг основной частоты. Эти колебания ранее были названы производными и появляются при подаче частот, близких к основным. Они распределяются вокруг основной частоты по закону:

$$f_{np} = s \left(\frac{mf_c}{s} - f_{bx} \right) \quad (9)$$

при $f_{bx} < \frac{mf_c}{s}$;

$$f_{np} = s \left(f_{bx} - \frac{mf_c}{s} \right) \quad (10)$$

при $f_{bx} > \frac{mf_c}{s}$.

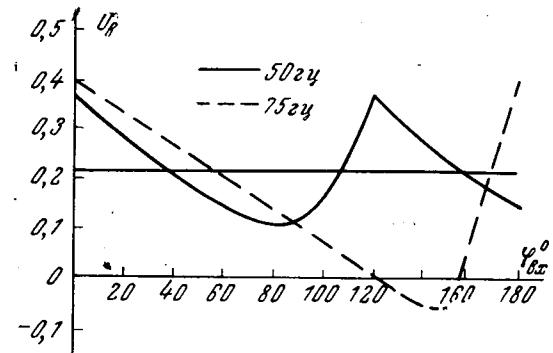


Рис. 2.

В области входных частот, определяемых смежными значениями s_i и s_{i-1} имеет место максимальная производная частота, которая определяется из условия равенства (9) и (10):

$$f_{np\,m} = \frac{mf_c}{s_i + s_{i-1}}. \quad (11)$$

Частота на входе, соответствующая максимальной производной частоте, равна

$$f_{bx} = \frac{2mf_c}{s_i + s_{i-1}}. \quad (12)$$

Максимальные производные частоты для трехфазного однонаправленного преобразователя составляют 50; 30; 21,4 гц и т. д., а соответствующие им входные частоты равны 100; 60; 42,8 гц и т. д. Анализ показал, что производные частоты состоят из неполного ряда частот, удовлетворяющих условию (2). Чтобы производные частоты имели периодичность, они должны помимо условия (9) и (10) удовлетворять требованию:

$$f_{np} = \frac{f_{bx}}{k} = \frac{mf_c}{r}, \quad (13)$$

где k и r — целые числа.

Из (9), (10) и (13) определяется условие периодичности производных частот:

$$r = sk + 1 \quad (14)$$

при $f_{bx} < \frac{mf_c}{s}$;

$$r = sk - 1 \quad (15)$$

при $f_{bx} > \frac{mf_c}{s}$.

В соответствии с найденными соотношениями устанавливается вполне определенная закономерность распределения выходных частот в выпрямленном напряжении. Вокруг любой производной частоты, определяемой условием (13), также возни-

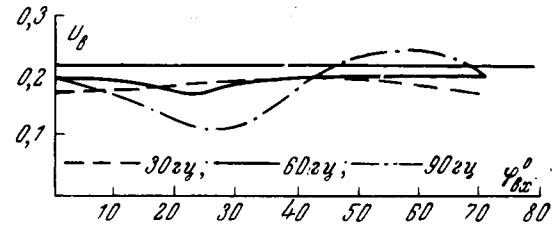


Рис. 3.

кают колебания более низких порядков, для которых можно установить закономерность распределения, как это было сделано выше. Этот процесс можно продолжать до бесконечности. Характерно, что различным входным частотам может соответствовать одинаковая выходная частота. Так, в трехфазном преобразователе выходная частота 30 гц соответствует входной 30, 60, 90 и 120 гц. В первом случае она проявляется как основная, во втором как максимальная производная, а в третьем и четвертом случаях как промежуточная производная. На любой производной частоте напряжение зависит от фазы и амплитуды входного сигнала, хотя степень влияния этих параметров несколько меньше, чем на основных частотах. На рис. 3 представлена зависимость $U_b = f(\varphi_{bx})$ для различных входных частот и одинаковой выходной.

Рассмотренные закономерности возникновения различных частот на выходе преобразователя при воздействии $f_{bx} = 0 \div m f_c$ полностью повторяются при $f_{bx} > m f_c$.

Поскольку выпрямленное напряжение при периодических воздействиях также представляет периодическую функцию, то ее можно представить рядом Фурье с постоянной составляющей, определяемой выражением (5). Коэффициенты косинусных (a_k) и синусных (b_k) членов ряда Фурье можно определить по выражениям:

$$a_k = \frac{m \sqrt{2} E_\Phi}{\pi n} \sum_{i=1}^{i=n} \int_{\psi_i + \sum_{i=0}^{i=n-1} \lambda_i}^{\psi_i + \sum_{i=1}^{i=n} \lambda_i} \sin \left[\theta - \frac{2\pi}{m}(i-1) \right] \cos kq\theta d\theta; \quad (16)$$

$$b_k = \frac{m \sqrt{2} E_\Phi}{\pi n} \sum_{i=1}^{i=n} \int_{\psi_i + \sum_{i=0}^{i=n-1} \lambda_i}^{\psi_i + \sum_{i=1}^{i=n} \lambda_i} \sin \left[\theta - \frac{2\pi}{m}(i-1) \right] \sin kq\theta d\theta, \quad (17)$$

где k — порядок гармоники; $q = \frac{f_{bx}}{f_c}$ — отношение частоты основной гармоники к частоте сети.

В соответствии с (4) устанавливаются пределы интегрирования:

$$\begin{aligned} \psi_1 + \lambda_1 &= \psi_2 + \frac{2\pi}{m}; \\ \psi_1 + \lambda_1 + \lambda_2 &= \psi_3 + \frac{4\pi}{m}; \\ \dots & \dots \dots \dots \\ \psi_1 + \lambda_1 + \dots + \lambda_{n-1} &= \psi_n + \frac{2\pi}{m}(n-1); \\ \psi_1 + \lambda_1 + \dots + \lambda_n &= \psi_1 + \frac{2\pi}{m}n. \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (18)$$

После выполнения математических операций и некоторых преобразований получаем:

$$a_k = \frac{2m \sqrt{2} E_\Phi}{\pi n (k^2 q^2 - 1)} \sin \frac{\pi}{m} \sum_{i=1}^{i=n} \left\{ kq \sin kq \left[\psi_i + \frac{2\pi}{m}(i-1) \right] \cos \left(\psi_i + \frac{\pi}{m} \right) - \right. \\ \left. - \cos kq \left[\psi_i + \frac{2\pi}{m}(i-1) \right] \sin \left(\psi_i + \frac{\pi}{m} \right) \right\}; \quad (19)$$

$$b_k = -\frac{2m \sqrt{2} E_\Phi}{\pi n (k^2 q^2 - 1)} \sin \frac{\pi}{m} \sum_{i=1}^{i=n} \left\{ kq \cos kq \left[\psi_i + \frac{2\pi}{m}(i-1) \right] \cos \left(\psi_i + \frac{\pi}{m} \right) + \right. \\ \left. + \sin kq \left[\psi_i + \frac{2\pi}{m}(i-1) \right] \sin \left(\psi_i + \frac{\pi}{m} \right) \right\}. \quad (20)$$

Из (19) и (20) находится амплитуда гармоники A_k и ее фаза φ_k :

$$A_k = \frac{2m \sqrt{2} E_\Phi}{\pi n (k^2 q^2 - 1)} \sin \frac{\pi}{m} \sum_{i=1}^{i=n} \sin \left(\psi_i + \frac{\pi}{m} \right) \times \\ \times \sqrt{1 + k^2 q^2 \operatorname{ctg}^2 \left(\psi_i + \frac{\pi}{m} \right)}; \quad (21)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_k = - \sum_{i=1}^{i=n} \operatorname{ctg} kq \left[\psi_i + \frac{2\pi}{m}(i-1) \right] \times \\ \times \frac{kq \operatorname{tg} \left[\psi_i + \frac{2\pi}{m}(i-1) \right] \operatorname{ctg} \left(\psi_i + \frac{\pi}{m} \right) - 1}{kq \operatorname{ctg} \left[\psi_i + \frac{2\pi}{m}(i-1) \right] \operatorname{ctg} \left(\psi_i + \frac{\pi}{m} \right) + 1}. \quad (22)$$

Из (1) находились конкретные значения ψ_i и подстановкой в (21) и (22) определялись зависимости $A = f(\varphi_{bx})$ и $\varphi = f(\varphi_{bx})$ первой гармоники при воздействии частот 50 и 75 гц (рис. 4). На рис. 5 представлены эти же зависимости при входных

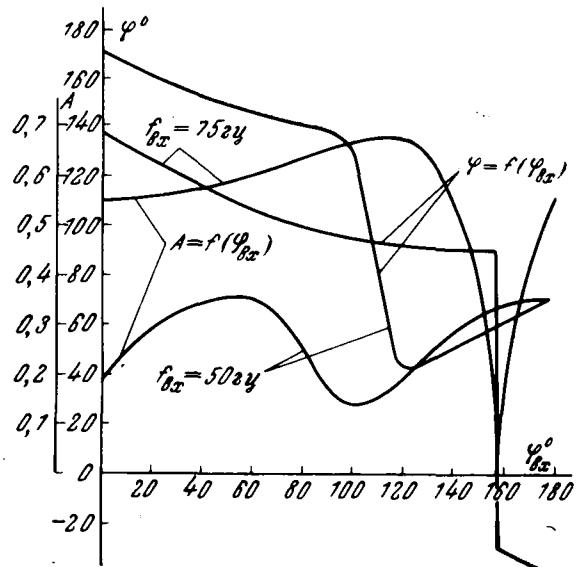


Рис. 4.

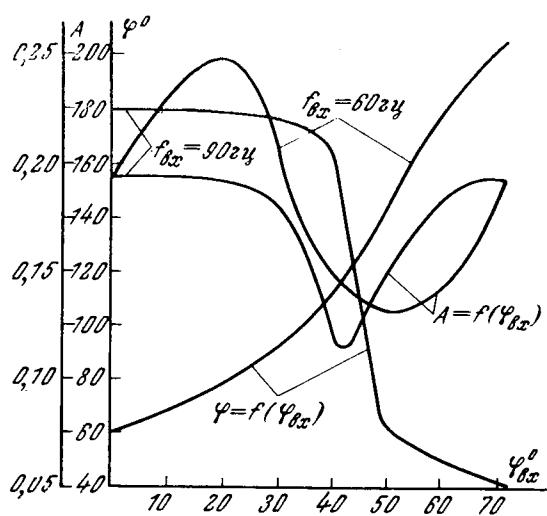


Рис. 5.

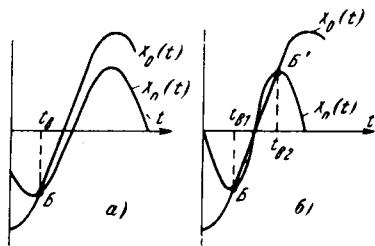


Рис. 6.

частотах 60 и 90 гц. На приведенных иллюстрациях видно, что амплитуда гармоники A повторяется в пределах δ , а фаза нет. Как амплитуда гармоники, так и ее фаза является сложной функцией $\varphi_{\theta x}$. Величина амплитуды гармоники на основных частотах больше, чем на производных.

Влияние амплитуды входного гармонического сигнала на преобразователь не имеет такой явной закономерности, как влияние фазы. Однако можно указать одну закономерность, которая требует ограничения амплитуды входного сигнала. При некоторых условиях возможно скачкообразное (релейное) изменение выпрямленного напряжения при изменении фазы входного сигнала. Это наглядно иллюстрирует рис. 6, а и б, где показано взаимодействие сигнала помехи $X_n(t)$ различных частот одинаковой амплитудой с опорным напряжением синусоидальной формы $X_0(t)$.

Из рис. 6, б видно, что возможен случай, когда время включения вентиля t_v является неоднозначной функцией входного сигнала, что является признаком появления релейного режима в изменении U_v . Неоднозначность времени t_v проявляется тогда, когда скорость изменения сигнала помехи превышает скорость изменения опорного сигнала. Можно показать, что для синусоидального опорного напряжения допустимая (критическая) амплитуда помехи, при которой еще не возникает релейный

режим, определяется выражением:

$$U_{m_0 \omega_{0.c}} = U_m \text{ при } \omega_{0.c} \quad (23)$$

Для пилообразного опорного напряжения это условие имеет вид:

$$U_m \text{ при } \omega_{0.p} = \frac{U_{m_0}}{T_{0.p}}. \quad (24)$$

Из (23) и (24) может быть определена критическая глубина модуляции μ_k для синусоидального опорного напряжения:

$$\mu_k = \frac{\omega_{0.c}}{2\omega_{0.p}}. \quad (25)$$

Для пилообразного опорного напряжения (25) имеет вид:

$$\mu_k = \frac{\omega_{0.p}}{2\pi\omega_{0.p}}. \quad (26)$$

Здесь $\omega_{0.c}$ и $\omega_{0.p}$ — соответственно частота синусоидального и пилообразного опорных напряжений.

Сопоставление преобразователей с одинаковыми входными напряжениями показывает, что критическая глубина модуляции пилообразного опорного напряжения составляет 64% от значения μ_k для синусоидального напряжения. Релейный режим наиболее сильно сказывается в области основных частот, и скачкообразное изменение напряжения может составлять несколько десятков, а иногда и сотен вольт в зависимости от величины питающего напряжения.

Вывод. При периодических воздействиях на вентильный преобразователь проявляется специфика его частотных свойств, которая состоит в том, что в спектре выпрямленного напряжения входная частота присутствует в качестве первой гармоники, если она меньше частоты пульсации в целое число раз, или в качестве высшей, если отношение m_f к $f_{\theta x}$ составляет дробное число. Первая гармоника во втором случае появляется на выходе преобразователя в результате превращения входной частоты в целый ряд производных частот.

В распределении производных частот имеется строгая закономерность, которая позволяет выявить основной источник помех, а при необходимости можно определить качественное влияние помехи. При наличии источника помех с возрастающей частотой (такогенератор) необходимо предусматривать меры по ограничению амплитуды помехи с целью исключения релейного изменения выпрямленного напряжения.

Литература

1. Шипилло В. П., Автоматизированный вентильный электропривод, изд-во «Энергия», 1969.
2. Найдис В. А. и др., Системы постоянного тока на тиристорах, изд-во «Энергия», 1966.
3. Каган В. Г. и др., Нелинейные системы на тиристорах, изд-во «Энергия», 1968.
4. Зеленов А. Б., Школьников В. И., Частотные свойства m -фазных выпрямителей, Известия вузов, «Электромеханика», 1969, № 6.

[11.9.1970]



К расчету магнитного усилителя с самонасыщением при активно-емкостной нагрузке

А. С. АНИСИМОВ, И. Б. НЕГНЕВИЦКИЙ
Московский энергетический институт

В работах, посвященных расчету характеристик вход — выход магнитного усилителя с самонасыщением (МУ) с емкостным фильтром по схеме рис. 1 [Л. 1 и 3] или в схеме с удвоением напряжения [Л. 2], не уделялось должного внимания динамическим свойствам сердечника. Между тем, эти свойства могут оказывать решающее влияние на ход процессов в усилителе и на его характеристику вход — выход. Такое явление, как ограничение скорости изменения потока [Л. 4 и 5] (коротко — «ограничение»), тоже сильно зависит от динамических свойств сердечника.

Типовые динамические характеристики сердечников — зависимости от времени скорости изменения индукции при размагничивании из состояния насыщения с постоянной напряженностью поля — могут иметь различный вид. Такие характеристики по их форме в определенном диапазоне полей и времени перемагничивания разделим на два крайних типа: *А* и *Б*. Кривые типа *А* (рис. 1, а) имеют начальный спад и затем ярко выраженные минимум и максимум, а кривые типа *Б* имеют спадающий характер (рис. 1, б).

Обычно расчет характеристики вход — выход ведется по динамической кривой размагничивания [Л. 4 и 6]. Однако имеется ряд факторов, определяющих отличие экспериментальной характеристики от расчетной. Остановимся здесь на влиянии ограничения скорости изменения потока (индукции) в управляющей полупериод. Вначале кратко напомним ход процессов при чисто активной нагрузке.

Как известно [Л. 4—6], ограничение возникает, когда в управляющей полупериод на рабочей об-

мотке наводится такое напряжение, что вентиль открывается, и замкнутая рабочая цепь ограничивает скорость изменения потока. Основные процессы при наличии ограничения покажем на примере прямоугольной формы э. д. с. Соответствующие временные диаграммы при некотором токе управления I_U качественно показаны на рис. 1.

Вначале рассмотрим МУ с сердечником типа *A*. Первый полупериод — рабочий для дросселя D_{p1} . Скорость изменения потока зависит здесь от степени насыщения сердечника в рабочий полупериод. При отсутствии ограничения она может значительно превысить э. д. с. источника питания (пунктирная кривая на рис. 1, а). На рис. 1 и последующих не учитывается падение напряжения на активном сопротивлении рабочей обмотки и диоде. Таким образом, в момент $\omega t = \pi$ вентиль D_1 не закрывается, и рабочий ток i_{p1} создает н. с., снижающую скорость изменения потока.

В момент θ_0 абсолютные значения напряжения u_{d1} , наведенного на рабочей обмотке D_{p1} , и суммы $(E + u_h)$ становятся одинаковыми, вентиль D_1 запирается, и $i_{p1} = 0$. Обычно для данного момента времени $E + u_h \approx E$, так как $u_h = R_{d1} i_{p2}$ мало по сравнению с E для ненасыщенного D_{p2} . Размагничивание D_{p1} продолжается только под действием тока I_U и идет без ограничения вплоть до момента θ_1 , когда оно вновь возникает в соответствии с ходом кривой $\frac{dB}{dt}(t)$. Наличие второго интервала ограничения зависит от величины э. д. с. и перепада индукции в сердечнике, т. е. от величины и полярности тока управления. При малых токах управления второй интервал ограничения не возникает, а при полном размагничивании сердечника, т. е. при минимальном выходе усилителя, этот интервал наибольший.

На рис. 1, б аналогичные кривые даны для МУ с сердечником типа *B*. Динамическая зависимость $\frac{dB}{dt}(t)$

такова, что скорость монотонно уменьшается, но менее резко, чем на первом участке у сердечников типа *A*. Поэтому первый интервал ограничения здесь сравнительно более длительный ($\pi - \theta_2$), а второй — отсутствует.

При синусоидальной э. д. с. размагничивание сердечника начинается уже в конце рабочего полупериода, момент же закрывания диода D_1 в управляющей полупериод будет определяться как ходом кривой $\frac{dB}{dt}(t)$, так и изменением во времени самой э. д. с. Поэтому количественно ограничение здесь иное, нежели при прямоугольной э. д. с.

Теперь перейдем к основному случаю — активно-емкостной нагрузке. Качественное описание процессов при синусоидальной э. д. с. дано в [Л. 7] без анализа влияния динамических характеристик сердечника.

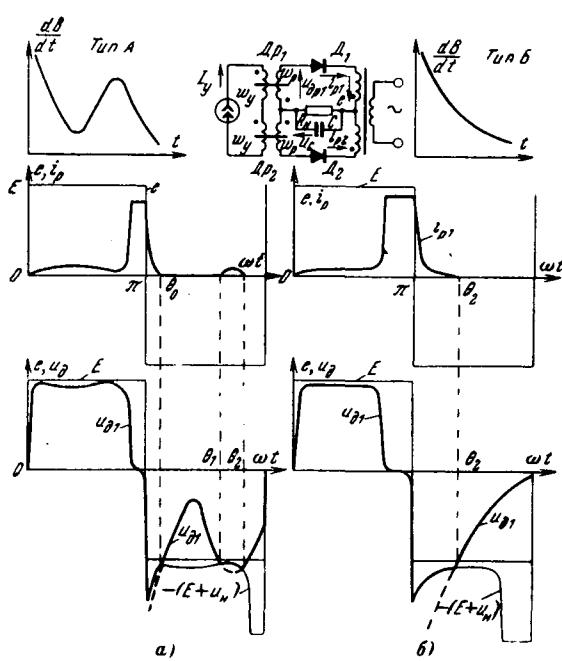


Рис. 1.

На рис. 2,а приведены временные диаграммы в усилителе с сердечником типа Б. В интервале 0— θ_1 рабочего полупериода $Dp1$ вентиль D_1 заперт, так как $e < u_c + u_{d1}$. Сердечник $Dp1$ размагничивается только под действием тока управления, а конденсатор разряжается с постоянной времени разряда $\tau_p = R_h C$. В момент θ_1 открывается вентиль D_1 , и начинает протекать рабочий ток i_{p1} . В момент θ_2 дроссель $Dp1$ насыщается, напряжение на нем быстро падает почти до нуля, а рабочий ток i_{p1} резко возрастает. Значение этого тока превышает величину тока в момент насыщения при активной нагрузке в несколько раз в зависимости от величины емкости и тока управления, поэтому степень насыщения сердечника при наличии емкости выше, чем при ее отсутствии.

По мере зарядки емкости приближенно с постоянной времени $\tau_s = \frac{R_h R_p}{R_h + R_p} C$, где R_p — сумма сопротивлений рабочей обмотки, вторичной обмотки трансформатора и прямого сопротивления вентиля, полагаемого постоянным и равным его статическому сопротивлению в «средней» точке рабочего участка вольт-амперной характеристики, рабочий ток резко уменьшается, так как одновременно уменьшается э. д. с. источника питания и возрастает u_c .

Большая степень насыщения и более резкое уменьшение рабочего тока (по сравнению со случаем без емкости) приводят к большей скорости изменения потока, и поэтому в момент θ_2 (когда $u_c + u_{d1} = e$) вентиль D_1 не закроется: возникает ограничение. В момент θ_3 вентиль D_1 запирается, дальнейшее размагничивание сердечника $Dp1$ идет при постоянной напряженности поля. Емкость разряжается на сопротивление нагрузки.

Очевидно, длительность интервала управления в случае синусоидальной э. д. с. ($2\pi - \theta_2 + \theta_1$) может существенно отличаться от длительности полупериода.

На рис. 2,б сплошными линиями показаны временные диаграммы в усилителе с сердечником типа А при достаточно большом токе управления, когда имеются оба интервала ограничения — в начале (до θ_0) и в конце (начиная с θ_1) управляющего полупериода. При этом к началу рабочего полупериода дросселя $Dp1$ ток $i_{p1} \neq 0$ (в отличие от случая сердечника типа Б). При токах управления, меньших некоторой граничной величины I_{tp} , второй интервал ограничения не возникает (рис. 2,б, пунктир).

При прямоугольной форме э. д. с. (рис. 2,в и г) длительность интервала управления остается постоянной при любом токе управления. Ограничение же проявляется количественно по-другому, ибо длительность интервала ограничения определяется разностью $e - u_c$ в управляющем полупериод, которая по форме существенно отличается от разности $e - u_c$ при синусоидальной э. д. с.

Оценим качественно влияние ограничения на характеристику вход — выход усилителя вначале при чисто активной нагрузке. Сравнение будем вести с характеристикой, рассчитанной непосредст-

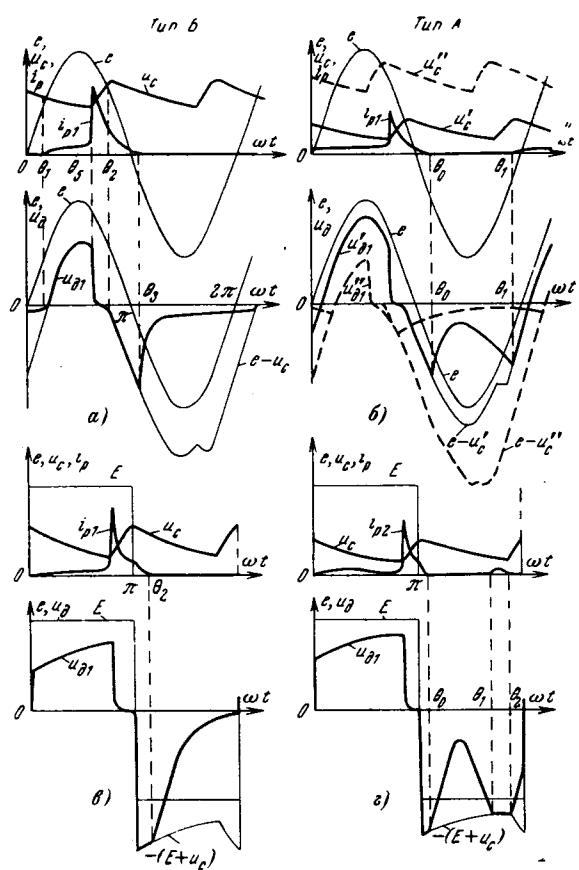


Рис. 2.

венно по динамической кривой размагничивания [Л. 4 и 6]:

$$U_n = (E - 2f\omega_p \Delta\Phi_y) \eta, \quad (1)$$

где $\Delta\Phi_y(F_y)$ — динамическая кривая размагничивания; $\eta = \frac{R_h}{R_h + R_p}$ — к. п. д. рабочей цепи.

При таком расчете не учитываются процессы ограничения, ведущие к уменьшению перепада потока по сравнению с тем, который был бы в случае отсутствия ограничения в управляющий полупериод. Это уменьшение перепада потока приводит к увеличению напряжения на нагрузке. Кроме того, напряжение на нагрузке возрастает также из-за того, что рабочий ток протекает в части управляющего полупериода.

Таким образом, ограничение приводит к смещению реальной характеристики вход — выход в сторону больших токов управления и к уменьшению ее крутизны по сравнению с расчетной. В характеристике усилителя с сердечниками типа А можно выделить два участка. На первом ($I_y < I_{tp}$) ограничение проявляется менее заметно, характеристика близка к рассчитанной по кривой размагничивания. На втором участке ($I_y > I_{tp}$) влияние ограничения проявляется сильнее.

В усилителе с сердечниками типа Б второго интервала ограничения нет, но первый проявляется столь сильно, что почти весь рабочий участок экспериментальной характеристики вход — выход идет выше и менее круто, чем у расчетной.

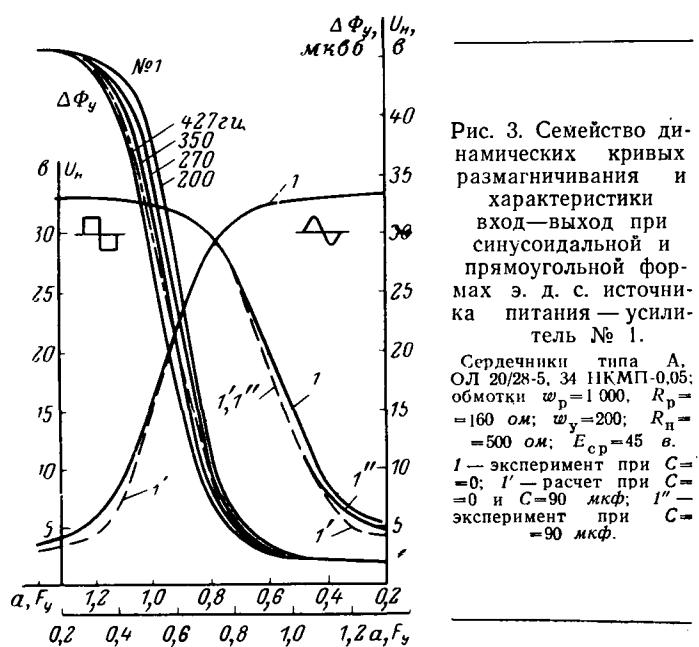


Рис. 3. Семейство динамических кривых размагничивания и характеристики вход—выход при синусоидальной и прямоугольной формах э. д. с. источника питания — усилитель № 1.

Сердечники типа А, ОЛ 20/28-5, 34 НМП-0,05; обмотки $w_p=1000$; $R_p=160 \text{ ом}$; $w_y=200$; $R_n=500 \text{ ом}$; $E_{cp}=45 \text{ в}$. 1 — эксперимент при $C=0$; 1' — расчет при $C=90 \text{ мкФ}$; 1'' — эксперимент при $C=90 \text{ мкФ}$.

На рис. 3 и 4 приведены экспериментальные и расчетные характеристики вход—выход трех усилителей с сердечниками из разных материалов, при активной нагрузке ($C=0$) и синусоидальной и прямоугольной э. д. с. источника питания, подтверждающие качественные выводы, сделанные выше. Следует отметить, что при прямоугольной э. д. с. ограничение и связанное с ним отличие экспериментальной характеристики вход—выход от расчетной больше, чем при синусоидальной э. д. с. питания.

Теперь рассмотрим влияние ограничения на характеристику усилителя с активно-емкостной нагрузкой. При прямоугольной э. д. с. (см. рис. 2, в

г) вентиль рабочей цепи закрывается и открывается (второй интервал ограничения) при $|u_d|=E+u_c>E$, т. е. при большей, чем в случае $C=0$ скорости изменения потока, поэтому интервал ограничения короче. Следовательно, при активно-емкостной нагрузке вследствие меньшего влияния ограничения экспериментальные характеристики ближе к расчетным, чем при чисто активной нагрузке (рис. 3 и 4).

Легко показать, что расчет характеристики вход—выход при активно-емкостной нагрузке, прямоугольной э. д. с. и управлении от источника тока по-прежнему ведется по (1) независимо от величины емкости. В рассмотренном режиме при прямоугольной э. д. с. в отличие от синусоидальной емкостный фильтр только слаживает пульсации, практически не изменяя ни максимального выхода, ни всей характеристики вход—выход. Расчетные характеристики при $C=0$ и $C\neq 0$ (в данном эксперименте $C=90 \text{ мкФ}$) совпадают (рис. 3 и 4).

При синусоидальной э. д. с. наличие емкости ведет к увеличению интервала управления по сравнению со случаем при $C=0$. Это увеличение — наибольшее при малых токах управления в верхней части характеристики вход—выход и почти отсутствует при больших токах управления в нижней части характеристики, где ограничение наиболее сказывается. Увеличение интервала управления эквивалентно соответствующему уменьшению частоты питания усилителя и приводит к увеличению перепада потока при одном и том же токе управления; оно по-разному проявляется в усилителях с сердечниками типа А и Б.

Итак, величина перепада потока при данном токе управления в случае синусоидального питания зависит от двух, действующих в противоположных направлениях факторов: увеличение длительности интервала управления приводит к увеличению перепада потока, ограничение скорости — к уменьшению его. На первом участке характеристики — при малых токах управления — преобладает фактор увеличения интервала управления и, следовательно, возрастает перепад потока, что приводит к смещению характеристики в сторону меньших токов управления. На втором участке — при больших токах управления — преобладает фактор ограничения, перепад потока уменьшается. Как указывалось, влияние ограничения при наличии емкости проявляется слабее, чем при активной нагрузке. В итоге, на втором участке характеристика сдвигается все же в сторону больших токов управления, но в меньшей мере, чем при $C=0$.

В дальнейшем будем вести сравнение экспериментальных характеристик вход—выход с рассчитанными по методике [Л. 1], когда в расчете не принимаются во внимание ни ограничение, ни изменение интервала управления.

В случае синусоидальной э. д. с. при условии, что постоянная времени разряда емкости τ_p велика по сравнению с периодом источника питания ($\omega R_n C \gg 1$), расчет ведется по уравнениям [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} U_n &= U_c = E_m \sin \theta_1, \\ \cos \theta_1 + \left[\theta_1 - \frac{\pi}{2} (1 + p) \right] \sin \theta_1 &= \gamma; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

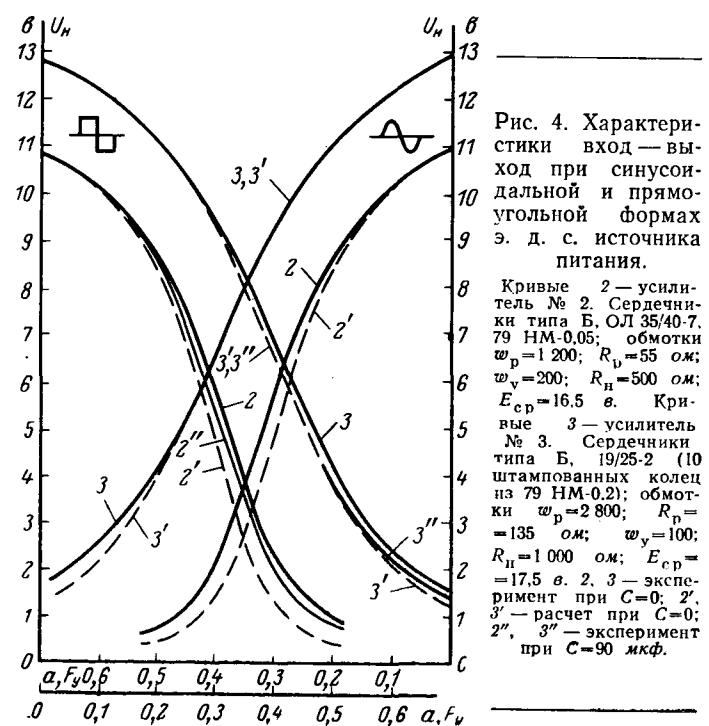


Рис. 4. Характеристики вход—выход при синусоидальной и прямоугольной формах э. д. с. источника питания.

Кривые 2 — усилитель № 2. Сердечники типа Б, ОЛ 35/40-7, 79 НМ-0,05; обмотки $w_p=1000$; $R_p=55 \text{ ом}$; $w_y=200$; $R_n=500 \text{ ом}$; $E_{cp}=16,5 \text{ в}$. Кривые 3 — усилитель № 3. Сердечники типа Б, 19/25-2 (10 штампованных колец из 79 НМ-0,2); обмотки $w_p=2800$; $R_p=135 \text{ ом}$; $w_y=100$; $R_n=1000 \text{ ом}$; $E_{cp}=17,5 \text{ в}$. 2, 3 — эксперимент при $C=0$; 2'', 3'' — расчет при $C=90 \text{ мкФ}$.

$$\gamma = \frac{\omega w_p \Delta\Phi (F_y)}{2E_m}, \quad \rho = \frac{R_p}{R_h}. \quad (3)$$

θ_1 — угол, при котором открывается вентиль рабочей цепи (рис. 2, а).

О возможном отличии экспериментальной характеристики вход — выход от рассчитанной по [Л. 1] можно судить по степени влияния на динамические кривые размагничивания изменения времени размагничивания или иначе — частоты перемагничивания. На рис. 3 и 6 приведены кривые размагничивания сердечников усилителей при разных частотах. У сердечников усилителя № 3 величина перепада потока резко уменьшается при увеличении частоты питания. Поэтому следует ожидать большего влияния расширения интервала управления на характеристику вход — выход. В усилителе № 1 это влияние должно быть меньшим. В усилителе № 2 это влияние должно быть совсем слабым, так как кривые размагничивания при частоте ниже 427 Гц мало отличаются друг от друга. Заметное влияние этого фактора должно проявиться в этих сердечниках лишь при повышенной частоте питания, например, 1 600 Гц.

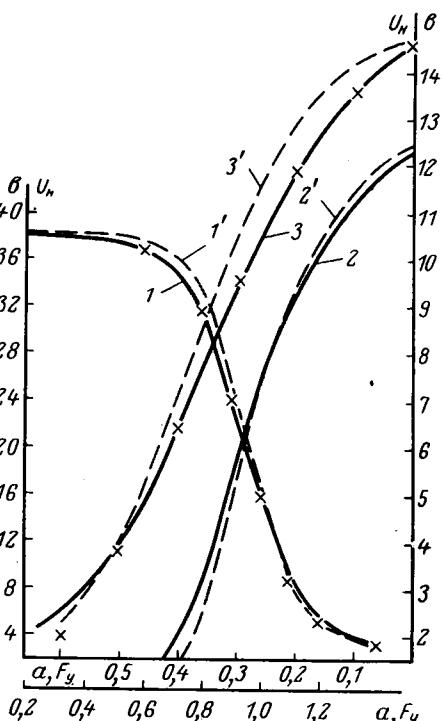
На рис. 5 приведены экспериментальные и расчетные характеристики при синусоидальной э. д. с. питания. Ход характеристик и отличие экспериментальных от расчетных соответствует полученным качественным выводам.

Расчет усилителя по методике [Л. 1] для синусоидального питания с применением кривой размагничивания, снятой при частоте питания усилителя, дает, как видно из рис. 5, погрешности в случае, когда в данных сердечниках при данной рабочей частоте имеют место сравнительно большие изменения перепада потока при изменении времени размагничивания. Ниже предлагается сравнительно простой способ учета изменения длительности интервала управления при сохранении методики расчета [Л. 1].

По (2) и (3) рассчитывается напряжение на нагрузке при данном перепаде потока, причем одновременно находится угол θ_1 (рис. 2, а), определяющий изменение интервала управления. Найденную длительность интервала управления следует пересчитать в соответствующую частоту, более низкую, чем частота питания усилителя, и по кривой размагничивания при этой частоте определить ток управления, создающий данный перепад потока. Таким образом рассчитывается вся характеристика, но для этого требуется иметь большое число кривых размагничивания в диапазоне частот от частоты питания до некоторой частоты, соответствующей максимальной длительности интервала управления, которая зависит от к. п. д. рабочей цепи и коэффициента прямоугольности петли гистерезиса.

Необходимость иметь семейство кривых размагничивания при разных частотах — недостаток такого расчета. Поэтому предлагается вести расчет, пользуясь некоторой усредненной кривой. На рис. 3 и 6 показаны такие усредненные кривые для сердечников усилителей № 1 и 3 при рабочей частоте питания 427 Гц. Построены они следующим образом. Исходя из уравнений (2) и (3) и кривой раз-

Рис. 5. Характеристики вход — выход усилителей № 1—3 при синусоидальной э. д. с. источника питания при $C=90 \text{ мкФ}$.
1, 2, 3 — эксперимент;
1', 2', 3' — расчет по динамическим кривым размагничивания на частоте 427 Гц; * — расчет по усредненной кривой размагничивания.



магничивания, снятой на частоте питания усилителя, рассчитывается для тока $I_y=0$ напряжение на нагрузке и одновременно находится длительность интервала управления. Найденную длительность пересчитываем в соответствующую частоту (в усилителях с приведенными параметрами она составляет примерно 300 Гц).

Так как на начальном участке кривых размагничивания при изменении частоты и тока управле-

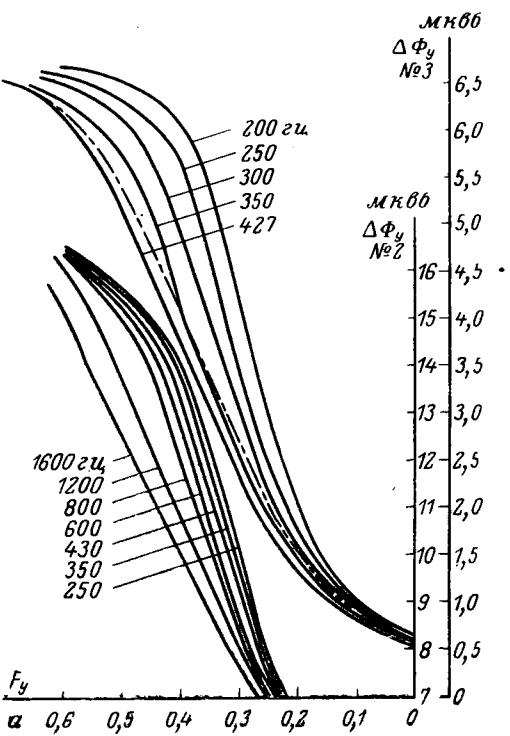


Рис. 6. Семейство динамических кривых размагничивания усилителей № 2 и 3.
— — — — — усредненная кривая размагничивания.

ния перепад потока изменяется незначительно, то найденная для $I_y=0$ длительность интервала управления здесь изменяется также незначительно. Поэтому на этом начальном участке можно принять, что усредненная кривая совпадает с кривой на рассчитанной частоте. Поскольку при больших токах управления длительность интервала управления близка к полупериоду, как и при активной нагрузке, то можно принять, что в верхней части усредненная кривая совпадает с кривой при частоте питания усилителя. Так как кривые размагничивания в средней части достаточно линейны, то и усредненная кривая в этой части принимается линейной (рис. 3 и 6). Таким образом, для приближенного построения усредненной кривой размагничивания достаточно иметь две кривых: на рабочей и на несколько меньшей (примерно 0,7 от рабочей) частотах.

Рассчитанные по усредненной кривой точки характеристик вход — выход, показанные на рис. 5 звездочками, значительно лучше соответствуют эксперименту. Крутизна усредненной кривой меньше, чем крутизна кривой на рабочей частоте. Это находится в соответствии с тем, что крутизна экспериментальной характеристики вход — выход меньше крутизны характеристики, рассчитанной по кривой размагничивания на частоте питания усилителя. В усилителе № 1 отличие в крутизне примерно 15%, в усилителе № 3 — 20%.

Расчет по усредненной кривой учитывает только расширение интервала управления и не учитывает ограничения скорости изменения потока. Однако у сердечников типа А в случае активно-емкостной нагрузки влияние ограничения мало и проявляется только в нижнем конце линейного участка характеристики вход — выход (рис. 3). У сердечников типа Б влияние ограничения оказывается сильнее, особенно в случае прямоугольной э. д. с. (рис. 4). Общий подход к количественному учету влияния ограничения скорости для активной нагрузки в статье не рассматривается..

Литература

- Синицкий Л. А., Шумков Ю. М., Анализ работы магнитных усилителей с самонасыщением при активно-емкостной нагрузке, «Электричество», 1965, № 11.
- Липман Р. А., Москалев А. И., Магнитный усилитель с самоподмагничиванием по схеме удвоения напряжения, «Автоматика и телемеханика», 1961, № 2.
- Finzi L., Lavi A., Robbi A., Self-Saturating Magnetic Amplifiers with Capacitive Loads, «Comm. and Electr.», 1963, September.
- Розенблат М. А., Магнитные усилители, изд-во «Советское радио», 1960.
- Авах Ю. А., Контроль параметров и характеристики сердечников магнитных усилителей, Госэнергоиздат, 1960.
- Липман Р. А., Негневицкий И. Б., Магнитные усилители постоянного тока с самонасыщением, МЭИ, 1966.
- Негневицкий И. Б., Переходные процессы и автоколебания в магнитных усилителях постоянного тока с самонасыщением при активно-емкостной нагрузке, сб. «Георетическая электротехника», ЛГУ, 1966, вып. I.

[29.9.1970]



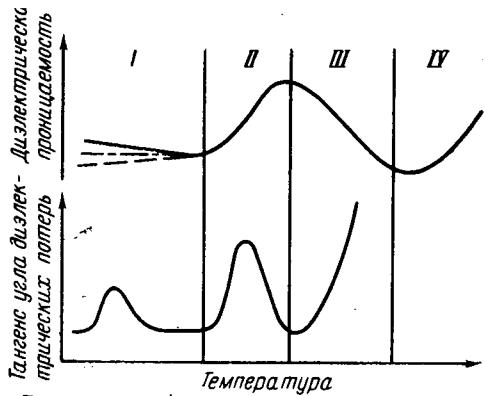
УДК 621.315.61

Применение некоторых представлений физики диэлектриков к аморфным полимерам

Г. Е. ГОЛУБКОВ

Всесоюзный электротехнический институт имени В. И. Ленина

Из многочисленных исследований аморфных полимеров известно, что температурная зависимость статической диэлектрической проницаемости ϵ_c и диэлектрической проницаемости при невысокой частоте ϵ_ω , как правило, имеет вид, указанный на рисунке.



В первой температурной области I значение $\epsilon_c \approx \epsilon_\infty$ близко к квадрату коэффициента преломления n^2 или несколько выше за счет упругого смещения ядер и диполей. Эти смещения протекают за промежутки времени, равные периоду колебаний в инфракрасной области спектра.

С ростом температуры плотность полимера снижается и значение n^2 падает, а $\epsilon_c \approx \epsilon_\infty$ может как снижаться, так и оставаться постоянной или даже несколько расти. Последнее происходит в том случае, если доля, вносимая упругим смещением диполей, велика, и она возрастает с уменьшением плотности, т. е. с ослаблением межмолекулярного взаимодействия в полимере.

Во второй температурной области II, где наблюдается релаксационная зависимость ϵ_c , идут два процесса: процесс, ведущий к снижению времени релаксации частиц за счет роста температуры и приближению этого времени к времени воздействия электрического поля ориентирующего диполи, что определяет повышение значений ϵ_c или ϵ_ω ; вто-

рой процесс — это процесс дезориентирующего действия теплового движения, разбрасывающего частицы вопреки действию электрического поля. Совместное действие этих процессов приводит к появлению максимума диэлектрической проницаемости.

Естественно, чем выше частота ω , при которой определяется диэлектрическая проницаемость ϵ_ω , тем выше должна быть температура, определяющая снижение времени релаксации τ , одновременно тем сильнее при этой температуре разбрасывающее действие теплового движения, тем меньше максимальное значение ϵ_ω .

Область III соответствует снижению ϵ_c за счет снижения релаксационной доли диэлектрической проницаемости $\Delta\epsilon_p = \epsilon_c - \epsilon_\infty$. Вместе с тем идет дальнейшее уменьшение ϵ_∞ за счет уменьшения плотности.

При дальнейшем повышении температуры (область IV) происходит термическое разрушение молекул, что обычно сопровождается ростом диэлектрической проницаемости за счет появления ионов.

Рассмотрим энергетические соотношения в полимерах при действии электрического поля напряженностью E . Предварительно следует указать, что при нагревании аморфного полимера наблюдается обычное для большинства веществ возрастание внутренней энергии U , свободной энергии F и энтропии S . Переход из стеклообразного состояния в высокоэластическое отмечается и изменением в энергетических соотношениях, а именно при этом значительно возрастает энтропия. В этот момент резко возрастает коэффициент объемного расширения, теплоемкость. Это сопровождается появлением релаксационных свойств в электрическом поле и при механических воздействиях.

В электрическом поле внутренняя и свободная энергия и энтропия определяются соответственно выражениями [Л. 1]:

$$U = U_0(T) + \left(\epsilon_c + T \frac{\partial \epsilon_c}{\partial T} \right) \frac{E^2}{8\pi}; \quad (1)$$

$$F = F_0(T) + \frac{\epsilon_c E^2}{8\pi}; \quad (2)$$

$$S = S_0(T) + \frac{\partial \epsilon_c}{\partial T} \frac{E^2}{8\pi}. \quad (3)$$

В стеклообразном состоянии при температурах, далеких от релаксационной области, диэлектрической проницаемости полимера соответствует соотношение:

$$\epsilon_c - \epsilon_\infty = \frac{3\epsilon_c}{2\epsilon_c + n^2} \frac{4\pi N}{3kT} \mu\mu^*. \quad (4)$$

Таким образом зависимость от температуры в первом приближении можно представить в виде: $\epsilon_c = \epsilon_n + \frac{A}{T}$,

где ϵ_n — часть диэлектрической проницаемости, не зависящая от температуры. Тогда, согласно (1) составляющая ϵ_n не влияет на значение внутренней энергии.

При одновременном подведении к полимеру тепловой и электрической энергии происходит изменение энтропии. С ростом напряженности поля энтропия умень-

шается при отрицательном и увеличивается при положительном значениях отношения $\frac{\partial \epsilon_c}{\partial T}$. Уменьшение ϵ_c с ростом температуры означает возрастание упорядоченности ориентации диполей и наоборот рост ϵ_c — снижение упорядоченности. В зависимости от степени упорядоченности диполей в аморфном полимере с ростом температуры изменяется значение $\frac{\partial \epsilon_c}{\partial T}$. Для упорядочен-

ных систем повышение теплового движения снижает разности энергий «правильного» и «неправильного» положения диполей и приводит к увеличению ϵ_c при действии поля (т. е. к положительному значению $\partial \epsilon_c / \partial T$) и означает уменьшение упорядоченности, рост энтропии. Приведенные выражения (1) \div (3) справедливы для изохорно-изотермического процесса. Обычно измерения диэлектрической проницаемости ведутся в условиях постоянного давления. Однако для конденсированного состояния разница между внутренней энергией и энталпийей невелика.

Таким образом, зависимость $\epsilon_c = \phi(T)$ при $p = \text{const}$ с учетом высказанного выше замечания можно использовать для рассмотрения энергетических соотношений в полимере.

Анализ экспериментальных данных температурной зависимости статической диэлектрической проницаемости аморфных полимеров показывает, что теории, объясняющей существующее изменение ϵ_c в статическом электрическом поле при возрастании температуры (область II), не существует.

Можно воспользоваться выражением:

$$\epsilon_c - \epsilon_\infty = \frac{3\epsilon_c}{2\epsilon_c + n^2} \frac{4\pi N_0 \mu\mu^*}{3kT} 4W(1-W),$$

где N_0 — число диполей в единице объема; 2μ — момент единичной ячейки; $2\mu^*$ — момент сферической области, окружающей единичную ячейку; W и $(1-W)$ — вероятности ориентации диполя соответственно в «неправильном» и «правильном» направлениях. За «правильное» направление диполя принято его положение при $T=0$ в совершенно упорядоченном состоянии [Л. 1]. Вероятность соответствующей ориентации зависит от температуры. При $T \geq T_0$, где T_0 — температура перехода, вероятность $W=1/2$, а в области $T < T_0$, но вблизи T_0 , вероятность W быстро возрастает от 0 до $1/2$.

Подобно кристаллическому веществу в аморфном полимере должны быть такие направления диполей, для которых средняя потенциальная энергия имеет минимум, так как внутри блока аморфного полимера существуют элементы упорядоченности, вызванные, например, порядком следования определенных звеньев или групп атомов в макромолекуле, т. е. химическими связями. Положения диполей, где их энергия минимальна, являются равновесными. Они отделены потенциальным барьером, а сами значения минимальной энергии различны. Средняя разность энергий диполя для этих двух разных равновесных состояний по мере увеличения неупорядоченности, вызываемой тепловым движением, будет уменьшаться вплоть до T_0 , при которой вероятности «правильного» и «неправильного» положения диполя одинаковы и равны $1/2$.

Такая зависимость ϵ_c дает качественную картину, близкую к экспериментальной, особенно если учесть, что в отличие от кристаллов, расположение соседних диполей не будет в точности одинаковым, а это, естественно, создает различные по высоте потенциальные барьеры и расширит кривую температурной зависимости вероятности ориентации диполей в «правильном» и «неправильном» направлении. Такие особенности ориентации диполей в полимере создадут более плавное изменение ϵ_c вблизи температуры перехода, т. е. вблизи температуры, при которой ϵ_c максимально, в соответствии с рисунком.

Процесс диэлектрической релаксации (области II и III) можно описать через изменение свободной энергии и энтропии диэлектрика, используя представления теории абсолютных скоростей реакции [Л. 2]. Действительно, отождествляя время релаксации τ диполя со средним временем его поворота, как это сделано в [Л. 3—5], запишем:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{kT}{h} e^{-\frac{\Delta\Phi}{RT}} = \frac{kT}{h} e^R e^{-\frac{\Delta H}{RT}},$$

где ΔH — энталпия, ΔS — энтропия активации; Φ — свободная энергия:

$$\Delta\Phi = RT \ln \frac{kT}{h}.$$

Для температуры T , при которой ϵ'' имеет максимальное значение, справедливо соотношение: $\omega\tau = 1$.

При максимальном значении $\operatorname{tg}\delta$ имеем $\omega\tau = \sqrt{\frac{\epsilon_c}{\epsilon_\infty}}$.

Эти экспериментальные данные позволяют найти значение τ . Остальные величины известны: k — постоянная Больцмана; h — постоянная Планка; R — газовая постоянная.

Если имеется температурно-частотная зависимость ϵ'' или $\operatorname{tg}\delta$, то из зависимости

$$\frac{d \ln \tau}{d(1/T)} = \frac{\Delta H}{R} + T$$

находим значение энталпии активации ΔH .

Энтропия активации ΔS находится из значений $\Delta\Phi$ и ΔH . Знак и значение энтропии ΔS , определенной таким образом для релаксационных процессов, указывают на изменение степени упорядоченности молекул.

Если процесс вести не при постоянном объеме, а при постоянном давлении, то такие же соотношения получим для свободной энталпии активации.

Из этих соотношений следует, что время релаксации определяется величиной свободной энергии (или энталпии) активации.

Аморфный полимер в области I находится в твердом стеклообразном состоянии, что соответствует в термодинамическом отношении переохлажденной жидкости. В таком полимере могут быть обнаружены релаксационные явления, связанные с движением боковых групп относительно основной цепи, с движением малых участков цепи относительно основной. Первое явление в нашей литературе именуется как дипольно-групповая (дипольно-радикальная) релаксация, а в зарубежной — соответственно как β и γ -переходы [Л. 6].

Эти переходы, как правило, существенно не влияют на значение ϵ_c , однако определяют появление релаксационных, например, дипольно-групповых диэлектрических потерь.

В области II также наблюдаются релаксационные явления в переменном электрическом поле, сопровождаемые рассеиванием энергии и появлением максимума $\operatorname{tg}\delta$ в момент, когда период действия поля и время релаксации τ близки. Это соответствует дипольно-сегментальным (дипольно-эластическим) потерям, а в зарубежной литературе обозначается как α -переход.

Из самого наименования следует, что решающую роль в этой области играет движение сегментов полимерных макромолекул. Для полимеров максимальное значение $\epsilon \operatorname{tg}\delta$ имеет место при температуре, соответствующей максимальному значению $\frac{d\epsilon}{dT}$. Ранее указано, что при максимальном значении $\frac{d\epsilon_c}{dT}$ имеет место максималь-

ное возрастание энтропии. Таким образом, максимальное значение $\operatorname{tg}\delta$ или ϵ'' и максимальное возрастание энтропии в электрическом поле оказываются взаимосвязанными.

На экспериментальных кривых зависимости $\operatorname{tg}\delta$ от температуры (или частоты) в области III имеется минимум $\operatorname{tg}\delta$, выраженный с различной степенью четкости. При более высокой температуре наблюдается экспоненциальный рост $\operatorname{tg}\delta$ за счет сквозной проводимости. Такое возрастание $\operatorname{tg}\delta$ начинается в III и продолжается в IV области температурной зависимости ϵ_c .

Четкость проявления минимального значения $\operatorname{tg}\delta$ в области III зависит от двух факторов: от величины проводимости полимера и от предельной чувствительности прибора, на котором ведется измерение. Сквозная проводимость, особенно для сильно полярных и загрязненных полимеров, может быть настолько велика, а доля релаксационных потерь настолько мала, что она на экспериментальных кривых явно в виде максимума $\operatorname{tg}\delta$ не выражается. Когда релаксационные потери превышают потери проводимости, на температурно-частотных кривых $\operatorname{tg}\delta$ имеется максимум, а также при заметном росте потерь проводимости достаточно четко выражен минимум.

Чувствительность прибора имеет существенное значение для неполярных и слабополярных полимеров. При изучении таких соединений может случиться, что релаксационные потери и потери проводимости в некоторой области температур становятся меньше предельной чувствительности прибора и их изменение не фиксируется. Минимум получается весьма «размазанным», расплывчатым. В стеклообразном состоянии также могут иметься максимумы и минимумы $\operatorname{tg}\delta$. О максимуме дипольно-групповых потерь мы уже упоминали выше, соответственно может быть и «разрешенный» минимум. Однако в этом сообщении они подробно не рассматриваются.

Таким образом, рассматривая значение $\operatorname{tg}\delta$ для полимера в широкой области температур, необходимо считаться с наличием проводимости и потерь, обусловленных ею.

Кроме того следует иметь в виду, что проводимость при переменных полях, адсорбционная проводимость всегда больше, чем сквозная проводимость при постоянном электрическом поле [Л. 7]. В таком случае для определения и анализа следует воспользоваться таким выражением для $\operatorname{tg} \delta$, которое учитывает как потери релаксационного типа, так и удельные проводимости на постоянном γ и переменном токе g . Такое выражение дается в [Л. 7]:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\gamma(1 + \omega^2 \tau^2) + \omega^2 \tau^2 g}{\frac{\epsilon_c}{\epsilon_\infty} \omega (1 + \omega^2 \tau^2) + \omega g}.$$

Для анализа в первом приближении полагаем, что отношения $\frac{\epsilon_c}{\epsilon_\infty} = b$ и $\frac{\gamma}{g} = a$ не зависят от $\omega \tau$. Тогда условие наличия экстремумов будет:

$$2(\omega \tau)^2 = (b - 3c) \pm \sqrt{(b - 3c)^2 - 4bc},$$

где $c = \frac{\gamma}{\gamma + g} = \frac{a}{a + 1}$; плюс соответствует максимальному, а минус — минимальному значению $\operatorname{tg} \delta$. При $\sqrt{(b - 3c)^2 - 4bc} = 0$ экстремумы совпадают, что практически также случается [Л. 8].

Отметим, что

$$b = \frac{\epsilon_c}{\epsilon_\infty} \geq 1; \quad c = \frac{\gamma}{\gamma + g} < 1.$$

Если $0 < c < \frac{1}{9} \frac{\epsilon_c}{\epsilon_\infty}$ или $0 < \frac{\gamma}{g} < \frac{\epsilon_c}{9\epsilon_\infty + \epsilon_c}$, имеются экстремумы. При $c = \frac{1}{9} \frac{\epsilon_c}{\epsilon_\infty}$ экстремумы совпадают и $\tau = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{\epsilon_c}{3\epsilon_\infty}}$. Далее, поскольку для полимеров отношение $\epsilon_c/\epsilon_\infty$ редко бывает более двух, то при наличии экстремумов для $\operatorname{tg} \delta$ адсорбционная проводимость g должна превышать γ более чем в 2—4 раза.

Если рассматривать температурную зависимость $\operatorname{tg} \delta$, то наличие проводимости приводит к тому, что положение $\operatorname{tg} \delta_{\max}$ не определяется условием $(\omega \tau)^2 = \frac{\epsilon_c}{\epsilon_\infty}$, а смешено в сторону меньших значений $\omega \tau$, т. е. в сторону более высокой температуры для температурной зависимости $\operatorname{tg} \delta$, или меньшей частоты — для частотной. Положение $\operatorname{tg} \delta_{\min}$ вследствие наличия проводимости сдвигается в сторону более низких температур и таким образом, чем больше проводимость полимера на постоянном токе или чем меньше адсорбционная проводимость, тем меньше температурный диапазон между $\operatorname{tg} \delta_{\max}$ и $\operatorname{tg} \delta_{\min}$ и наоборот.

Из приведенного следует, что для анализа полимеров важно не только нахождение максимального значения тангенса угла потерь релаксационного типа и температуры, при которой это наблюдается, но и точки минимума его. Соотношения между температурами (или частотами) максимума и минимума $\operatorname{tg} \delta$ могут оказаться полезными при определении удельной проводимости полимеров γ и g , их соотношения и при определении энергии активации.

Если выразить время релаксации для случая, когда внутреннее поле равно полю Лоренца, то найдем, что

$$\tau = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{\epsilon_c}{\epsilon_\infty}} \frac{\epsilon_\infty + 2}{\epsilon_c + 2},$$

где ω — соответствует частоте максимального значения $\operatorname{tg} \delta$.

Отсюда можно найти энергию активации релаксационных процессов в виде:

$$U \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) = R \ln \frac{\omega_2}{\omega_1} + \\ + R \ln \sqrt{\frac{b_1 - 3c_1 + \sqrt{(b_1 - 3c_1)^2 - 4b_1 c_1}}{b_2 - 3c_2 + \sqrt{(b_2 - 3c_2)^2 - 4b_2 c_2}}} \times \\ \times \frac{\frac{b_2 + \frac{2}{\epsilon_{2\infty}}}{\epsilon_{2\infty}}}{\frac{b_1 + \frac{2}{\epsilon_{1\infty}}}{\epsilon_{1\infty}}} \frac{1 + \frac{2}{\epsilon_{1\infty}}}{1 + \frac{2}{\epsilon_{2\infty}}}.$$

где b_1 и c_1 — значения для T_1 ; b_2 и c_2 — соответственно для T_2 .

Подобным же образом можно найти энергию активации из минимальных значений $\operatorname{tg} \delta$:

$$U \left(\frac{1}{T'_1} - \frac{1}{T'_2} \right) = R \ln \frac{\omega_2}{\omega_1} + \\ + R \ln \sqrt{\frac{b'_1 - 3c'_1 - \sqrt{(b'_1 - 3c'_1)^2 - 4b'_1 c'_1}}{b'_2 - 3c'_2 - \sqrt{(b'_2 - 3c'_2)^2 - 4b'_2 c'_2}}} \times \\ \times \frac{\frac{b'_2 + \frac{2}{\epsilon'_{2\infty}}}{\epsilon'_{2\infty}}}{\frac{b'_1 + \frac{2}{\epsilon'_{1\infty}}}{\epsilon'_{1\infty}}} \frac{1 + \frac{2}{\epsilon'_{1\infty}}}{1 + \frac{2}{\epsilon'_{2\infty}}}.$$

Если $b_1 \approx b_2$ и $c_1 \approx c_2$, то второй член этого выражения близок к нулю и в этих случаях имеем:

$$U = \frac{R \ln \frac{\omega_2}{\omega_1}}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} = R \frac{\Delta \ln \omega}{\Delta \frac{1000}{T}}, \text{ ккал/моль},$$

где T_1 и T_2 — температура при максимальных (минимальных) значениях $\operatorname{tg} \delta$.

Если выразить удельную проводимость на постоянном токе в виде $\gamma = \gamma_0 e^{\frac{U_1}{RT}}$, а удельную адсорбционную проводимость в виде $g = g_0 e^{-\frac{U_g}{RT}}$, то получим:

$$\frac{\gamma}{g} = \frac{\gamma_0}{g_0} e^{-\frac{U_1 - U_g}{RT}}.$$

Таким образом, только в случае, когда проводимость на постоянном и переменном токе имеет одинаковую энергию активации величины $a = \frac{\gamma}{g}$ и c не зависят от температуры или от $\omega \tau$. В случае, если $U_g > U_1$ с ростом температуры отношение $\frac{\gamma}{g}$ растет, приближаясь к значению $\frac{\gamma_0}{g_0}$. При $U_g < U_1$ с ростом температуры значение отношения $\frac{\gamma}{g}$ уменьшается, приближаясь к $\frac{\gamma_0}{g_0}$. Тогда для температурно-частотной зависимости $\operatorname{tg} \delta$ с ростом частоты для случая $U_g > U_1$ значения температуры для $\operatorname{tg} \delta_{\max}$ и $\operatorname{tg} \delta_{\min}$ сближаются. В случае $U_g < U_1$ температурный диапазон расширяется.

Следовательно, если с ростом температуры отношение $\frac{\gamma}{g}$ растет, то получим тем большее снижение величины энергии активации времени релаксации при вычислении ее из зависимости $\ln \omega = \varphi \left(\frac{1}{T} \right)$, чем выше частоты, при которых ведутся измерения.

Необходимо указать на то обстоятельство, что в широком температурном интервале полимер переходит в разные физические состояния, при которых изменяются подвижность и концентрация проводящих частиц и отношение $\frac{\gamma_0}{g_0}$ также нельзя считать строго не зависимым от температуры. Однако в пределах одного установившегося физического состояния это отношение, в первом приближении, можно считать постоянным.

Известно, что для релаксационных потерь максимальное значение $\operatorname{tg} \delta$ будет при $\omega\tau = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\epsilon_\infty}}$.

Нетрудно убедиться, что при

$$\omega\tau = (2 \pm \sqrt{3}) \sqrt{\frac{\epsilon_c}{\epsilon_\infty}} \operatorname{tg} \delta_{1,2} = \frac{1}{2} \operatorname{tg} \delta_{\max}.$$

Отсюда можно прийти к соотношению, позволяющему оценить энергию активации релаксационного процесса:

$$U_r = \frac{5,24 T_1 T_2}{T_2 - T_1} \approx \frac{5,24 T_{\max}^2}{T_2 - T_1}.$$

Однако в действительности полимер имеет набор времен релаксации, характеризуемый параметром плотности распределения, например, в виде [Л. 9]:

$$\frac{\epsilon}{2\epsilon''_m} = \frac{1}{(\omega\tau)^\lambda + (\omega\tau)^{-\lambda}} = \frac{1}{2} \operatorname{sch} [\lambda \operatorname{In}(\omega\tau)].$$

Тогда имея значения T_1 и T_2 , для которых $\operatorname{tg} \delta$ равен $0,5 \operatorname{tg} \delta_{\max}$, можно найти

$$\lambda U_r = \frac{5,24 T_1 T_2}{\Delta T},$$

где

$$\Delta T = T_2 - T_1.$$

Таким же образом можно находить любую долю от значения $\operatorname{tg} \delta_{\max}$. Например, для $\operatorname{tg} \delta = 0,75 \operatorname{tg} \delta_{\max}$ имеем:

$$\lambda U_r = \frac{3,15 T_1 T_2}{\Delta T}.$$

В случае значительной проводимости, когда $(\omega\tau)_{\max}^2 = \frac{1}{2} (b - 3c) + \frac{1}{2} \sqrt{(b - 3c)^2 - 4bc}$ можно найти значения температуры или частоты при температурной или частотной зависимостях $\operatorname{tg} \delta$, для которых $\operatorname{tg} \delta = 0,5 \operatorname{tg} \delta_{\max}$. Таких точек будет три (если есть минимальное значение $\operatorname{tg} \delta$) и они находятся из следующих зависимостей:

$$(\omega\tau)_1 = 2 \sqrt{-p} \cos \left(\frac{\varphi}{3} + \frac{z}{3} \right);$$

$$(\omega\tau)_2 = -2 \sqrt{-p} \cos \left(\frac{\varphi}{3} + 60^\circ \right) + \frac{z}{3};$$

$$(\omega\tau)_3 = -2 \sqrt{-p} \cos \left(\frac{\varphi}{3} - 60^\circ \right) + \frac{z}{3},$$

здесь

$$\cos \varphi = \frac{-q}{\sqrt{-p^3}}; \quad q = \frac{z}{2} \left(\frac{b}{3} - c - \frac{2z^2}{27} \right);$$

$$p = \frac{b}{3} - \frac{z^2}{9}; \quad z = \frac{2(x^2 + b)x}{x^2 + c},$$

где

$$x = \omega\tau \text{ при } \operatorname{tg} \delta_{\max},$$

т. е.

$$x = \sqrt{\frac{1}{2}(b - 3c) + \frac{1}{2}\sqrt{(b - 3c)^2 - 4bc}}.$$

Если брать не $0,5 \operatorname{tg} \delta_{\max}$, а n -ю долю, т. е. $\frac{\operatorname{tg} \delta_{\max}}{\operatorname{tg} \delta} = n$, то изменится лишь выражение для $z = \frac{n(x^2 + b)x}{x^2 + c}$. Остальные зависимости останутся прежними.

Подобным же образом можно найти условия для значения $\operatorname{tg} \delta$, в m раз большего, чем $\operatorname{tg} \delta_{\min}$. В этом случае изменится z :

$$z = \frac{(x^2 + b)x}{(x^2 + c)m}.$$

Остальные выражения не изменятся. Подобно тому, как это сделано для доли от максимального значения $\operatorname{tg} \delta$, при величине тангенса угла потерь, в несколько раз большей минимального его значения, можно найти два ближайших значения $\omega\tau$, по которым определить и величину λU_r , или, зная λ , найти U_r .

Для отношения одного значения $\operatorname{tg} \delta$ к $\operatorname{tg} \delta_{\max}$ и $\operatorname{tg} \delta_{\min}$ или выбирая $\operatorname{tg} \delta$ как среднее геометрическое из максимального и минимального его значений можно из экспериментальных данных получить большое количество сведений о поведении полимера в электрическом поле: можно определить величину энергии активации, плотность распределения частиц, соотношения проводимостей и т. д.

Следующей ступенью приближения является учет температурной зависимости диэлектрической проницаемости и отношения проводимостей.

Литература

- Фрелих Г., Теория диэлектриков, Изд-во иностранной литературы, 1960.
- Френкель Я. И., Кинетическая теория жидкостей, Изд. АН СССР, 1948.
- Глесстон С., Лейблер К., Эйринг Г., Теория абсолютных скоростей реакций, Изд-во иностранной литературы, 1948.
- Шахаронов М. И., Методы исследования теплового движения молекул и строения жидкостей, Изд. Московского университета, 1963.
- Сканави Г. И., Губкин А. Н., ЖЭТФ, т. 27, вып. 6 (12), 1954.
- Переходы и релаксационные явления в полимерах, Составитель Р. Бойер, изд-во «Мир», 1968.
- Сканави Г. И., Физика диэлектриков, Область слабых полей, Гостехиздат, 1949.
- Бердов Г. И., Известия вузов, «Физика», 1962, № 3.
- Fuoss R., Kirkwood J., Electrical properties of solid, Journal American Chemical Society, 63, 1941.

[15.10.1970]



Обобщение критерия Эвершеда для расчета постоянных магнитов

И. Г. ГУЛЯЕВ

Ленинград

Предложенный Эвершедом [Л. 1] метод расчета оптимального режима работы постоянного магнита предназначен для определения минимального объема магнита, необходимого для создания заданной плотности магнитного поля в рабочем воздушном зазоре определенных размеров.

В практических задачах по расчету магнитных систем с постоянными магнитами часто требуется получить в заданном рабочем пространстве максимальную напряженность магнитного поля при некоторых ограничивающих условиях, например, при заданной массе (объеме) магнита или заданных габаритах магнитной системы. Назовем эти задачи соответственно прямой и обратной. Для обоих случаев критерий оптимальности использования материала магнита по Эвершеду выражается в том, что оптимальная рабочая точка на кривой размагничивания является точкой, в которой произведение магнитной индукции на напряженность поля в материале магнита (BH) максимально.

Расчет и контроль расчета магнитных систем с постоянными магнитами по методу Эвершеда производят с использованием графических построений. Даже широко применяемая [Л. 2] в расчетах аппроксимация кривых размагничивания уравнением равносторонней гиперболы (способ гиперболы) не устраниет необходимости выполнения графических построений при расчете оптимального варианта. Эта необходимость обусловлена отсутствием наглядного аналитического выражения для критерия Эвершеда, особенно для систем с рассеянием потока, которое бы давало оптимальную зависимость между параметрами магнита и его нагрузкой (магнитной системой, включающей рабочий зазор). Кроме того, в [Л. 3 и 4] было показано (посредством графических построений или использования способа гиперболы), что критерий Эвершеда справедлив лишь для систем без рассеяния потока (идеальных). Применение же этого метода к реальным системам не обеспечивает рационального использования материала магнита.

Аналитические исследования [Л. 2, 5 и др.] по выбору оптимальной рабочей точки магнита выполнены преимущественно на основе способа гиперболы, который по исходным данным пригоден лишь для расчета магнитотвердых материалов только определенного класса. Для наиболее эффективных материалов с прямоугольной формой кривой размагничивания (или приближающейся к прямоугольной), особенно анизотопных, этот способ непригоден вследствие возникновения больших (до 80%) погрешностей в расчете [Л. 6]. Попытки использования новых способов аппроксимации кривых размагничивания в расчетах оптимального варианта магнитной системы приводят к такому разнообразию выражений для критерия оптимальности, что практически в них трудно ориентироваться. Обзор таких методов дан в [Л. 7]. Часто выражения при этом получаются громоздкими, неудобными для практического использования.

Наглядных и обобщающих аналитических соотношений по расчету оптимального варианта магнитной системы с постоянным магнитом не существует и сейчас, в связи с чем на практике отдается предпочтение графическим методам.

В статье поставлена задача получить аналитическое выражение для критерия оптимальности использования материала магнита в обобщенной форме, т. е. вне зависимости от формы кривой размагничивания и режимов работы магнита (на основной кривой или кривой возврата), а также с учетом реально существующих потоков рассеяния магнита в системе. Задача сводится к отысканию условий, при которых магнит развивает максимальную полезную энергию в нагрузке при наличии потока рассеяния.

В [Л. 8] установлено, что предельная кривая размагничивания любых марок сплавов постоянных магнитов может быть выражена во втором квадранте системы координат BH через однозначную функцию.

В современных отечественных и зарубежных стандартах и нормах на магнитотвердые материалы это положение принимается за основу. Кроме того, историческая практика разработки и применения магнитотвердых материалов дает основание считать эту функцию аналитической, следовательно, кривую размагничивания любого магнитотвердого материала можно представить обобщенной аналитической функцией:

$$B=F(H). \quad (1)$$

Значение удельной энергии магнита при его работе на обобщенной кривой размагничивания будет соответственно выражаться тоже аналитической функцией (без учета знака у H):

$$w=HF(H). \quad (2)$$

Не учитывая знак у H , мы условно заменили левую систему координат правой. Пусть приведенная величина проводимости рассеяния равна g_s , тогда удельную энергию рассеяния магнита можно [Л. 9] представить выражением:

$$w_s=g_s H^2. \quad (3)$$

Полезная удельная энергия равна разности между полной удельной энергией и удельной энергией рассеяния:

$$w_i=HF(H)-g_s H^2. \quad (4)$$

Исследуя (4) на экстремум, получаем:

$$-F'(H)=\frac{B}{H}-2g_s. \quad (5)$$

В правой системе координат знак минус у производной означает, что касательная к функции в оптимальной точке наклонена к оси абсцисс под отрицательным углом, поэтому

$$-F(H)=\mu_0 \mu_d. \quad (6)$$

Поскольку общая приведенная магнитная проводимость состоит из суммы приведенных проводимостей полезной нагрузки и рассеяния

$$g=\frac{B}{H}=g_n+g_s. \quad (7)$$

то (5) примет вид:

$$\mu_0 \mu_d = g_n - g_s. \quad (8)$$

Для режима работы на кривой возврата

$$\mu_0 \mu_r = g_n - g_s. \quad (9)$$

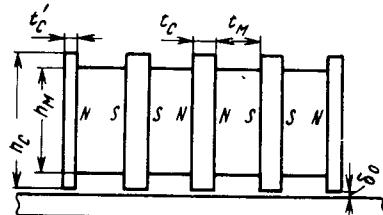
Здесь и далее μ_0 — магнитная постоянная; μ_d — относительная дифференциальная магнитная проницаемость материала магнита; μ_r — относительная возвратная магнитная проницаемость материала магнита.

В общем случае с учетом возможного режима работы магнита на основной кривой и кривой возврата

$$\mu_0 \mu_d = g_n - g_s, \quad (10)$$

где под μ_d следует понимать относительную дифференциальную магнитную проницаемость в случае работы магнита на основной кривой и относительную возвратную проницаемость в случае работы на кривой возврата.

Рис. 1. Магнитная система с постоянными магнитами, примененная в экспериментах на нормальный отрыв.



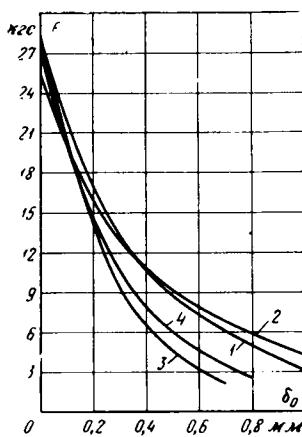


Рис. 2. Экспериментальные тяговые характеристики магнитных систем в расчете на одну элементарную ячейку.

1 — $t_m = 16 \text{ мм}$; $t_c = 3 \text{ мм}$; 2 — $t_m = 16 \text{ мм}$; $t_c = 5 \text{ мм}$; 3 — $t_m = 7 \text{ мм}$; $t_c = 3 \text{ мм}$; 4 — $t_m = 7 \text{ мм}$; $t_c = 5 \text{ мм}$.

Переходя к действительным (не приведенным) значениям проводимостей, получаем:

$$G_m^{\text{пр}} = G_i - G_s. \quad (11)$$

Для обратной задачи справедливо:

$$G_i^{\text{опт}} = G_m + G_s. \quad (12)$$

Выражения (11) и (12) представляют собой обобщенный критерий оптимальности использования материала магнита. В форме, удобной для использования при расчетах совместно с графическим изображением кривой размагничивания, (11) и (12) можно представить выражением:

$$\left(\frac{B}{H}\right)^{\text{опт}} = \frac{\mu_0 \mu_{\Delta} \sigma}{2 - \sigma}, \quad (13)$$

где σ — коэффициент рассеяния магнитного потока.

Сравнивая (13) с известными (2), (5), (7) и другими выражениями для определения оптимальной рабочей точки магнита, убеждаемся, что критерий Эвершеда для идеальных (без рассеяния) магнитных систем получается из (11) и (12) при $G_s = 0$ или из (13) при $\sigma = 1$.

Методика вывода обобщенного критерия не противоречит методике графического [Л. 7] отыскания оптимальных условий использования постоянных магнитов. Вывод осуществлен в соответствии с требованиями аналитической строгости. Экспериментальная проверка точности полученного обобщенного критерия проведена на основе эффекта силового воздействия постоянных магнитов на ферромагнитные материалы. Для этого использовалась достаточно простая магнитная система из постоянных магнитов и полюсников (рис. 1), которая подвергалась испытанию на нормальный отрыв от плоской ферромагнитной поверхности из стали Ст. 3.

Величина рабочего зазора δ_0 (половина расчетной длины зазора) изменялась с помощью тонких немагнитных прокладок из целофана в пределах, обеспечивающих получение максимума произведения значений тягового усилия и зазора ($F\delta_0$). Такое произведение называют [Л. 11 и 12] условной полезной работой нормального отрыва. В опытах изменялись также толщина (длина) магнита t_m и толщина полюсника t_c , при этом использовался магнит из оксидно-бария феррита марки 2БА. Усилия отрыва определялись на универсальном пружинном динамометре типа ДПУ-0,1 (ГОСТ 9409-60). Полученные экспериментальные тяговые характеристики магнитных систем представлены на рис. 2. Теоретическое обоснование такого эксперимента заключается в том, что полез-

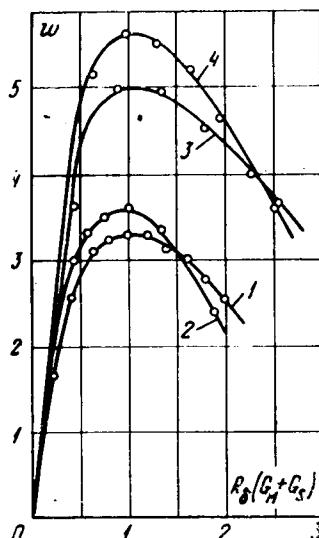


Рис. 3. Зависимость удельной полезной энергии магнита от величины обобщенного параметра магнитной системы.

(Обозначения условий эксперимента 1, 2, 3, 4 те же, что и на рис. 2.) R_d — магнитное сопротивление рабочего зазора; G_m — магнитная проводимость магнита; G_s — магнитная проводимость рассеяния системы относительно полюсов магнита.

ная энергия магнита в рабочем зазоре равна условной работе отрыва системы. Это следует, например, из формулы Максвелла для расчета нормального тягового усилия:

$$F = \frac{B_d^2 S_d}{2\mu_0},$$

где B_d — магнитная индукция в рабочем зазоре; S_d — площадь торца полюсника, примыкающего к рабочему зазору. При этом представляющая интерес величина зазора не превышает 1 мм (рис. 2), т. е. достаточно мала, так что краевым эффектом (выпучиванием потока на кромках полюсников) пренебрегаем.

Тогда условная работа отрыва

$$F\delta_0 = \frac{B_d S_d}{2\mu_0} \delta_0 = \frac{B_d}{2\mu_0} V_d = w_d V_d = W_d,$$

где w_d — удельная магнитная энергия в рабочем зазоре; V_d — объем рабочего зазора; W_d — полная энергия в зазоре (полезная).

Таким образом, равенство условной работы отрыва и полной полезной энергии магнита в проведенных опытах легко доказывается.

Преимущество данного эксперимента перед непосредственным измерением значений напряженности магнитного поля в зазоре или магнитной индукции очевидно, так как прямое измерение B_d или H_d сопряжено (при малых зазорах) с использованием сложной измерительной техники и значительными техническими неудобствами. В выбранной методике, видимо, обеспечивается и неменьшая точность эксперимента, поскольку цена одного деления шкалы использованного динамометра составляет 1 кг, а нагрузка на динамометр подбиралась (изменением количества ячеек в системе) из условия полного использования шкалы (100 кг). При этом образцы магнитов одинаковых размеров 16×19×82 или 7×20×80 мм подбирались предварительно по сходности магнитных характеристик. Высота полюсников ($h_c = 25 \text{ мм}$) и их ширина ($c_c = 100 \text{ мм}$) оставались во всех опытах неизменными.

Проводимость рассеяния магнитной ячейки в системе, а также проводимости магнита и рабочего зазора определялись расчетным путем по известным [Л. 12 и др.] формулам:

$$G_s = \mu_0 \left(\frac{\Delta S}{t_m} + 0,64 \frac{P}{1 + 2 \frac{t_m}{t_c}} \right),$$

где $\Delta S = h_c c_c - S_m$; P — периметр открытых торцов полюсников;

$$G_m = \mu_0 \mu_r \frac{S_m}{t_m},$$

где S_m — площадь поперечного сечения магнита (площадь полюса); $\mu_r \approx 1,1$ — среднее значение относительной возвратной магнитной проницаемости магнита 2БА;

$$G_d = \mu_0 \frac{S_d}{2\delta_0}.$$

Коэффициент рассеяния потока

$$\sigma = 1 + \frac{G_s}{G_d}.$$

В результате указанной обработки экспериментальных данных (рис. 2) построены графики (рис. 3) зависимости удельной полезной энергии магнита (условной работы отрыва, отнесенной к объему магнита) от величины обобщенного параметра магнитной системы:

$$w_d = f[R_d(G_m + G_s)],$$

где $R_d = \frac{1}{G_d}$ — магнитное сопротивление рабочего зазора. Из

графика видно, что максимум полезной энергии магнита достигается во всех случаях испытаний при

$$R_d(G_m + G_s) = 1.$$

Таким образом, в пределах точности эксперимента и технических расчетов аналитический результат и экспериментальные данные совпадают полностью.

О возможностях метода свидетельствует случай расчета стабилизированных постоянных магнитов по производным характеристикам Разумовского Н. Н. [Л. 13 и 14]. В этом слу-

чае самой общей задачей является расчет магнитной системы со стабилизированным магнитом без графического построения производной (стабилизированной) характеристики, которая обычно в ГОСТ, нормах или справочной литературе не приводится. Этот вопрос в общем случае, очевидно, требует специального исследования.

Рассмотрим лишь некоторые аспекты такой задачи.

Поскольку вывод обобщенного критерия оптимальности базировался на условии произвольной формы характеристики размагничивания, то очевидно, полученный результат справедлив и для производных характеристик Разумовского Н. Н. Следовательно, если известно аналитическое выражение такой характеристики, то решение уравнения этой характеристики с учетом условия оптимальности (13) даст конкретные значения B' и H' на этой производной характеристике, т. е. задача расчета системы сразу же решается. При этом необходимо заранее знать некоторое среднее для предполагаемой рабочей области характеристики значение относительных возвратной или дифференциальной (в зависимости от условий работы магнита в системе) магнитных проницаемостей. В оптимальном варианте такая рабочая область должна находиться между точкой максимального значения $B'H'$ и точкой B_r , или B_v при $H'=0$ (без учета магнитного сопротивления стяжки магнитопровода), где B_r — остаточная индукция; B_v — индукция возврата на частном цикле.

В этом интервале обычно изменение μ_d невелико и в первом приближении, видимо, следует взять соответствующее значение для средней точки такого участка на основной характеристике, поскольку формы производной характеристики и основной на этом участке, как правило, идентичны. Значение μ_r , как известно, на основной и производной характеристиках одно и то же. В большинстве случаев при этом производить уточненный расчет не потребуется, так как величина уточнения не будет превышать общей точности расчета магнитных проводимостей.

Расчетные примеры Разумовского Н. Н. [Л. 13] для использования стабилизированного магнита дают следующие результаты:

а) $G_\delta = 12,4\mu_0$; $G_s = 11,86\mu_0$; $kG_m = 3,85\mu_0$; где k — коэффициент приведения проводимости магнита к его полюсам, принятый равным 1/3;

б) $G_\delta = 18,8\mu_0$; $G_s = 29\mu_0$; $kG_m = 8,22\mu_0$;

в) $G_\delta = 35\mu_0$; $G_s = 24,53\mu_0$; $kG_m = 8,22\mu_0$;

г) $G_\delta = 1,01\mu_0$; $G_s = 2,05\mu_0$; $kG_m = 3\mu_0$.

Обратим внимание на то, что в примерах б) и г) проводимость рассеяния больше проводимости рабочего зазора, т. е. коэффициент рассеяния $\sigma > 2$. В таких системах невозможно оптимальное использование материала магнита, и критерий оптимальности в таких случаях неприменим.

Для случая а) $\frac{kG_m + G_s}{G_\delta} = 1,26$; для в) $\frac{kG_m + G_s}{G_\delta} = 0,94$.

Среднее значение обобщенного критерия из этих двух случаев получается равным 1,1, т. е. в пределах точности технического расчета для соответствующих систем со стабилизированным магнитом выполняется обобщенное условие оптимальности. (Теоретическое значение этого критерия должно быть равно единице).

Таким образом, если аналитическое выражение производной характеристики Разумовского Н. Н. получить невозмож но, то систему со стабилизированным магнитом пока что придется рассчитывать существующими методами, а для контроля и корректировки расчета можно использовать обобщенный критерий оптимальности.

Литература

1. Evershed S., Permanent magnets in theory and practice, IIE, 1920, vol. 58, p. 780—825.
2. Сливинская А. Г., Гордон А. В., Постоянные магниты, изд-во «Энергия», 1965.
3. Сочнев А. Е., Определение оптимальных параметров магнитных систем с постоянными магнитами ДАН СССР, т. 76, 1951, № 1.
4. Бертинов А. И., Элементы аналитической теории магнитно-электрических цепей, сб. «Вопросы авиационного приборостроения и авиационной автоматики», Оборонгиз, 1957, № 84.
5. Сенкевич А. М., К расчету постоянных магнитов, Сб. статей по автоматике и электротехнике, Изд. АН СССР, 1956.
6. Материалы в приборостроении и автоматике (справочник), под ред. Пятин Ю. М., изд-во «Машиностроение», 1969.
7. Арнольд Р. Р., Расчет и проектирование магнитных систем с постоянными магнитами, изд-во «Энергия», 1969.
8. Sanford R. L., Some principles covering the choices and utilisation of Permanent Magnet steel, Scientific Papers of the Bureau Standards, 1927.
9. Бессонов Л. А., Теоретические основы электротехники, изд-во «Высшая школа», 1967.
10. Smith I. R., A note on Evershed's minimum volume criterion, Int. J.E.E.E., 1965, vol. 3, p. 287—289.
11. Пеккер И. И., Никитенко А. Г., О предельной и фактической работоспособности электромагнитов. Изв. вузов, «Электромеханика», 1960, № 11.
12. Пятин Ю. М., Расчет электрических элементов измерительных приборов (справочное пособие), изд-во «Машиностроение», 1965.
13. Разумовский Н. Н., Расчет магнитов, «Вестник электропромышленности», 1930, № 12.
14. Маталин А. Ф., Производные кривые размагничивания Разумовского Н. Н. для разных материалов, сб. «Проблемы ферромагнетизма и магнетодинамики», под ред. А. Р. Кадьева А. К., Изд. АН СССР, 1946.

[24.9.1970]



УДК 621.314.261:621.016.3

Одномашинные преобразователи частоты и их электромагнитные нагрузки

Канд. техн. наук В. И. ПОПОВ
Горьковский политехнический институт
имени А. А. Жданова

Электромашинные преобразователи частоты в одномашинном исполнении (ОПЧ), представляющие собой совмещение магнитных систем двух и более разнополюсных электрических машин в общем магнитопроводе, получили в последнее время большое распространение, поскольку по сравнению с двухмашинными преобразователями обладают рядом преимуществ: меньшая масса и габариты, больший к. п. д. и т. д.

Дальнейшее усовершенствование ОПЧ возможно совмещением обмоток двигательной и генераторной частей в общих обмотках, т. е. совмещением электрических систем машин преобразователя.

Одномашинные преобразователи частоты с совмещенными обмотками (ОПЧС) более надежны в работе, имеют лучшее использование активных материалов по сравнению с ОПЧ; уменьшение числа обмоток увеличивает коэффициент заполнения паза медью, снижает расход изоляционных материалов.

На рис. 1 показаны принципиальные схемы ОПЧС: для утройства частоты (рис. 1,а), для умножения частоты в четное число раз (рис. 1,б) и бесконтактного ОПЧС (рис. 1,в).

Контактные ОПЧС состоят из двух магнитно и электрически совмещенных трехфазных электрических машин: асинхронного двигателя и обращенного синхронного генератора. Обмотка статора I , получающая питание от трехфазной сети

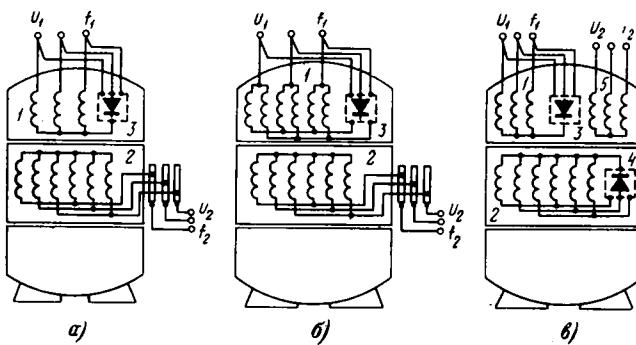


Рис. 1.

и от выпрямителей, выполняет одновременно функции двух обмоток: обмотки асинхронного двигателя, создающей врачающееся магнитное поле, и обмотки возбуждения синхронного генератора. Роторная обмотка 2, имеющая параллельные ветви, служит одновременно как симметричная многофазная короткозамкнутая $2p_1$ — полюсная обмотка двигателя и как $2p_2$ — полюсная якорная обмотка синхронного генератора [Л. 1, 4, 7 и 8].

Схемы ОПЧС рис. 1, а и б отличаются способами питания обмотки статора выпрямленным током от выпрямителей.

В схеме рис. 1, а обмотка статора 1 — обычная $2p_1$ — полюсная, трехфазная с полным шагом, соединенная звездой с выведенной нулевой точкой. Выпрямленный ток подается в обмотку через ее нулевую точку от выпрямительного устройства 3. Постоянная составляющая выпрямленного тока одинакова по величине и направлению во всех фазах обмотки и создает неподвижную относительно статора н. с. с числом полюсов $2p_2 = 3 \cdot 2p_1$ [Л. 8].

В схеме ОПЧС рис. 1, б обмотка статора выполнена с двумя параллельными ветвями и соединена в двойную звезду с изолированными относительно друг друга выводами нулевых точек, между которыми отсутствует переменное напряжение сети из-за симметрии параллельных ветвей [Л. 7]. Если по отношению к переменному току обмотка является трехфазной, двухполюсной, то по отношению к нулевым выводам число полюсов обмотки равно

$$2p_2 = 4dp_1 \text{ (или } 2p_2 = 12d \cdot p_1\text{),}$$

где d — число последовательно соединенных катушечных групп в фазе (d — не кратно трём).

При подключении обмотки статора к трехфазной сети с частотой f_1 образуется врачающееся магнитное поле Φ_1 , наводящее в проводниках обмотки ротора э. д. с., токи от которых в короткозамкнутых контурах взаимодействуют с полем Φ_1 и образуют двигательный врачающий момент. При вращении ротора и возбуждении обмотки статора выпрямленным током в обмотке ротора наводится э. д. с. с частотой

$$f_2 = \frac{p_2}{p_1} f_1 (1 - s),$$

где s — скольжение асинхронного двигателя.

Напряжение с частотой f_2 снимается с трех контактных колец.

В бесконтактном ОПЧС (рис. 1, б) в общем магнитопроводе совмещены: $2p_1$ — полюсный асинхронный двигатель, $2p_2$ — полюсный обращенный синхронный возбудитель и $2p_3$ — полюсный синхронный генератор [Л. 6].

На статоре бесконтактного ОПЧС имеются две обмотки, одна из которых является совмещенной; на роторе расположена всего одна обмотка, выполняющая одновременно функции

трех обмоток: короткозамкнутой $2p_1$ — полюсной обмотки двигателя $2p_2$ — полюсной якорной обмотки возбудителя и $2p_3$ — полюсной обмотки возбуждения синхронного генератора. Вращающийся с ротором блок выпрямителей обеспечивает бесконтактность машины. Питание выпрямленным током обмотки ротора бесконтактного ОПЧС можно осуществить по схеме трехфазного одномополупериодного (рис. 1, б) или трехфазного двухполупериодного выпрямления.

На рис. 2 приведена развернутая схема совмещенной роторной обмотки бесконтактного ОПЧС, имеющего числа пар полюсов «отдельных» машин: $p_1 = 1$, $p_2 = 6$, $p_3 = 3$. Обмотка имеет короткозамкнутые контуры, в поле с $2p_1 = 2$ с числом фаз $m''_1 = 3 \frac{p_2}{p_1} = 18$ по отношению к выводам, подключаемым

к входу выпрямителей, обмотка является трехфазной $2p_2 = 12$ -полюсной, а по отношению к нулевым выводам, питаемым выпрямленным током, число полюсов $2p_3 = 6$. Числа пар полюсов «отдельных» машин ОПЧС удовлетворяют известным условиям совмещения разнополюсных магнитных полей в общем магнитопроводе [Л. 4].

Определим условия распределения электромагнитных нагрузок преобразователя с двумя магнитными полюсами между его двигательной и генераторной частями. Геометрию магнитопровода преобразователя считаем заданной.

Основное расчетное уравнение электрической машины [Л. 9], составленное по отдельности для двигательной и генераторной частей, запишем в виде:

$$a_1 b_1 D^2 l = \Pi_1, \quad (1)$$

$$a_2 b_2 D^2 l = \Pi_2, \quad (2)$$

где

$$\Pi_1 = \frac{8.6 \cdot 10^{11}}{k_{01} n_1 A B} \frac{k_{E1} P_2}{\eta \cos \varphi_1}; \quad (3)$$

$$\Pi_2 = \frac{8.6 \cdot 10^{11}}{k_{02} n_1 (1-s) A B} \frac{k_{E2} P_2}{\cos \varphi_2}; \quad (4)$$

долевые значения линейных нагрузок и индукций в воздушном зазоре:

$$a_1 = \frac{A_1}{A}; \quad a_2 = \frac{A_2}{A}; \quad b_1 = \frac{B_1}{\beta B}; \quad b_2 = \frac{B_2}{\beta B}; \quad (5)$$

A , B — линейная нагрузка и индукция в воздушном зазоре $2p$ — полюсной асинхронной машины, в габарите которой проектируется ОПЧ; k_{01} , k_{02} — обмоточные коэффициенты якорных обмоток двигателя и генератора; P_2 , η — выходная мощность и к. п. д. преобразователя; k_{E1} , k_{E2} — коэффициенты э. д. с. двигателя и генератора; n_1 , n_2 — частота вращения поля двигателя и его скольжение; $\cos \varphi_1$, $\cos \varphi_2$ — коэффициенты мощности входа и выхода; D , l — внутренний диаметр расточки и длина пакета статора; $\beta = \frac{B_1 + B_2}{B}$ — расчетный коэффициент суммарной индукции в воздушном зазоре преобразователя; это уравнение с учетом (5) записывается в виде:

$$b_1 + b_2 = 1. \quad (6)$$

Уравнения (1), (2) и (6) дополним двумя уравнениями: уравнением равенства потерь в стали преобразователя потеряем в стали базовой асинхронной машины

$$p'_{c1} B_1^2 + p''_{c2} B_2^2 = p'_{c} B^2 \text{ или } \beta^2 (p'_{c1} B_1^2 + p''_{c2} B_2^2) = 1; \quad (7)$$

уравнением равенства суммарных линейных нагрузок преобразователя и базовой асинхронной машины:

$$\text{для ОПЧ} — A_1 + A_2 = A \text{ или } a_1 + a_2 = 1; \quad (8)$$

$$\text{для ОПЧС} — A_1^2 + A_2^2 = A^2 \text{ или } a_1^2 + a_2^2 = 1. \quad (8a)$$

Уравнение (8a) учитывает совмещение обмоток двигательной и генераторной частей, в результате чего совмещенные обмотки ОПЧС обтекаются двумя токами разных частот [Л. 7].

В (7) расчетные коэффициенты потерь в стали машин преобразователя определяются по формулам:

$$p'_{c1} = \frac{p'_{c1}}{p'_{c}} k_{\pi} = k_{\pi} \frac{k_{a1}^2 G'_a + 1.1 k_{z1}^2 G'_z}{k_a^2 G'_a + 1.1 k_z^2 G'_z};$$

¹ Здесь и далее индекс «1» относится к двигательной части, индекс «2» — к генераторной; один штрих — к статору; два штриха — к ротору.

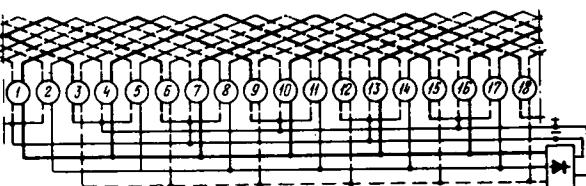


Рис. 2.

$$p_{c2} = \frac{p''_{c2}}{p'_{c}} k_{\pi} = k_{\pi} \frac{k''_{a2} G''_a + 1,1 k''_{z2} G''_z}{k''_a G'_a + 1,1 k G'_z} \left(\frac{f_2}{f_1} \right)^{1,5},$$

где

$$k_a = \frac{B_a}{B} = \frac{D}{2ph_a k_c}; \quad k_z = \frac{B_z}{B} = \frac{\pi D}{2b_z k_c}$$

— коэффициенты индукций в спинках и зубцах; b_a , G_a — высота и масса спинки (ярма); b_z , G_z — расчетная ширина и масса зубцов; k_c — коэффициент заполнения пакета сталью; k_{π} — коэффициент увеличения потерь в стали преобразователя из-за совместного действия в общем магнитопроводе двух разнополюсных магнитных полей [Л. 2 и 3].

Совместным решением (1), (2), (6) — (8) определяем:

$$P_2^{\text{опч}} = \Pi \frac{\frac{a_2}{a_1}}{\left(1 + \frac{a_2}{a_1}\right)} \sqrt{1 + k \left(\frac{a_2}{a_1}\right)^2}; \quad (9)$$

$$P_2^{\text{опчс}} = \Pi \frac{\frac{a_2}{a_1}}{\sqrt{1 + \left(\frac{a_2}{a_1}\right)^2}} \sqrt{1 + k \left(\frac{a_2}{a_1}\right)^2}, \quad (10)$$

где

$$\Pi = \frac{k_{02} n_1 (1 - s) \cos \varphi_2}{k_{E2} 8,6 \cdot 10^{11}} \frac{ABD^2 l}{V p_{c2}}; \quad (11)$$

$$k = \frac{p_{c1}}{p_{c2}} \left(\frac{\Pi_1}{\Pi_2} \right)^2 = \frac{p_{c1}}{p_{c2}} \left(\frac{k_{E1} k_{02} (1 - s) \cos \varphi_2}{k_{E2} k_{01} \eta \cos \varphi_1} \right)^2. \quad (12)$$

При заданных значениях D и l , размеров зубцовой зоны и частоты преобразователей можно считать величины Π (11) и k (12) заданными и постоянными. Следовательно основное влияние на выходную мощность P_2 преобразователя оказывает отношение $\frac{a_2}{a_1}$.

Максимальное значение мощности $P_{2 \max}$ достигается при $\frac{a_2}{a_1}$, определяемом из условия $\frac{d(P_2)}{d\left(\frac{a_2}{a_1}\right)} = 0$:

$$\frac{dP_2^{\text{опч}}}{d\left(\frac{a_2}{a_1}\right)} = k \left(\frac{a_2}{a_1} \right)^3 - 1 = 0,$$

откуда

$$\left(\frac{a_2}{a_1} \right)^{\text{опч}} = \frac{1}{\sqrt[4]{k}};$$

$$\frac{dP_2^{\text{опчс}}}{d\left(\frac{a_2}{a_1}\right)} = k \left(\frac{a_2}{a_1} \right)^4 - 1 = 0,$$

откуда

$$\left(\frac{a_2}{a_1} \right)^{\text{опчс}} = \frac{1}{\sqrt[4]{k}}.$$

По (13) и (14) из (6) — (8) определяем долевые значения электромагнитных нагрузок преобразователя:

для ОПЧ

$$a_1 = \frac{\sqrt[4]{k}}{1 + \sqrt[4]{k}}; \quad a_2 = \frac{1}{1 + \sqrt[4]{k}};$$

$$\beta b_1 = \sqrt{\frac{a_1}{p_{c1}}}; \quad \beta b_2 = \sqrt{\frac{a_2}{p_{c2}}}; \quad (15)$$

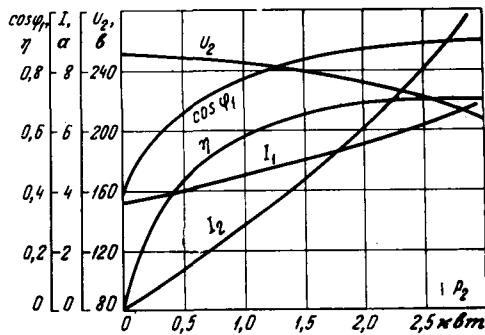


Таблица 2

Тип преобразователя	Двигатель асинхронный $n_c = 3000$ об./мин		Генератор					Преобразователь			
	Мощность, квт	$\cos \varphi_{av}$	Тип	Частота, гц	Мощность, квт	Напряжение, в	$\cos \varphi_{av}$	к. п. д., %	Масса, кг	Масса на 1 квт, кг/квт	Число обмоток
1. ОПЧС-50/150	5,4	0,92	синхр.	150	4,0	220	0,8	72	105	6,3	2
2. ОПЧС-50/200	3,6	0,90		200	2,6	220	0,8	70	75	29,0	2
3. ОПЧС-50/300	4,6	0,91		300	3,2	127	0,8	66	105	23,0	2
4. ОПЧ-200-5	-	0,75	асинхр.	200	5,0	220	0,8	65	160	32,0	4
5. ОПЧ-3	5,4	0,92	синхр.	200	4,0	220	0,75	71	140	35,0	4
6. ПСЧ-5	6,5	0,85		200	5,0	220	0,75	67	200	30,0	2+2
								4			

Причина: 1—3—одномашинные преобразователи частоты с совмещенными обмотками, разработанные и изготовленные в Горьковском политехническом институте; 4, 6 — асинхронный одномашинный двухмашинный однокорпусный, выпускаемый серийно; 5 — одномашинный, разработанный в Уральском политехническом институте.

марные индукции в зазоре ОПЧС и обеспечить требуемые отношения $\frac{B_1}{A_1}$ и $\frac{B_2}{A_2}$ без уменьшения линейных нагрузок двигательной и генераторной частей.

При выборе нагрузок ОПЧС следует также учесть, что расположение якорной обмотки «генератора» на роторе более равномерно распределяет электромагнитные нагрузки между статором и ротором.

Экспериментальные исследования опытных моделей ОПЧС на 100, 150, 200 и 300 гц, рассчитанных по приведенной методике и выполненных в исследовательской лаборатории кафедры электрических машин Горьковского политехнического института имени А. А. Жданова, показали полную работоспособность и подтвердили разработанную методику расчета. Модели выполнены на базе магнитопроводов асинхронных машин с фазным ротором.

На рис. 3 приведены рабочие характеристики модели ОПЧС-50/200 гц, мощностью 2,6 квт ($D_a/D=257/166$ мм, $l=105$ мм, $\delta=0,7$ мм).

В табл. 1 приведены расчетные и опытные значения электромагнитных нагрузок ОПЧС-50/200—2,6 квт. Осциллограмма напряжений преобразователя показана на рис. 4.

В табл. 2 приведены для сравнения данные опытных моделей ОПЧС и преобразователей частоты на 200 гц, серийно выпускаемых отечественной электропромышленностью.

Выводы. 1. Одномашинные преобразователи частоты с совмещенными обмотками (ОПЧС) имеют вдвое меньшее число обмоток, проще в изготовлении и надежнее в эксплуатации, чем одномашинные преобразователи частоты с отдельными обмотками двигательной и генераторной частей (ОПЧ).

2. Степень использования активных материалов ОПЧС выше, чем у ОПЧ такой же мощности и частоты.

3. Промышленный выпуск ОПЧС может быть рекомендован на базе серийных асинхронных машин с фазным ротором.

Литература

- Барышников Ю. В., Павлинин В. М., Одномашинный преобразователь частоты с одной совмещенной обмоткой на роторе, Труды Уральского политехнического института, сб. 138, 1964.
- Павлинин В. М., Сиунов Н. С., Свойства и эффективность одномашинного преобразователя частоты, Изв. вузов, «Электромеханика», 1960, № 1.
- Павлинин В. М., Сиунов Н. С., Оптимальные размеры и электромагнитные нагрузки одномашинного преобразователя частоты, Изв. вузов, «Электромеханика», 1962, № 12.
- Новокшенов В. С., Некоторые вопросы теории асинхронного бесщеточного преобразователя частоты, Изв. Томского политехнического института, т. 94, 1958.
- Новокшенов В. С., Главные размеры двигателительно-преобразовательной части асинхронного бесщеточного преобразователя частоты, Изв. Томского политехнического института, т. 98, 1960.
- Попов В. И., Одномашинный преобразователь частоты, Авторское свидетельство СССР, кл. 21d², 14/01, № 197742, «Бюллетень изобр.», 1967, № 13.
- Попов В. И., Мощность и основные размеры одномашинных преобразователей частоты с совмещенными электрическими и магнитными системами, Труды Горьковского политехнического института, т. 23, вып. 2, 1967.
- Попов В. И., Одномашинный трехфазный устронитель частоты с совмещенными обмотками, ПНТПО, ГОСИНТИ, № 9—68—188/16, 1968.
- Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А., Сергеев П. С., Проектирование электрических машин, Госэнергиздат, 1956.

[13.3.1970]



УДК 621.314.12

Анализ работы двухступенчатого импульсного преобразователя постоянного тока

Канд. техн. наук Г. М. ЧИЛИКИН
Днепропетровский институт инженеров
железнодорожного транспорта

В тяговом электроприводе постоянного тока широкое распространение получают импульсные методы регулирования с применением экономичных тиристорных преобразователей. Использование однооперационных тиристоров предполагает обязательное наличие элементов искусственной коммутации, которая принципиально разделяет импульсные преобразователи на два вида: с параллельным и последовательным способами коммутации [Л. 1]. За счет отделения контура коммутации от нагрузки схемы преобразователей с последовательной ком-

мутацией обеспечивают широкий диапазон регулирования при высокой частоте переключений. Однако подобные преобразователи имеют увеличенную установленную мощность полупроводниковых приборов и в результате накопления энергии в коммутирующих элементах требуют дополнительных устройств для уменьшения перенапряжений.

В преобразователях с параллельной коммутацией повышение частоты переключений уменьшает диапазон регулирования выходного напряжения, так как минимальная длитель-

нность импульса ограничена временем вспомогательного перезаряда конденсатора и временем восстановления управляемых свойств тиристоров. Устранение перезарядного контура, подготавливающего конденсатор к периоду коммутации введением вспомогательного тиристорного моста [Л. 2-4], позволяет начинать работу преобразователя периодическим перезарядом коммутирующего конденсатора через нагрузку без открытия главных тиристоров, несколько уменьшив при этом минимальную длительность импульса. Но мощность, передаваемая преобразователем в начальный период регулирования при малых токах нагрузки и определяемая напряжением источника и величиной емкости, необходимой для устойчивой коммутации при максимально возможных токах главных тиристоров, препятствует значительному увеличению частоты переключений без сокращения диапазона регулирования выходного напряжения. Шунтирование главных тиристоров индуктивно-диодными цепями за счет некоторого увеличения установленной мощности коммутирующей емкости и вспомогательных тиристоров устраниет существенную зависимость длительности импульса от тока нагрузки, однако не позволяет сократить ее меньше времени восстановления управляемых свойств тиристоров без снижения устойчивости работы во всем диапазоне регулирования.

Для уменьшения пульсаций тока источника и нагрузки и значительного сокращения габаритов и массы фильтрующих устройств путем повышения частоты переключений преобразователя необходимо изменять длительность импульса в широких пределах как в сторону увеличения от требуемого времени восстановления управляемых свойств тиристоров, так и в сторону уменьшения, осуществляя это двумя ступенями регулирования. Изменение длительности импульса на первой ступени регулирования, т. е. в пределах времени восстановления управляемых свойств тиристоров (t_b), возможно осуществить в схемах с вспомогательным тиристорным мостом изменением величины емкости коммутирующего конденсатора либо изменением разности потенциалов на обкладках этого конденсатора. В первом случае требуется секционирование конденсатора и введение в схему индивидуальных контактных элементов. Кроме этого, нежелательным является увеличение скорости нарастания прямого напряжения $(\frac{du}{dt})$ на тиристорах преобразователя при малых значениях коммутирующей емкости. Во втором случае необходимо дополнительное устройство, позволяющее до момента открытия тиристоров вспомогательного моста изменять напряжение конденсатора. Таким устройством может служить цепь, состоящая из управляемых вентилей и активного сопротивления, присоединенная параллельно конденсатору. К недостаткам этого устройства можно отнести большие потери в начале регулирования и невозможность получения амплитуды импульса меньше напряжения источника питания. Избежать этого позволяет замена активного сопротивления катушкой индуктивности. Регулирование напряжения на второй ступени производится, как обычно, посредством изменения времени включеного состояния главных тиристоров.

Схема импульсного преобразователя с двумя ступенями регулирования, предназначенного для тягового электропривода, представлена на рис. 1. Два тяговых двигателя, защищенные диодами D_1 и D_2 через входной слаживающий фильтр $C_F L_F$, присоединяются к источнику питания посредством главных тиристоров T_1 и T_2 , запирание которых осуществляется коммутирующей емкостью C_k с помощью тиристоров T_3-T_6 вспомогательного моста. На первой ступени регулирования, когда главные тиристоры T_1 и T_2 не включаются и работают только вспомогательные тиристоры T_3-T_6 , изменение амплитуды импульсов выходного напряжения производится регулированием момента включения дополнительных тиристоров T_7 и T_8 .

Последовательность подачи управляемых импульсов на тиристоры и форма выходного напряжения преобразователя для двух ступеней регулирования показаны на временных диаграммах рис. 2. Период T следования импульсов напряжения на тяговые двигатели зависит от необходимого для конкретного электропривода диапазона регулирования и диктуется минимальными значениями тока $I_{n \min}$ и напряжения $U_{n \min}$ нагрузки в начале пуска:

$$T \geq \frac{C_k (U')^2}{2 I_{n \min} U_{n \min}}. \quad (1)$$

Значение коммутирующей емкости C_k должно обеспечивать устойчивую работу преобразователя в наиболее тяжелых ре-

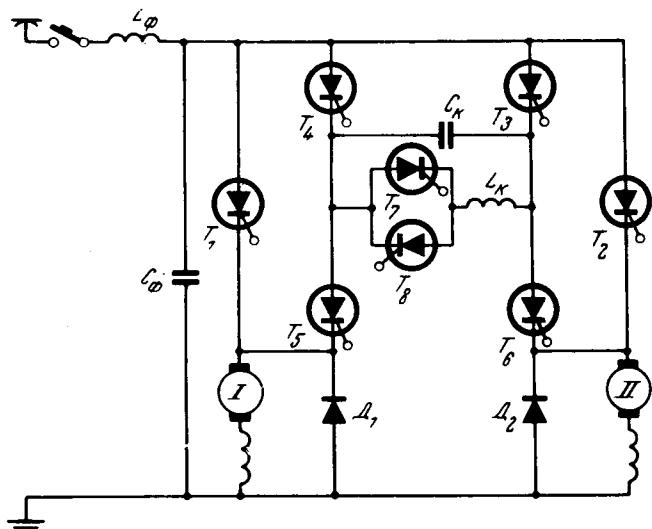


Рис. 1. Принципиальная схема тягового электропривода с двухступенчатым преобразователем постоянного тока.

жимах (при максимальном токе нагрузки $I_{n \max}$ и минимальном входном напряжении $U_{0 \ min}$):

$$C_k \geq \frac{I_{n \max} t_b}{U_{0 \ min}}. \quad (2)$$

Наименьшее значение амплитуды импульсов U' определяется неизбежными потерями перезарядного контура $C_k L_k$, обладающего активным сопротивлением r .

При открытии в момент $t_1(t_b)$ (рис. 3) дополнительного тиристора $T_8(T_7)$ начинается разряд коммутирующего конденсатора C_k , носящий колебательный характер.

Из уравнения:

$$L_k \frac{d^2 i}{dt^2} + r \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_k} i = 0 \quad (3)$$

$$\text{при } i(t_1=0) = 0; \quad u_c(t_1=0) = U_0$$

определенны:

$$u_c = -U_0 \frac{\omega_0}{\omega} \exp(-\delta t) \sin(\omega t - \theta), \quad (4)$$

$$i_c = -\frac{U_0}{\omega L_k} \exp(-\delta t) \sin \omega t, \quad (5)$$

где

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_k L_k}}; \quad \delta = \frac{r}{2 L_k};$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{C_k L_k} - \frac{r^2}{4 L_k^2}}; \quad \theta = \arctg\left(\frac{\omega}{\delta}\right).$$

Через полупериод собственных колебаний контура

$$\frac{T_k}{2} = \frac{\pi}{\sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}} \quad (6)$$

в момент $t_2(t_7)$ процесс перезаряда заканчивается: ток контура спадает до нуля, напряжение конденсатора, изменяя полярность на обкладках, становится по абсолютному значению меньше напряжения источника на величину:

$$U' = U_0 \left(1 - \exp \frac{\pi}{\sqrt{4 \lambda^2 - 1}}\right), \quad (7)$$

где $\lambda = r/\rho$ — коэффициент затухания контура; $\rho = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}$ — волновое сопротивление контура.

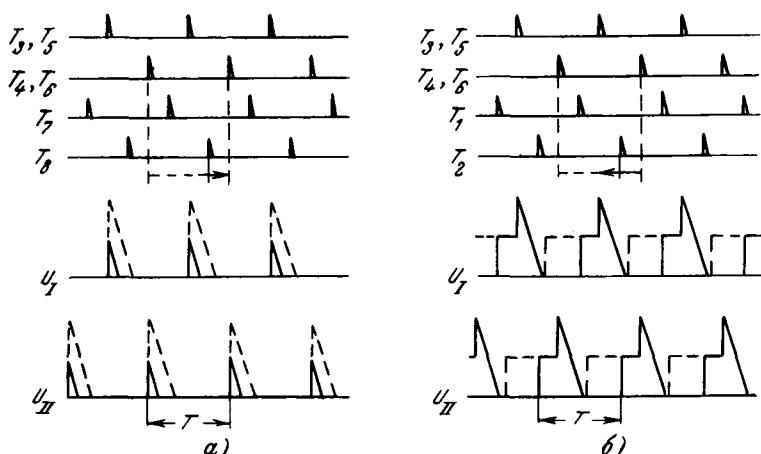


Рис. 2. Последовательность управляемых импульсов и форма выходного напряжения.
а — первой ступени регулирования; б — второй ступени регулирования.

Открытие вспомогательных тиристоров T_4, T_6 в момент t_3 (T_3, T_5 в момент t_8) создает на нагрузке импульс напряжения амплитудой U' и длительностью

$$t' = \frac{C_k U'}{I_h}. \quad (8)$$

Уменьшение промежутка времени $t_1 - t_3$ ($t_5 - t_8$) от $T_k/2$ до 0 приводит к росту амплитуды от U' до $2U_0$ и увеличению длительности импульсов от t' до t_{10} .

Расширению диапазона регулирования преобразователя способствует применение перезарядной катушки индуктивности

$$L_k \leq \frac{T^2}{4\pi^2 C_k} \quad (9)$$

с возможно меньшим активным сопротивлением r .

Экспериментальная проверка работы двухступенчатого преобразователя выполнена на физической модели четырехдвигательного электропривода мощностью 1 квт. Процессы в цепях подтвердили проведенный теоретический анализ. На

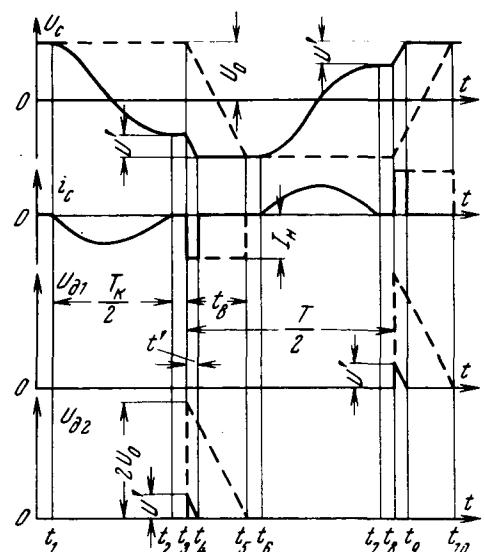


Рис. 3. Временные диаграммы процессов в некоторых элементах двухступенчатого импульсного преобразователя.

установке реализован диапазон регулирования 1 : 150 при постоянной частоте переключений 200 гц.

Литература

- Лабунцов В. А. и др., Коммутационные процессы в тиристорных преобразователях с конденсаторной коммутацией, «Электротехника», 1968, № 10.
- Von Karl Steimel, Unkonventionelle Thyristor-Elektronik, Elektronik und Maschinenbau, Oktober, 1965, Heft, 10.
- Доценко А. П., Бирзник Л. В., Тиристорный импульсный преобразователь постоянного тока с общим коммутационным узлом для двух параллельных цепей, Изв. АН Латв. ССР. Серия физических и технических наук, 1968, № 6.
- Чиликин Г. М., Расширение диапазона регулирования напряжения импульсных преобразователей постоянного тока, сб. трудов ДИИТ, изд-во «Транспорт», 1969, № 87.

[27.9.1969]



Новые книги издательства «Энергия»

Герасимяк Р. П., Параил В. А. Электроприводы крановых механизмов (Системы электропривода и методы расчета). 1970. 39 к.

Певзнер В. В., Полонников Д. Е. Усилители постоянного тока с управляемыми генераторами. 1970. 288 с. 95 к. В перепл.

Скороходов Е. А. Намоточные станки. 1970. 176 с. (Технология электромашиностроения. Вып. 9). 46 к.

Сливинская А. Г., Гордон А. В. Электромагниты со встроенными выпрямителями. 1970. 64 с. 18 к.

Теоретические основы электротехники. В 3-х ч. Под ред. Г. И. Атабекова. Часть 3. С. Д. Купалин. Электромагнитное поле. Учебник для студентов высших технических учебных заведений. Изд. 3-е, испр. и доп. 1970. 248 с. 60 к. В перепл.

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Арховский В. Ф. Схемы переключения аналоговых сигналов. 1970. 150 с. (Вып. 419). 52 к.

Болотин И. М., Павленко В. А. Пороговые устройства для приборов автоматического контроля и регулирования. 1970. 96 с. (Вып. 422). 35 к.

Гуревич А. М., Нейштадт И. С. Надежность логических систем управления. 1970. 104 с. (Вып. 426). 36 к.

Избицкий Э. И. Импульсное регулирование движения ленточного материала. 1970. 112 с. (Вып. 416). 35 к.

Ловенталь С., Бельво И. Пространственная фильтрация и голограмма — новое в когерентной оптике. Пер. с франц. 1970. (Вып. 417). 25 к.

Сообщения

УДК 669.14.018.583-122.2.001.4

Исследование характеристик холоднокатаной электротехнической стали под разными углами к направлению прокатки

Канд. физ.-матем. наук В. В. ДРУЖИНИН, инж. Л. К. КУРЕННЫХ,
инж. В. К. ЧИСТЯКОВ

Верх-Исетский металлургический завод

Холоднокатаная текстурованная электротехническая сталь с ребровой текстурой является основным магнитным материалом для изготовления магнитопроводов трансформаторов, генераторов и др. В этой стали имеется резко выраженная анизотропия магнитных и электрических свойств — вдоль направления прокатки эти свойства наилучшие, а под углами 55° — 90° — наихудшие.

Магнитные и электрические свойства сталей марок Э330А, Э330 и других гарантируются только вдоль направления прокатки и измеряются на эпштейновских образцах, составленных из полос шириной 30 мм и длиной 280—530 мм.

Хотя в магнитопроводах, изготовленных из такой стали, магнитный поток направлен, в основном, вдоль пластин, совпадая с направлением прокатки, при переходах из стержней в ярма или в сегментах статоров поток идет под разными углами к направлению прокатки. Поэтому при проектировании магнитопроводов из анизотропной стали необходимо иметь данные по магнитным и электрическим характеристикам этой стали под разными углами к направлению прокатки.

Измерение магнитных и электрических характеристик на образцах, вырезанных под разными углами к направлению прокатки обычно проводят по той же методике, что и для продольных образцов. Однако в этом случае, если не выполнять особых условий по укладке полос в намагничивающие катушки, можно получать заметно отличающиеся результаты по магнитным и электрическим характеристикам стали.

Рассмотрим укладку в пакете полос, вырезанных под каким-то одним углом φ к направлению прокатки. При одном и том же угле между длинной стороной полосы и направлением прокатки укладка полос в пакете может быть выполнена разными способами.

На рис. 1 показаны два из возможных способов расположения полос в пакете. Для наглядности рисунка полоски пакетов расположены в распущенном состоянии. Во всех полосках пакета, собранных по способу *a* угол между направлением прокатки и длинной стороной полосы составляет $+\varphi$, а в полосках пакета, собранного по способу *b* имеется чередование углов $+\varphi$ и $-\varphi$.

Удельные потери измерялись абсолютным ваттметровым способом, а кривая намагничивания снималась на постоянном токе. Сборка полос в катушки аппарата Эпштейна проводилась внахлестку.

На рис. 2 показано изменение общих потерь для стали М-6 или Э330А после повторного отжига в зависимости от угла к направлению прокатки для пакетов, собранных по способам *a* и *b*. При малых намагниченостях ($B=0,5$ тл) удельные потери при укладке полос по способу *b* получаются меньше, чем по способу *a* для всех углов φ , за исключением углов 0° и 90° . Наибольшие удельные потери в этом случае соответствуют $\varphi=90^{\circ}$. При $B=1,0$ тл эта закономерность отличается от прежней тем, что при сборке полос по способу *b* намечается максимум на кривой при $\varphi=75^{\circ}$.

С увеличением амплитуды магнитной индукции до 1,7 тл этот максимум становится совершенно отчетливым и удельные потери при $\varphi=90^{\circ}$ заметно меньше, чем при $\varphi=(65 \div 75)^{\circ}$. Другая закономерность получается для укладки полос по способу *a*. Если при $B=1,25$ тл наибольшие потери соответствуют $\varphi=(60 \div 70)^{\circ}$, то при $B=(1,5 \div 1,7)$ тл — при $\varphi=90^{\circ}$.

Что касается зависимостей при $\varphi < 55^{\circ}$, то удельные потери при укладке полос по способу *b* при всех амплитудах магнитной индукции получаются заметно меньше, чем по способу *a*. На рис. 3 показаны изменения потерь в процентах, вызванные разной укладкой полос в пакете.

Аналогичная картина имеется и для магнитной проницаемости. Если удельные потери при укладке по способу *a* были больше, чем по способу *b* (φ до 55°), то магнитная индукция при заданном поле получается меньше (рис. 4 и 5).

Такое различие в магнитных свойствах при разных способах укладки полос в пакетах получается не только для полос шириной 30 мм, но и для более широких пластин. Были проведены измерения на пластинах шириной 187 мм, вырезанных под углом 45° к прокатке и уложенных в соленоидах по способам *a* и *b*. При этом были получены значения $\frac{\Delta p}{p} 100\% = \frac{p_a - p_b}{p_b} 100\%$ для различных значений индукции B , приведенные в таблице.

Ширина пластины, мм	$\frac{\Delta p}{p} 100\%$ при индукциях B , тл		
	1,0	1,5	1,7
30	27	26	23
187	23	22	18

Как видно из этих данных, при увеличении ширины пластин в 6 раз степень влияния разного способа укладки на удельные потери почти не изменяется.

Далее проводилось измерение удельных потерь при постепенном изменении укладки полос от способа *a* до способа *b*.

Рис. 1. Два из возможных способов расположения полос в пакете (*a* и *b*).

f — угол между направлением прокатки и длинной осью образца.

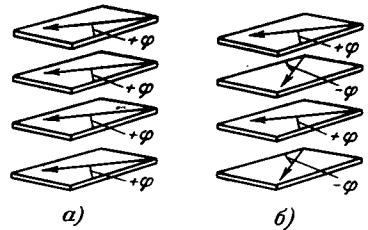
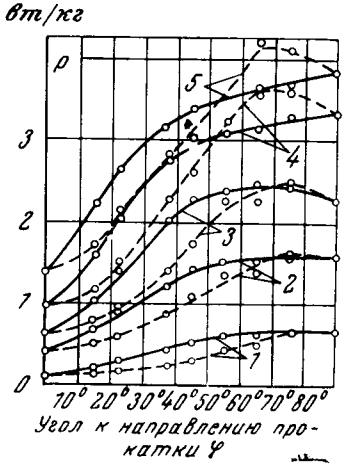


Рис. 2. Зависимость удельных потерь стали М-6 и Э330А в зависимости от угла к направлению прокатки при двух способах укладки полос в пакете.

Индукция B , тл: 1 — 0,5; 2 — 1,0; 3 — 1,25; 4 — 1,5; 5 — 1,7. Сплошные кривые — укладка по способу *a*; пунктирные — по способу *b*.



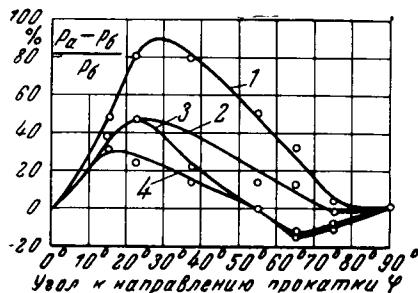


Рис. 3. Относительная разность удельных потерь при двух способах укладки полос в зависимости от угла к направлению прокатки.
 1 — $P_{0,5/50}$; 2 — $P_{1/50}$;
 3 — $P_{1,5/50}$; 4 — $P_{1,7/50}$.

Ниже приводятся данные по $P_{1,5/50}$ для полос, нарезанных под углом $22,5^\circ$, при различных способах их укладки:

Количество полос в пакете с углом $P_{1,5/50}$		
+φ	-φ	от/кг
11	0	2,23
10	1	2,09
9	2	1,88
8	3	1,68
6	5	1,47

Если первая и последняя строчки соответствуют укладке полос по способам *a* и *b* соответственно, то серединные — промежуточным состояниям.

В справочных материалах на холоднокатаную текстуро-ванную сталь разных зарубежных фирм приводятся зависимости $p=f(B)$ для разных углов φ или $p=f(\varphi)$ при различных амплитудах магнитной индукции. Так, по данным японских фирм Явата и Фудзи зависимости $p=f(\varphi)$ больше соответствуют укладке полос по способу *b*, а Армко и Терни — способу *a*, хотя никаких ссылок на методику определения $p=f(\varphi)$ не приводится.

Когда при резке полос из листа не делается специальная отметка углов $+φ$ и $-φ$, то при большом числе полос в пакете и их случайной укладке в пакеты наиболее вероятное расположение полос будет соответствовать способу *b*.

Физическое объяснение столь существенного различия в магнитных характеристиках от способа укладки полос в пакете следует искать в согласованном (способ *a*) и не согласованном (способ *b*) направлении нормальных составляющих индукции, оказывающих различное влияние на процесс намагничивания отдельных полос пакета.

Это подтверждается различной величиной магнитострикции, что видно из следующих данных:

Способ укладки полос	$\lambda_{1,7} \cdot 10^6$ при	
	$\varphi = 30^\circ$	$\varphi = 45^\circ$
<i>a</i>	-7	-4
<i>b</i>	-1,5	+3

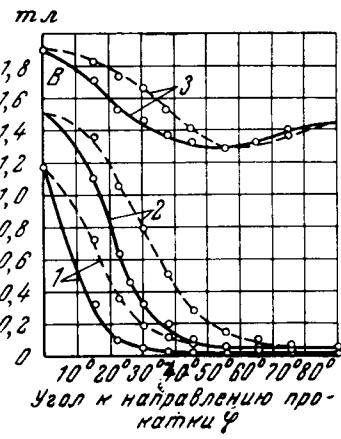


Рис. 4. Зависимость магнитной индукции при фиксированных напряженности поля от угла к направлению прокатки при двух способах укладки полос.
 Напряженность поля H , а/м: 1 — 20; 2 — 50; 3 — 2500. Сплошные кривые — укладка по способу *a*; пунктирные — по способу *b*.

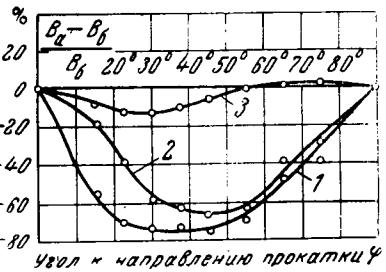


Рис. 5. Относительная разность магнитных индукций при двух способах укладки полос в зависимости от угла к направлению прокатки.

Напряженность поля H , а/м: 1 — 20; 2 — 50; 3 — 2500.

Очевидно нельзя говорить однозначно о предпочтительном способе укладки полос в пакете при построении типичных кривых $p=f(\varphi)$ и $p=f(B)$. Это нужно связывать с формой пластин магнитопровода и условиями его намагничивания.

Выводы. 1. При определении магнитных и электрических характеристик полосовых образцов холоднокатаной текстуро-ванной электротехнической стали, вырезанных под разными углами φ к направлению прокатки ($\varphi \neq 0^\circ$ и $\varphi \neq 90^\circ$), удельные потери и проницаемость от способа укладки полос в пакете изменяются до 80%.

2. Различие в результатах измерения следует объяснить взаимодействием нормальных составляющих индукции между отдельными полосами пакета.

[15.10.1970]

УДК 621.318.1:669.018.5

Магнитные свойства магнитомягких сплавов при частоте 50 Гц

О. Н. АЛЬГАУЗЕН и Н. А. СЕМЕНОВА

ЦНИИЧермет им. И. П. Бардина

В настоящее время основные нормируемые характеристики магнитомягких сплавов определяются при намагничивании в постоянных полях. Поскольку, однако, эти сплавы работают, главным образом, в переменных полях, встает вопрос о нормировании свойств также в переменных полях. В отечественной литературе мало данных о магнитных свойствах сплавов в динамическом режиме намагничивания, особенно при частоте 50 Гц [Л. 1—5], хотя магнитомягкие сплавы при этой частоте широко применяют.

Целью настоящей работы было исследование свойств магнитомягких сплавов при частоте 50 Гц и сопоставление их с нормируемыми магнитными свойствами.

Измерения проводили на образцах железо-никелевых сплавов, поставляемых по ГОСТ 10160—62 и другим нормативным документам. Образцы изготавливали в виде пакетов, набранных из штампованных колец толщиной 0,1—1 мм, расположенных прокладками из папиресной бумаги или в виде витых сердечников из лент толщиной 0,02; 0,05 мм (для сплава 50НП еще и 0,1 мм) с межвитковой изоляцией из окиси магния, нанесенной методом электрофореза. Термическая обработка проводилась по режимам, рекомендуемым ГОСТ 10160—62.

Исследование зависимости свойств от толщины ленты было проведено для каждого сплава на образцах, изготовлен-

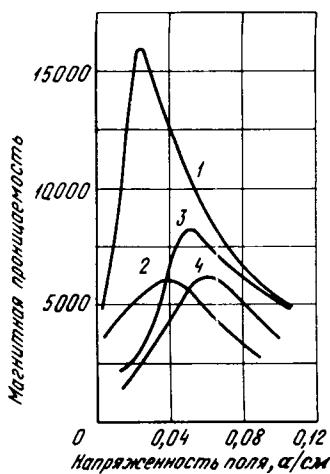


Рис. 1. Магнитная проницаемость сплава 80НХС в статическом и динамическом режимах намагничивания.

Толщина ленты 0,5 мм: 1 — в статике; 2 — при 50 гц. Толщина ленты 0,02 мм: 3 — в статике; 4 — при 50 гц.

ленных из одной и той же плавки. Измерения в статическом режиме намагничивания проводили баллистическим методом, при частоте 50 гц на феррометре. При 50 гц определяли для синусоидальной индукции кривые намагничивания $B_{\max} = f(H_{\max})$, где B_{\max} и H_{\max} — амплитудные значения индукции и напряженности поля, и динамические петли.

По кривым $B_{\max} = f(H_{\max})$ вычисляли относительную амплитудную магнитную проницаемость μ_{\sim} , по петлям — динамическую коэрцитивную силу H_{c50} , остаточную индукцию B_{r50} , прямоугольность B_{r50}/B_{m50} и полные удельные потери p_{50} при $B_{\max} = 0,5$ тл для сплавов 79НМ и 80НХС и $p_{10/50}$ при $B_{\max} = 1,0$ тл для 50Н, 50НП, 65НП, 68НМП и 34НКМП. При этих же индукциях баллистическим методом определяли потери на гистерезис p_g , коэрцитивную силу H_c и прямоугольность B_r/B_m . Для сравнения с полными потерями p_g были приведены к частоте 50 гц — p_{50} .

В таблице приведены магнитные свойства исследованных сплавов для разной толщины ленты в постоянных полях и при 50 гц. На рис. 1—3 показано изменение свойств сплава 80НХС с частотой и толщиной ленты. Для остальных сплавов характер изменения свойств в зависимости от толщины ленты и частоты аналогичен.

Закономерности изменения максимальной проницаемости μ_{\max} с толщиной ленты в статическом и динамическом режимах намагничивания различны. Для всех магнитомягких сплавов в статическом режиме μ_{\max} растет с увеличением толщины ленты до 0,35—0,5 мм, а затем незначительно уменьшается. При 50 гц μ_{\max} имеет максимум при 0,05—0,2 мм, после чего наблюдается резкий спад. Для исследованных сплавов $\mu_{\max \sim}$ составляет при 50 гц от 98 до 10% статической μ_{\max} в зависимости от величины проницаемости, толщины ленты и удельного электросопротивления. Спад магнитной проницаемости при переходе от статического режима намагничивания к динамическому наблюдается для всей кривой намагничивания (рис. 2), только в области начальной проницаемости амплитудная проницаемость совпадает со статической или близка к ней.

Характер изменения p_g с толщиной аналогичен изменению H_c и одинаков для всех сплавов — с увеличением толщины ленты p_g и H_c уменьшаются. При 50 гц H_{c50} и p_{50} больше

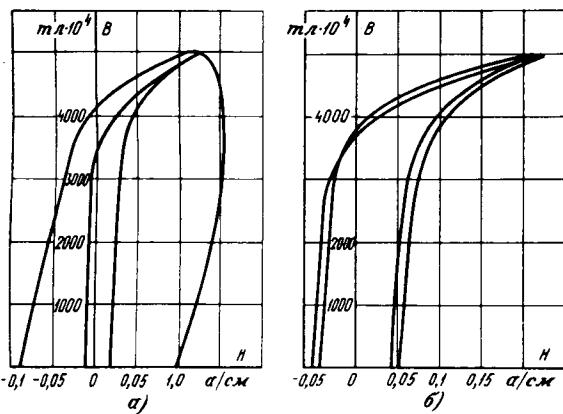


Рис. 2. Статическая и динамическая петли намагничивания сплава 80НХС.

а — толщина ленты 0,5 мм; б — 0,02 мм.

Магнитные свойства магнитомягких сплавов в статическом режиме намагничивания и при 50 гц

Толщина ленты, мм	Магнитные свойства						
	μ_{\max}	$\mu_{\max \sim}$	H_c , а/см	H_{c50} , а/см	P_{r50} , эм/кг	$P_{10/50}$, эм/кг	$\frac{P_{r50}}{P_{10/50}}$, %
Сплав 50Н							
1,0	40 000	14 000	0,072	0,75	0,17	1,6	4
0,5	41 000	28 000	0,077	0,21	0,19	0,48	40
0,35	44 000	34 000	0,075	0,17	0,18	0,42	45
0,2	48 000	42 000	0,076	0,14	—	0,32	—
0,1	37 000	34 000	0,095	0,145	0,24	0,34	70
0,02	33 000	31 500	0,15	0,17	0,33	0,41	80
0,01	25 000	24 000	—	—	—	—	—
Сплав 50НП							
0,1	70 000	50 000	0,08	0,11	0,16	0,28	60
0,05	64 000	49 000	0,087	0,14	0,19	0,31	62
0,02	38 000	27 000	0,13	0,18	0,28	0,4	70
Сплав 65НП							
0,1	215 000	56 000	—	—	—	—	—
0,05	240 000	50 000	0,032	0,14	0,08	0,36	23
0,02	140 000	55 000	0,018	0,11	0,12	0,29	41
Сплав 68НМП							
0,1	550 000	86 000	0,008	0,08	0,02	0,20	10
0,05	280 000	100 000	0,014	0,064	0,05	0,19	23
0,02	230 000	90 000	0,032	0,087	0,085	0,24	35
Сплав 34НКМП							
1,0	255 000	24 000	0,039	0,45	—	0,88	—
0,35	270 000	55 000	0,038	0,17	—	0,35	—
0,20	232 000	81 000	0,038	0,11	—	0,24	—
0,10	205 000	98 000	0,049	0,09	—	0,2	—
0,05	130 000	66 000	0,063	0,11	0,13	0,24	55
0,02	126 000	61 000	0,061	0,13	0,13	0,3	45
Сплав 79НМ							
1,0	270 000	33 000	0,0076	0,2	0,0075	0,19	4
0,5	240 000	58 000	0,0084	0,069	0,0085	0,071	15
0,35	210 000	74 000	0,0088	0,055	0,009	0,051	18
0,2	200 000	110 000	0,0035	0,029	—	0,025	—
0,1	155 000	120 000	0,012	0,024	0,012	0,013	67
0,05	165 000	135 000	0,012	0,018	0,0105	0,018	60
0,02	120 000	100 000	0,025	0,032	0,023	0,03	77
0,01	80 000	70 000	—	—	—	—	—
0,003	53 000	50 000	—	—	—	—	—
Сплав 80НХС							
1,0	150 000	27 000	0,01	0,27	0,010	0,26	4
0,5	157 000	69 000	0,01	0,064	0,010	0,063	16
0,35	155 000	88 000	0,01	0,018	0,010	0,038	30
0,2	149 000	142 000	0,01	0,022	0,0125	0,021	60
0,1	120 000	100 000	0,014	0,021	0,015	0,018	84
0,02	77 000	62 000	0,027	0,032	0,030	0,034	93

Примечание. В таблице даны относительная проницаемость, допускаемая в системе СИ (безразмерная) и численно равная проницаемости, дс/э .

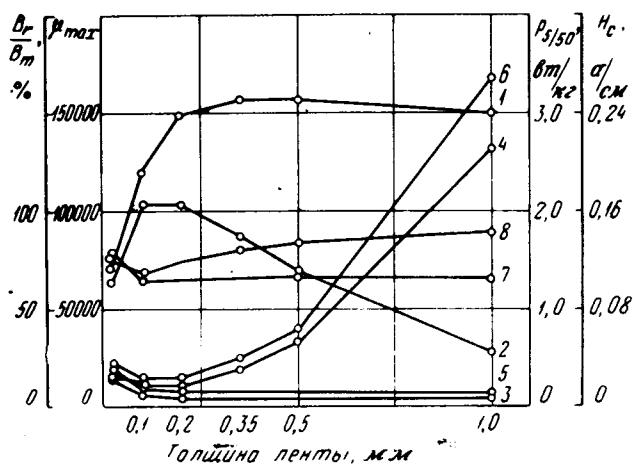


Рис. 3. Зависимость магнитных свойств сплава 80НХС от толщины ленты.

1 — μ_{\max} стат; 2 — μ_{\max} при 50 гц; 3 — p_{50} — потери от гистерезиса при 50 гц; 4 — $p_{50/50}$ — общие потери при 50 гц; 5 — H_{cstat} ; 6 — H_c при 50 гц; 7 — B_r/B_m — стат; 8 — B_r/B_m при 50 гц (p_5 , $p_{50/50}$, H_c , B_r/B_m определялись при $B_m = 0,5$ тл).

H_c и характер изменения p_{50} также аналогичен изменению H_{c50} , но с увеличением толщины наблюдается сначала некоторый спад, а затем значительный рост этих величин, связанный с увеличением доли потерь на вихревые токи в общих потерях. Для очень малых толщин — порядка 0,003 мм — p_{50} и H_{c50} близки по величине к p_r и H_c . Наименьшее изменение H_{c50} и p_{50} с частотой (до 20%) наблюдалось у сплавов 80НХС и 50Н в толщинах 0,02—0,1 мм, наибольшее (до 90%) — у сплавов 65НП и 68НМП.

При 50 Гц изменяется форма петли намагничивания (рис. 2) и увеличивается ее прямоугольность на 1—5% для анизотропных сплавов (50НП, 65НП, 34НКМП, 68НМП) и на 5—30% для изотропных сплавов (50Н, 79НМ, 80НХС).

Полученные данные могут быть использованы при выборе сплавов и сортамента для расчета магнитных систем, работающих при 50 Гц.

Литература

- Семенова Н. А. и Мительман Л. В., Динамические петли намагничивания сплавов 65НП и 79НМ при частотах до 10 кГц, «Электричество», 1963, № 9.
- Андреевский Е. А. и Бондарук Б. Л., Исследование температурной стабильности пермаллоевых сплавов, Труды Всесоюзного научно-технического совещания, Наукова Думка, Киев, 1964.
- Розенблат М. А., Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники, Изд-во «Наука», М., 1966.
- Альтгаузен О. Н. и др., Динамические характеристики магнитномягких сплавов. Прецизионные сплавы, Сб. трудов ЦНИИЧМ, 1968, вып. 54.
- Семенова Н. А., Магнитные характеристики сплавов 79НМ, 50Н, 50НП и 65НП при частоте 50 Гц, Прецизионные сплавы, Сб. трудов ЦНИИЧМ, вып. 71, 1969.

[18.11.1970]



УДК 621.372.001.24

О свойствах сумм коэффициентов чувствительности системных функций цепей

И. И. АВДЕЕВ

Riga

При выборе схемы электрической или электронной цепи, преобразующей входной сигнал по заданному закону, всякий раз возникает необходимость оценки стабильности какой-либо ее системной функции или выходного сигнала при вариациях параметров элементов [Л. 1].

Оценка стабильности связана с определением коэффициентов чувствительности, которые позволяют определять как предельные значения, так и числовые характеристики вероятностного распределения погрешностей системных функций или выходного сигнала цепи по характеристикам погрешностей элементов. В этом случае вариация параметров рассматривается как нежелательное явление, вызванное влиянием внешних условий или процессами старения элементов. Однако знание коэффициентов чувствительности полезно и в случаях, когда требуется обеспечить определенную чувствительность системной функции цепи к изменению одного или совокупности параметров элементов.

Независимо от конкретной задачи определение коэффициентов чувствительности системных функций цепи представляет наиболее существенную и трудоемкую часть анализа цепи [Л. 2—4]. Например время, затрачиваемое на расчет коэффициентов чувствительности системной функции цепи, состоящей из 20 элементов, в зависимости от метода на 3—6 порядков превышает время, затрачиваемое на расчет относительной погрешности или ее математического ожидания и дисперсии по известным коэффициентам чувствительности и погрешностям элементов. Это приводит к необходимости формализации процесса подготовки исходных данных и применения для расчета коэффициентов чувствительности быстродействующих вычислительных машин. При этом возникает необходимость контроля правильности производимых расчетов. Наряду с известными методами повышения достоверности машинного счета в рассматриваемой задаче для подтверждения правильности результатов можно использовать свойства сумм коэффициентов чувствительности системных функций цепей.

В качестве основных системных функций цепи в статье рассматриваются входные и передаточные проводимости и сопротивления, коэффициенты передачи по току и напряжению. В опубликованных работах, например в [Л. 5], рассмотрены свойства коэффициентов чувствительности входного сопротивления двухполюсника последовательной структуры и проводимости двухполюсника параллельной структуры. Там же показано, что

$$\Sigma S_{z_k}^i = \Sigma S_{z_{ij}}^A, \quad (1)$$

где $S_{z_k}^i$, $S_{z_{ij}}^A$ — коэффициенты чувствительности системных функ-

ций соединения элементов «звездой» и «треугольником» к вариациям сопротивлений лучей звезды z_k и сторон треугольника z_{ij} . А для коэффициентов чувствительности передачи по напряжению линейной Т-образной схемы показано, что сумма их равна нулю.

Рассмотрим некоторые свойства коэффициентов чувствительности основных системных функций цепей самого общего вида, которые могут быть выведены из топологического представления уравнений передачи этих цепей.

Пусть в качестве системной функции рассматривается передаточная проводимость между i -м и j -м элементами некоторой линейной или линеаризованной цепи. При номинальных значениях параметров элементов эта проводимость может быть вычислена по проводимостям или сопротивлениям элементов в соответствии с топологическим уравнением передачи [Л. 4 и 6] по формуле:

$$Y_{ij} = \frac{(\Sigma P_k \Delta'_k)_n}{(\Sigma P_k \Delta_k)_n} = \frac{c_{ij}^n}{d_n}, \quad (2)$$

где $(\Sigma P_k \Delta'_k)_n$ — сумма произведений всевозможных путей передачи на их алгебраическое дополнение, вычисленная при номинальных значениях проводимостей элементов цепи;

$(\Sigma P_k \Delta_k)_n$ — сумма произведений номинальных значений проводимостей элементов, образующих всевозможные деревья цепи;

c_{ij}^n — сумма произведений номинальных значений сопротивлений элементов, образующих дополнения к слагаемым $(\Sigma P_k \Delta'_k)_n$;

d_n — сумма произведений номинальных значений сопротивлений элементов, образующих дополнения к деревьям цепи.

Если цепь содержит m элементов (ветвей) и n узлов, то слагаемые числителя уравнения передачи (2) и деревья представляют собой произведения по n и $(n-1)$ проводимостей ветвей соответственно [Л. 4 и 6].

Дополнениями к деревьям и слагаемым числителя являются совокупности элементов, алфавиты которых совместно с алфавитами деревьев и указанных слагаемых образуют полный алфавит цепи из m символов [Л. 4].

В силу этого передаточная проводимость Y_{ij} , выраженная через сопротивления ветвей, в числите (c_{ij}^n) содержит произведения — слагаемые по $(m-n)$, а в знаменателе по $(m-n+1)$ сопротивлений ветвей каждое.

Та же передаточная проводимость, вычисленная при значениях параметров элементов, измененных на одинаковую относительную величину δy или δz соответственно, может быть записана в виде:

$$Y_{ij}^{\delta} = \frac{(1 + \delta y)^n (\sum P_k \Delta'_k)_n}{(1 + \delta y)^{n-1} (\sum P_k \Delta_k)_n} = \frac{(1 + \delta z)^{m-n} c_{ij}^h}{(1 + \delta z)^{m-n+1} d_h}. \quad (3)$$

Относительное изменение передаточной проводимости, выраженное через равные относительные изменения проводимостей элементов, будет иметь вид:

$$\delta Y_{ij}^{\delta} = \frac{Y_{ij}^{\delta} - Y_{ij}^h}{Y_{ij}^h} = \frac{[(1 + \delta y) - 1] Y_{ij}^h}{Y_{ij}^h} = \delta y. \quad (4)$$

Относительное изменение передаточной проводимости, выраженное через равные относительные погрешности сопротивлений элементов при $|\delta z| \ll 1$, будет

$$\begin{aligned} \delta Y_{ij}^z &= \frac{Y_{ij}^z - Y_{ij}^h}{Y_{ij}^h} = \frac{\left(\frac{1}{1 + \delta z} - 1\right) Y_{ij}^h}{Y_{ij}^h} = \\ &= -\frac{\delta z}{1 + \delta z} \approx -\delta z. \end{aligned} \quad (5)$$

С другой стороны, полагая относительное изменение передаточной проводимости равным первому дифференциальному, получим:

$$\delta Y_{ij}^{\delta} = \sum_{k=1}^m S_{Y_k}^{Y_{ij}} \delta y_k; \quad (6)$$

$$\delta Y_{ij}^z = \sum_{k=1}^m S_{z_k}^{Y_{ij}} \delta z_k. \quad (7)$$

При равных относительных погрешностях проводимостей и сопротивлений элементов сравнение равенств (4), (6) и (5), (7) показывает, что

$$\sum_{k=1}^m S_{Y_k}^{Y_{ij}} = 1; \quad (8)$$

$$\sum_{k=1}^m S_{z_k}^{Y_{ij}} = -1. \quad (9)$$

Равенства (8) и (9) устанавливают свойства сумм коэффициентов чувствительности передаточной проводимости цепи к вариациям проводимостей и сопротивлений элементов, составляющих эту цепь.

Указанные свойства сумм коэффициентов чувствительности справедливы и для входной проводимости цепи, так как соотношения между количествами элементов, параметры которых образуют произведения — слагаемые числителя и знаменателя топологического уравнения (2), остаются неизменными.

Для передаточного сопротивления между i -м и j -м узлами цепи при заданной матрице узловых проводимостей можно получить

$$Z_{ij} = \frac{\Delta_{ji}}{\Delta}. \quad (10)$$

Здесь Δ — определитель матрицы узловых проводимостей, равный сумме произведений по $(n-1)$ проводимостей или по $(m-n+1)$ сопротивлений элементов цепи в каждом; Δ_{ji} — алгебраическое дополнение определителя, равное сумме произведений по $(n-2)$ проводимостей или по $(m-n+2)$ сопротивлений элементов в каждом.

Выразив, как и ранее, относительное изменение передаточного сопротивления δZ_{ij} через одинаковые приращения проводимостей и сопротивлений элементов цепи и приравняв его первому дифференциальному, получим:

$$\sum_{k=1}^m S_{Y_k}^{Z_{ij}} = -1; \quad (11)$$

$$\sum_{k=1}^m S_{z_k}^{Z_{ij}} = 1. \quad (12)$$

Равенства (11) и (12) устанавливают свойства сумм коэффициентов чувствительности входных и передаточных сопротивлений цепи к вариациям проводимостей и сопротивлений элементов, составляющих эту цепь. Рассматривая аналогично свойства коэффициентов передачи по току K_{ij}^I и напряжению K_{ij}^U , можно показать, что для сумм коэффициентов чувствительности названных системных функций к вариациям проводимостей и сопротивлений элементов цепи справедливы соотношения:

$$\sum_{k=1}^m S_{Y_k}^{K_{ij}^I} = \sum_{k=1}^m S_{z_k}^{K_{ij}^I} = \sum_{k=1}^m S_{Y_k}^{K_{ij}^U} = \sum_{k=1}^m S_{z_k}^{K_{ij}^U} = 0. \quad (13)$$

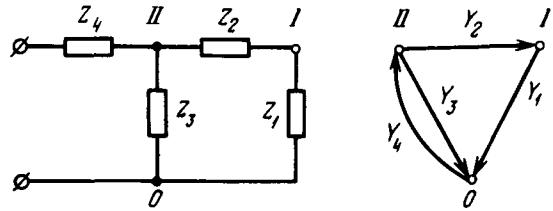
Установленные свойства сумм коэффициентов чувствительности системных функций цепей необходимы и полезны для контроля правильности расчетов или экспериментального определения коэффициентов чувствительности. В противном случае нельзя быть гарантированным от случайных ошибок и погрешностей, приводящих к неправильной оценке стабильности анализируемой цепи.

Распространение приведенных выше свойств сумм коэффициентов чувствительности системных функций для случаев, когда они комплексные, при $\omega = \text{const}$ приводит к соотношениям вида:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{k=1}^m \operatorname{Re}[S_{z_k}^{Y_{ij}}(j\omega)] &= \sum_{k=1}^m \operatorname{Re}[S_{Y_k}^{Z_{ij}}(j\omega)] = -1; \\ \sum_{k=1}^m \operatorname{Re}[S_{Y_k}^{Y_{ij}}(j\omega)] &= \sum_{k=1}^m \operatorname{Re}[S_{z_k}^{Z_{ij}}(j\omega)] = 1; \\ \sum_{k=1}^m \operatorname{Im}[S_{z_k}^{Y_{ij}}(j\omega)] &= \sum_{k=1}^m \operatorname{Im}[S_{Y_k}^{Z_{ij}}(j\omega)] = 0. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Проиллюстрируем некоторые из указанных свойств сумм коэффициентов чувствительности системных функций на примере анализа простейшей цепи.

Пример. Для цепи, принципиальная схема которой и направленный граф приведены на рисунке, передаточная про-



водимость между четвертой и первой ветвями, выраженная через проводимости Y_k , имеет вид [Л. 6]:

$$Y_{41} = \frac{\sum P_k \Delta'_k}{\sum P_k \Delta_k} = \frac{Y_1 Y_2 Y_3}{Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_3 + Y_2 Y_4}. \quad (15)$$

Эта же проводимость, выраженная через сопротивления ветвей, определяется выражением:

$$Y_{41} = \frac{c_{ij}}{d} = \frac{z_3}{z_1 z_3 + z_1 z_4 + z_2 z_3 + z_2 z_4 + z_3 z_4}. \quad (16)$$

Коэффициенты чувствительности проводимости Y_{41} к вариациям проводимостей и сопротивлений ветвей, найденные в соответствии с зависимостями

$$S_{Y_k}^{Y_{41}} = \frac{\partial Y_{41}}{\partial Y_k} \frac{Y_k}{Y_{41}};$$

$$S_{z_k}^{Y_{41}} = \frac{\partial Y_{41}}{\partial z_k} \frac{z_k}{Y_{41}},$$

имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} S_{Y_1}^{Y_4} &= \frac{Y_2(Y_3 + Y_4)}{\Delta}; \quad S_{Y_2}^{Y_4} = \frac{Y_1(Y_3 + Y_4)}{\Delta} \\ S_{Y_3}^{Y_4} &= -\frac{Y_3(Y_1 + Y_2)}{\Delta}; \quad S_{Y_4}^{Y_4} = \frac{Y_1Y_2 + Y_1Y_3 + Y_2Y_3}{\Delta}; \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

$$\left. \begin{aligned} S_{Z_1}^{Y_4} &= -\frac{z_1(z_3 + z_4)}{d}; \quad S_{Z_2}^{Y_4} = -\frac{z_2(z_3 + z_4)}{d} \\ S_{Z_3}^{Y_4} &= \frac{z_4(z_1 + z_2)}{d}; \quad S_{Z_4}^{Y_4} = -\frac{z_4(z_1 + z_2 + z_3)}{d}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

В (17) и (18) обозначено:

$$\begin{aligned} \Delta &= Y_1Y_2 + Y_1Y_3 + Y_1Y_4 + Y_2Y_3 + Y_2Y_4; \\ d &= z_1z_3 + z_1z_4 + z_2z_3 + z_2z_4 + z_3z_4. \end{aligned}$$

Суммирование коэффициентов чувствительности показывает, что

$$\sum_{k=1}^4 S_{Y_k}^{Y_4} = 1; \quad \sum_{k=1}^4 S_{Z_k}^{Y_4} = -1.$$

При Y_k и z_k , заданных в виде комплексных параметров ветвей цепи, нетрудно убедиться в справедливости свойств

сумм коэффициентов чувствительности для передаточной проводимости (14). Найдя соответствующие аналитические выражения для других системных функций, легко показать справедливость свойств сумм их коэффициентов чувствительности к вариациям проводимостей и сопротивлений элементов, приведенных выше (11)–(14).

Литература

- Сигорский В. П., Содержание и методы теории электронных цепей, ИВУЗ, «Радиоэлектроника», т. X, 1967, № 7.
- Пампуро В. И., Анализ радиоцепей и их схемы надежности, изд-во «Техника», Киев, 1967.
- Быховский М. Л., Основы динамической точности электрических и механических цепей, АН СССР, 1958.
- Петров С. С., Матричный метод анализа точности электрических цепей по заданным первичным погрешностям, «Автоматика и вычислительная техника», 1965, № 9.
- Петров С. С., Расчет коэффициентов влияния первичных погрешностей электрических цепей методом эквивалентных преобразований, «Автоматика и вычислительная техника», 1965, № 9.
- Мэзон С., Циммерман Г., Электронные цепи, сигналы и системы, Изд-во иностранной литературы, М., 1963.

[6.9.1970]



УДК 621.316.925.2:621.3.019.34

О показателях надежности устройств релейной защиты

Ю. Б. ГУК
Ленинград

Эксплуатация какой-либо технической системы представляет собой последовательность различных состояний этой системы во времени. В соответствии с этим эксплуатацию любого технического устройства можно описать в виде функции, принимающей значения, соответствующие этим состояниям. Для устройств, имеющих только два состояния в [Л. 1] предложена методика получения системы показателей надежности, использующая функцию полезности.

Устройства релейной защиты в ходе эксплуатации могут быть в большем числе разнообразных состояний, однако и для них применение функции полезности дает возможность обосновать систему необходимых показателей надежности [Л. 2].

Функцию состояний устройства релейной защиты $X(t)$ зададим с помощью ряда дискретных значений:

$x=1$, если устройство полностью работоспособно согласно ГОСТ 13377–67;

$x=0$, если устройство выведено из работы или нечувствительно к повреждениям в зоне его действия;

$x=-1$, если устройство чувствительно к повреждениям вне зоны его действия (потеря селективности);

$x=-2$, если устройство должно срабатывать при отсутствии повреждения как в зоне, так и вне зоны действия.

На рисунке *a* приведена реализация случайной функции $X(t)$ без учета потока повреждений защищаемых элементов электроэнергетической системы и аварийных восстановлений устройства релейной защиты. За время реализации отмечены четыре межремонтных периода τ_p и три плановых проверки τ_v устройства (вопросы стратегии профилактики устройств релейной защиты рассмотрены подробно в [Л. 3]).

Повреждения в зоне и вне зоны действия рассматривающего устройства защиты можно описать с помощью дельта-функции $\delta(t)$, принимающей значения:

$\delta=1$, если повреждение в зоне;

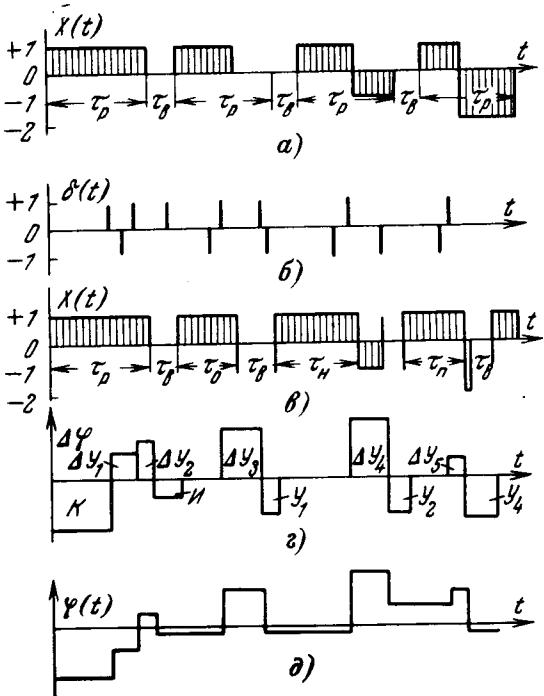
$\delta=-1$, если повреждение вне зоны действия устройства.

На рисунке *b* показана реализация случайной функции $\delta(t)$.

Отказы, потеря селективности и сложные срабатывания вызывают внеплановые ревизии и восстановление устройства. Реализация случайной функции состояния $X(t)$ с учетом реализации $\delta(t)$ и внеплановых восстановлений представлена на рисунке *c*.

Здесь τ_o — реализация случайной величины наработка на отказ T_o ; τ_n — реализация случайной величины наработка на потерю селективности T_n ; τ_l — реализация случайной величины наработка на ложное срабатывание T_l ; τ_v — реализация случайной величины времени восстановления устройства T_v .

В зависимости от хода реализаций $X(t)$ и $\delta(t)$ изменяется полезность устройства релейной защиты, измеряемая в денежном выражении. Капитальные затраты, издержки на вос-



становление, ревизии и ремонт, ущерб от отказов и излишних срабатываний уменьшают функцию полезности, а уменьшение ущерба при правильном действии защиты увеличивает функцию полезности. На рисунке 2 приведены приращения функции полезности $\Delta\Phi$, отвечающие показанным на рисунках б и в реализациям $X(t)$ и $\delta(t)$.

Здесь K — капиталовложения на установку устройства защиты; ΔY_k — уменьшение ущерба при k -ом срабатывании; I — издержки на очередную проверку; Y_t — ущерб от излишнего i -го срабатывания с учетом стоимости восстановления схемы.

На рисунке 2 показана реализация функции полезности $\Phi(t)$, отвечающая реализациям $X(t)$, $\delta(t)$ и $\Delta\Phi$. О целесообразности установки устройства релейной защиты в экономическом смысле можно говорить при условии, что математическое ожидание случайной величины Φ за срок окупаемости капиталовложений τ больше нуля:

$$M[\Phi(\tau)] \geq 0. \quad (1)$$

Исходя из вышеизложенного,

$$\Phi(\tau) = -K - I_\Sigma - \Sigma Y_t + \Sigma \Delta Y_k. \quad (2)$$

Тогда

$$M[\Phi(\tau)] = -K - M[I_\Sigma] - M[\Sigma Y_t] + M[\Sigma \Delta Y_k]. \quad (3)$$

Здесь

$$M[I_\Sigma] = \frac{\tau}{\tau_p} I_1 = n(\tau) I_1, \quad (4)$$

где $n(\tau)$ — число плановых проверок за время τ ; I_1 — издержки на одну проверку;

$M[\Sigma Y_t] = m_o(\tau) M[Y_o] + m_n(\tau) M[Y_n] + m_l(\tau) M[Y_l]$, (5) где m_o , m_n , m_l — среднее число отказов, неселективных и ложных срабатываний за время τ ; Y_o , Y_n , Y_l — ущерб при отказе, неселективном и ложном срабатывании соответственно.

$M[\Sigma \Delta Y_k] = [m_t(\tau) - m_n(\tau) - m_l(\tau) - m_o(\tau)] M[\Delta Y_1]$, (6) где m_t — среднее число требуемых срабатываний за время τ ; ΔY_1 — уменьшение ущерба при правильном срабатывании по сравнению с отказом.

Таким образом, для оценки полезности по выражению (1) необходимы следующие показатели надежности устройства защиты:

$$n(\tau), m_o(\tau), m_n(\tau), m_l(\tau), m_t(\tau). \quad (7)$$

Для их определения по данным эксплуатации следует оценить интенсивность потоков $h_o(t)$, $h_n(t)$, $h_l(t)$, $h_t(t)$.

В случае нестационарности потока (поток требуемых срабатываний)

$$m = \int_0^\tau h(t) dt. \quad (8)$$

При простейшем потоке (поток отказов и неправильных срабатываний)

$$m = h\tau. \quad (9)$$

Для определения показателей (7) по данным заводских испытаний можно воспользоваться методикой [Л. 4].

Приведенная в [Л. 2] система показателей надежности позволяет полностью оценить экономическую целесообразность установки конкретного устройства релейной защиты.

Литература

1. Общая методика выбора показателей надежности промышленных изделий для включения в ГОСТы, ТУ и ТЗ, Изд. Всесоюзного научно-исследовательского ин-та стандартов, 1967.

2. Гук Ю. Б. и др., О применении основных понятий и критериев надежности в релейной защите, «Электрические станции», 1967, № 8.

3. Смирнов Э. П., Влияние профилактического контроля на результирующую надежность релейной защиты, «Электричество», 1968, № 4.

4. Манов Н. А., Рузин Я. Л., Испытания на надежность устройств релейной защиты. Доклады на II НТС по устойчивости и надежности энергосистем СССР, изд-во «Энергия», 1969.

[11.3.1970]



УДК 537.212

Разряд с поверхности наэлектризованной пленки

А. А. ОБУХ

Московский энергетический институт

Для правильной оценки степени опасности статического электричества, возникающего при операциях с легковоспламеняющимися диэлектрическими материалами, чрезвычайно важно знать закономерности развития электрических разрядов, а также энергию, выделяющуюся в разрядном промежутке за единичный разряд. В статье приводятся некоторые результаты исследований особенностей развития разрядов статического электричества с полимерной пленки и приближенная методика количественной оценки энергии таких разрядов.

Экспериментальное изучение разряда статического электричества с поверхности натянутой в раме наэлектризованной трением полиэтиленовой пленки на заземленный металлический электрод обнаружило существенное отличие в развитии процесса от искрового разряда, происходящего между двумя металлическими электродами, например, при разряде конденсатора. Прежде всего было установлено, что разряд с отрицательно заряженной полиэтиленовой пленки не представляет собой единого резко очерченного канала. Конфигурация, яркость свечения и число ветвей разряда в большой степени зависят от характеристик разрядного промежутка.

Так, например, разряд со сферическим электродом диаметром 18 мм представляет собой множество тончайших светящихся нитей, развивающихся от электрода в направлении наэлектризованной пленки. По достижении пленки разряды простираются вдоль ее поверхности в виде слабосветящихся каналов небольшой длины, а вся область над поверхностью покрывается голубоватым свечением. Разряд с электрода диа-

метром 40 мм характеризуется наличием утолщенного яркосветящегося канала, с конца которого распространяется пучок нитевидных образований, переходящих в разряд по поверхности. Такой утолщенный ярковыраженный канал при длине разрядного промежутка 3—4 см достигал 1,0—1,5 см, причем иногда канал разветвлялся. Разряд с электрода диаметром 60 мм развивался аналогичным образом, однако, при меньшей длине разрядного промежутка длина яркосветящегося канала была относительно больше и ответвлений от него не наблюдалось.

Многоканальность разряда подтверждается наличием характерных следов разряда, появляющихся на фотопленке, помешавшейся на пути развития разряда, как это делал Леб¹. Развития утолщенного яркосветящегося канала при разряде с электрода диаметром 40 мм хорошо видны на рис. 1.

Развитие разряда вдоль поверхности пленки наилучшим образом фиксируется обработкой ее проявляющими порошками (смесь порошков серы и подкрашенного метилом фиолетовым ликоподия), оседающими на участках поверхности, заряженных противоположными знаками. Область, охваченная разрядом, по конфигурации приближается к окружности с центром, расположенным по оси разряда.

Осциллографирование токов разряда показало, что единичный разряд с поверхности наэлектризованной пленки фак-

¹ Loeb L. B., Impulse streamer branching from Lichtenberg's studies. Journal of Applied Physics, 1963, v. 34, № 11, p. 3340.

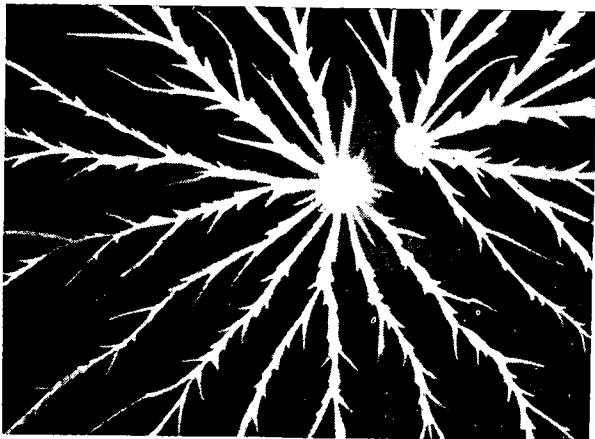


Рис. 1. Следы разряда на пленке, размещенной в разрядном промежутке на пути развития разряда.

Диаметр разрядного электрода 40 мм.

тически представляет собой серию одиночных импульсов с длительностью порядка 1 мксек, следующих друг за другом с некоторой скважностью. Второй токовый импульс следует через 80—130 мксек после первого, а все последующие проходят с большой частотой (рис. 2).

Дискретность развития разряда может иметь следующее физическое объяснение. Первоначальные электронные лавины, предшествующие образованию каналов, возникают в области с наибольшей напряженностью поля, например, по пути наименьшего расстояния от электрода до пленки. После прохождения первых лавин в промежутке образуется разрядный канал, но так через него ограничен плохой поверхностью проводимостью пленки и разряд затухает. Этим завершается стадия первого импульса. Объемный заряд, оставшийся в промежутке, выравнивает поле, снижает его градиенты в приэлектродной области, наступает пауза разрядного тока. За время паузы объемный заряд рассасывается и происходит восстановление электрического поля, которое все еще остается значительным, так как за первый импульс нейтрализовалась только некоторая часть заряда поверхности. Однако электрическая прочность промежутка уже несколько снизилась в результате подсветки его первым импульсом. Это облегчает образование новых электронных лавин и каналов. При этом прочность промежутка снижается все больше, так как все последующие импульсы, следующие за вторым, проходят с большей частотой. Высказанное предположение о причине токовой паузы в разряде подтверждается результатом приближенной оценки времени, необходимого на то, чтобы ион мог пересечь разрядный промежуток. Так для промежутка длиной 4 см при средних градиентах поля 15 кВ/см и подвижности 2 см²/в·сек это время составляет 130 мксек.

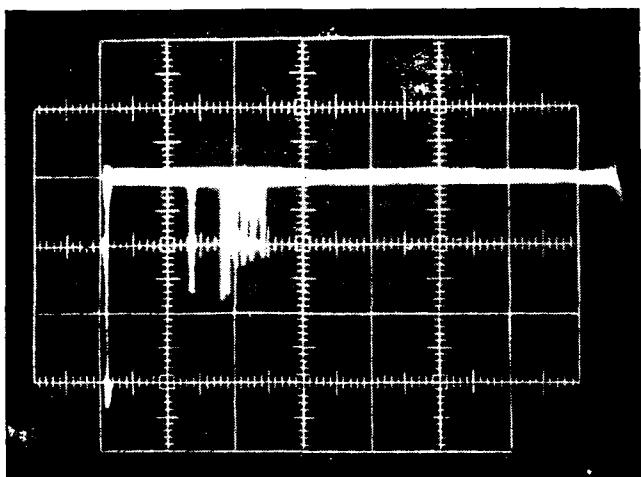


Рис. 2. Типичная осциллограмма разрядных импульсов.
Масштаб: 1 клетка — 10 мксек.

Если кривизна электрода большая, следующие за первым каналы импульсов возникают непосредственно с поверхности разрядного электрода. При электродах большого диаметра возникающие новые лавины вливается в один ярковыраженный канал, постоянно подпитывая его, благодаря чему и наблюдается наиболее интенсивное свечение этого образования. Тот факт, что отдельные нити разрядов развиваются с конца утолщенного канала, свидетельствует о том, что на его головку, очевидно, выносится потенциал, близкий к потенциальному электрода, а следовательно, проводимость этого канала достаточно велика. Последнее обстоятельство говорит за то, что температура этого канала весьма значительна и именно в этом образовании происходит выделение энергии с наибольшей объемной концентрацией.

Из всего сказанного выше следует, что энергия поля наэлектризованного плоского диэлектрика при разряде на заземленный электрод выделяется как в самом разрядном промежутке, так и у поверхности диэлектрика, причем объемная концентрация выделяемой энергии в различных точках области разряда сильно меняется. Во времени выделение энергии происходит в виде отдельных импульсов в соответствии с прохождением токовых импульсов.

Сложность развития процесса разряда позволяет доступными методами получить лишь интегральную энергетическую характеристику разряда, оценивая разность энергий электрического поля диэлектрика до и после разряда.

В соответствии с электрической схемой замещения системы заземленный разрядный электрод — наэлектризованная диэлектрическая плоскость энергия системы до разряда может быть записана в виде:

$$W_0 = \sum_{k=1}^n \frac{C_{dk} U_{dk}^2}{2} + \sum_{k=1}^n \frac{C_{pk} U_{pk}^2}{2} + \sum_{k=1}^n \frac{C_{kk} U_{kk}^2}{2}, \quad (1)$$

где C_{dk} , C_{pk} , C_{kk} и U_{dk} , U_{pk} , U_{kk} — емкости и потенциалы отдельных элементарных площадок диэлектрика относительно земли, разрядного электрода и между собой соответственно.

Взаимные емкости отдельных площадок C_{kk} между собой малы, а изменение потенциала вдоль поверхности диэлектрика при равномерной его электризации незначительно, поэтому последним членом выражения (1) можно пренебречь.

Энергия системы после разряда определяется выражением:

$$W_1 = \sum_{k=1}^n \frac{C_{dk} (U'_{dk})^2}{2} + \sum_{k=1}^n \frac{C_{pk} (U'_{pk})^2}{2}, \quad (2)$$

Выражение для энергии, выделившейся во время разряда, имеет вид:

$$W_p = \sum_{k=1}^n \frac{C_{dk} U_{dk}^2}{2} - \sum_{k=1}^n \frac{C_{dk} (U'_{dk})^2}{2} + \\ + \sum_{k=1}^n \frac{C_{pk} U_{pk}^2}{2} - \sum_{k=1}^n \frac{C_{pk} (U'_{pk})^2}{2}. \quad (3)$$

Емкость поверхности диэлектрика относительно разрядного электрода обычно на несколько порядков меньше, чем емкость на землю, поэтому разностью двух последних членов можно пренебречь и окончательно записать энергию разряда в виде разности энергий, запасаемых емкостью диэлектрика до и после разряда:

$$W = \sum_{k=1}^n \frac{C_{dk} U_{dk}^2}{2} - \sum_{k=1}^n \frac{C_{dk} (U'_{dk})^2}{2}. \quad (4)$$

Экспериментальное определение энергии проводилось по следующей схеме: наэлектризованный пленка перемещалась к закрепленному над ней разрядному электрому, причем движение осуществлялось таким образом, что поверхность пленки всегда оставалась параллельной плоскости земли, образуя плоский конденсатор. По мере движения пленки к разрядному электрому ее емкость относительно земли уменьшается, а потенциал растет до тех пор, пока не происходит разряд на заземленный электрод.

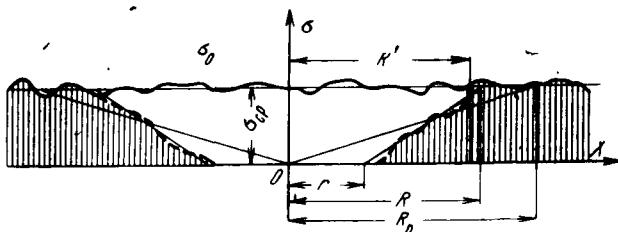


Рис. 3. Стилизованная эпюра распределения заряда до и после разряда.

Первоначальная плотность заряда на пленке оценивалась по измерениям в клетке Фарадея и зондовым измерениям. Стекающий во время разряда заряд измерялся по напряжению на известной емкости в цепи разряда.

Зондовые исследования области разряда показали, что заряд поверхности нейтрализуется неравномерно (рис. 3). До нуля заряд стекает лишь в некоторой области радиуса r вблизи оси разряда. По мере удаления за пределы радиуса r величина стекающего заряда уменьшается до нуля.

Для оценки распределения остаточного заряда на поверхности и потенциалов отдельных точек поверхности, область стекающего заряда на эпюре распределения заряда экстраполирована усеченым конусом с основанием R и высотой σ_{cp} . Поле в промежутке между диэлектриком и землей для каждого элемента площадки $dS = 2\pi r dx$ приравнивалось полю плоского конденсатора без учета влияния соседних областей.

Энергия поля в пределах границы разряда радиуса R до разряда соответствует выражению:

$$W_0 = \frac{1}{2} \frac{\sigma_{cp}^2 H \pi R^2}{\epsilon_0}, \quad (5)$$

где H — расстояние от пленки до земли в момент разряда.

Выражение для энергии поля после разряда от заряда элемента площадки dS имеет вид:

$$dW_{ost} = \frac{1}{2} dQ_{ost} U_{net}. \quad (6)$$

Здесь dQ_{ost} — заряд площадки dS :

$$dQ_{ost} = 2\pi x \left(\frac{\sigma_{cp}}{R-r} \right) dx. \quad (7)$$

Потенциал элемента поверхности относительно земли находим из выражения:

$$U_{ost} = \frac{\sigma_{cp} H}{(R-r) \epsilon_0} (x-r). \quad (8)$$

В результате интегрирования выражения (6) после подстановки (7) и (8) в пределах от r до R получаем соответственно энергию после разряда и энергию, выделенную во время разряда:

$$W_{ost} = \frac{\pi \sigma_{cp}^2 H}{12 \epsilon_0 (R-r)^2} (3R^4 - r^4 - 8R^3r + 6R^2r^2); \quad (9)$$

$$W_p = W_0 - W_{ost} = \frac{\pi \sigma_{cp}^2 H}{2 \epsilon_0} \left[R^2 - \frac{(3R^4 - r^4 + 8R^3r + 6R^2r^2)}{6(R-r)^2} \right]. \quad (10)$$

Определение энергии разряда по (10) требует выполнения зондовых измерений параметров зоны разряда r и R , что значительно усложняет производство эксперимента, особенно при большом числе опытов. Формуле (10) можно придать более простой вид, если на эпюре распределения заряда заменить усеченный конус стекающего заряда простым конусом с вершиной в начале координат и высотой σ_{cp} при том же количестве стекающего заряда.

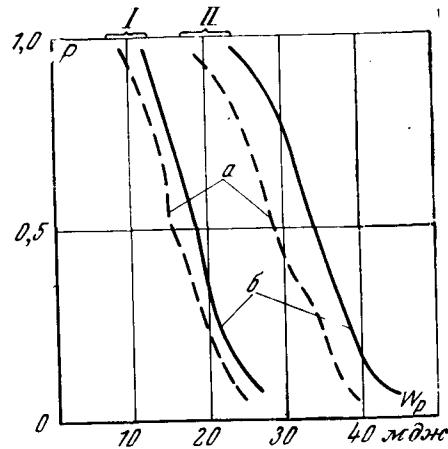
Расчетный радиус основания конуса определяется из выражения:

$$R_p = \sqrt{\frac{3Q_p}{\pi \sigma_{cp}}}, \quad (11)$$

где Q_p — количество стекающего заряда.

Рис. 4. Энергия разряда с полиэтиленовой пленки на электроды диаметром 18 (I) и 40 мм (II).

a — расчет по точной формуле; *b* — по приближенной формуле.



Тогда величины остаточного заряда и потенциала элемента поверхности в пределах расчетного радиуса соответственно записуются в виде:

$$dQ_{ost} = \frac{2\pi \sigma_{cp}}{R_p} x^2 dx; \quad (12)$$

$$U = \frac{\sigma_{cp} H}{\epsilon_0 R_p}. \quad (13)$$

По аналогии с предыдущим имеем:

$$W_p = \frac{\pi R_p^2 \sigma_{cp} H}{2 \epsilon_0} - \int_0^{R_p} \frac{\pi \sigma_{cp}^2}{\epsilon_0 R_p^2} x^3 dx = \frac{1}{4} \frac{\pi}{\epsilon_0} \sigma_{cp}^2 H R_p^2. \quad (14)$$

Выражение (14) можно получить и непосредственно из (10), приравняв $r=0$ и $R=R_p$.

Подставив в (14) значение расчетного радиуса R_p окончательно получим:

$$W_p = \frac{3}{4} \frac{H \sigma_{cp}}{\epsilon_0} Q_p. \quad (15)$$

Если заряд в процессе разряда нейтрализуется до нуля по всей площади, охваченной разрядом, энергия разряда, определенная по формуле энергии для плоского конденсатора, обкладки которого заряжены до плотности σ_{cp} , записывается в виде:

$$W_p = \frac{1}{2} \frac{H \sigma_{cp}}{\epsilon_0} Q_p.$$

В этом случае результат вычисления по (15) будет завышен на 50%. Однако, как показали многочисленные эксперименты эпюра стекающего заряда представляет собой довольно острый усеченный конус и вычисления по упрощенной формуле (15) превышают результаты расчета по более точному выражению (10) на 10—15%.

На рис. 4 приведены результаты определения энергии разряда с полиэтиленовой пленкой площадью 630 см^2 на электроды диаметром 18 мм и 40 мм при начальной плотности электризации $1,6-1,7 \text{ нк/см}^2$. Энергия разряда на электрод диаметром 40 мм значительно выше. Это можно объяснить тем обстоятельством, что разряд на электрод диаметром 40 мм происходит при больших потенциалах поверхности пленки, так как поле в промежутке в этом случае более равномерно.

Выводы. 1. Разряд статического электричества с поверхности наэлектризованной полиэтиленовой пленки носит многоканальный характер.

2. Энергия разряда выделяется как в собственно разрядном промежутке, так и у поверхности диэлектрика.

3. Во времени разряда с поверхности отрицательно заряженной пленки протекает в форме отдельных импульсов тока длительностью порядка 1 мксек, следующих со значительной скважностью (до 100—150 мксек).

4. Энергия разряда пропорциональна значению плотности заряда, величине стекающего заряда и обратно пропорциональна емкости диэлектрика на землю.

[20.4.1970]



СОДЕРЖАНИЕ

Н. И. Соколов и Э. А. Каспаров — Повышение использования синхронных компенсаторов в режимах потребления реактивной мощности	1
Ю. М. Горский, В. С. Вайнер-Кротов и В. А. Ушаков — Цифровой регулятор возбуждения синхронных генераторов	9
С. Б. Лосев — Использование двухфазных составляющих при многократной несимметрии линии с ответвлениями для анализа релейной защиты	13
В. В. Гурин, И. С. Калинченко, Д. А. Каплан, А. М. Конторович, Г. С. Кучинский, А. Г. Левит, Е. Б. Татаренко и Н. П. Шипунова — Частичные разряды в изоляции высоковольтных трансформаторов	20
П. М. Сви — Контроль изоляции под рабочим напряжением	25
Г. Н. Александров, Э. М. Базелян, Б. Н. Горин, В. П. Редков, И. С. Стекольников и А. В. Шкилев — Исследование развития искрового разряда в длинных воздушных промежутках	31
Ю. И. Пономарев — Магнитная квазистационарная передача импульсных напряжений в трансформаторах	35
Т. М. Немени — Влияние неповрежденной фазы на работу синхронного генератора при двухфазных коротких замыканиях на землю	39
Ю. Н. Кронеберг и А. С. Жибинов — Расчет синхронных машин с параллельным комбинированным возбуждением	44
Р. Н. Ромашкин и И. И. Бокслер — Скоростной режим работы индукционного фазовращателя с пульсирующим магнитным полем	47
Р. В. Фильц и Л. И. Глухивский — Расчет статических характеристик насыщенных явнополюсных синхронных машин	51
◆ ◆ ◆	
COCONTENTS	
Better Utilization of Synchronous Capacitors Under kVAR Consumption Conditions — N. I. Sokolov, E. A. Kasparov	1
A Digital Excitation Regulator for Synchronous Generators — U. M. Gorski, V. S. Wiener-Krotov, V. A. Ushakov	9
Using Two-phase Components for Analysing Relays Under Two-phase Operation of Tapped Transmission Lines — S. B. Losev	13
Partial Discharges in H. V. Transformer Insulation — V. V. Gurin, I. S. Kalinichenko, D. A. Kaplan, A. M. Kontorovich, G. S. Kuchinski, A. G. Levit, E. B. Tatarenko, N. P. Shipunova	20
Checking Insulation Under Operating Voltage Conditions — P. M. Swi	25
A Study of the Development of Spark-overs Across Large Air Clearances — G. N. Alexandrov, V. P. Redkov, E. M. Bazelian, B. N. Gorin, I. S. Stekolnikov, A. V. Shkilev	31
Magnetic Quasi-steady-state Transmission of Pulse Voltages in Transformers — U. I. Ponomarev	35
How the Unfaulted Phase Influences Synchronous Generator Performance for Double-line-to-ground Short Circuits — T. M. Nemeny	39
Design of Synchronous Machines with Parallel Compound Insulation — U. N. Kroneberg, A. S. Djibinov	44
High Speed Operation of an Inductive Phase Switcher with a Pulsating Magnetic Field — R. N. Romashkin, I. L. Boxler	47
Calculation of Steady-state Characteristics for Saturated Salient-pole Synchronous Machines — R. V. Filitz, L. I. Glukivski	51
◆ ◆ ◆	
FROM OPERATING EXPERIENCE	
Generalization of Evershed's Criterion for Calculating Permanent Magnets — I. G. Gulayev	77
Single-machine Frequency Converters and Their Electromagnetic Loads — V. I. Popov	79
Analysis of the Operation of a Two-stage D. C. Pulse Converter — G. M. Chilikin	82
REPORTS	
Angles of the Rolling Direction — V. V. Drudjinin, L. K. Kurennikh, V. K. Chistiakov	85
The Magnetic Properties of Magnetically Soft Alloys at 50 Hz — O. N. Althausen, N. A. Semenova	86
On the Properties of the Sums of Sensitivity Coefficients for System Functions of Circuits — I. I. Avdeyev	88
The Reliability Characteristics for Relay Protection Equipment — U. B. Guck	90
Discharge from the Surface of an Electrified Film — A. A. Obuck	91



УДК 621.313.325:621.3.016.45

Повышение использования синхронных компенсаторов в режимах потребления реактивной мощности

Соколов Н. И., Каспаров Э. А.
«Электричество», 1971, № 3

Рассматривается новый способ регулирования возбуждения СК, позволяющий загружать их в режиме потребления реактивной мощности до номинальных значений, а кратковременно (по условиям нагрева) и выше. Эффект достигается за счет регулирования в дополнительной поперечной обмотке, удерживающей ротор СК практически при любом обратном возбуждении в основной (продольной) обмотке возбуждения. Дополнительная обмотка может быть выполнена мало-мощной с общим сечением меди, значительно меньшим сечения продольной обмотки возбуждения. Составлено и проанализировано характеристическое уравнение явнополюсного СК при различных законах регулирования в продольной и поперечной осях. Приводятся результаты аналитических и экспериментальных (на АВМ) расчетов, подтверждающие эффективность поперечного регулирования. Табл. 1. Илл. 4. Библ. 14.

УДК 621.316.71:621.3.013.8

Цифровой регулятор возбуждения синхронных генераторов

Горский Ю. М., Вайнер-Кротов В. С., Ушаков В. А.

«Электричество», 1971, № 3

Рассмотрены принципы построения цифровых регуляторов возбуждения (ЦАРВ) синхронных генераторов. Данна краткая характеристика созданных на их основе двух вариантов макетов (ЦАРВ-1, ЦАРВ-11). ЦАРВ-1 осуществляет регулирование по отклонению напряжения генератора со стабилизацией по частоте, ЦАРВ-11 — регулирование по отклонению напряжения со стабилизацией по обобщенному параметру, содержащему в себе информацию об изменениях как частоты, так и напряжения. Указан принцип действия преобразователя, позволяющий получить обобщенный параметр. Приведены структурные схемы регуляторов и их передаточные функции. Описывается схема и методика испытаний ЦАРВ-11 на Братской ГЭС. Приведены основные результаты опытов. Илл. 3, библ. 9.

УДК 621.316.925.001.24

Использование двухфазных составляющих при многократной несимметрии линии с ответвлениями для анализа релейной защиты

Лосев С. Б.

«Электричество», 1971, № 3

Предлагается использовать систему двухфазных составляющих для расчета несимметричных коротких замыканий в сети, предварительно работавшей в неполнофазном режиме. Илл. 6. Библ. 3.

УДК 621.314.21.027.3.015.53

Частичные разряды в изоляции высоковольтных трансформаторов

В. В. Гурии, И. С. Калиниченко, Д. А. Каплан, А. М. Конторович, Г. С. Кучинский, А. Г. Левит, Е. Б. Татаренко и Н. П. Щипулов

«Электричество», 1971, № 3

Увеличение номинальных напряжений, мощностей и уровней изоляции трансформаторов предопределяет необходимость контроля и измерения интенсивности ч. р. при заводских испытаниях.

На Запорожском трансформаторном заводе были проведены испытания на ч. р. полностью собранных силовых трансформаторов 35—750 кВ. Накопленный опыт подтвердил возможность регистрации и измерения ч. р. в трансформаторах в условиях испытательной станции, расположенной в цехе.

Предлагаемые нормы по интенсивности ч. р. позволяют отбраковать все обнаруженные дефекты и могут быть внедрены в настоящее время на заводе. Дальнейшее внедрение испытаний на ч. р. позволит накопить материал для решения вопроса о переходе на новую систему высоковольтных испытаний трансформаторов. Табл. 3. Илл. 5. Библ. 12.

УДК 621.317.333.6

Контроль изоляции под рабочим напряжением

Сви П. М.

«Электричество», 1971, № 3

В целях повышения эффективности профилактического контроля аппаратов высших классов напряжения, имеющих бумажно-масляную изоляцию, а также для уменьшения трудозатрат на измерения целесообразна организация контроля их изоляции под рабочим напряжением, без вывода из эксплуатации.

Показано, что в качестве контролируемого параметра следует принять приращение тока через изоляцию объекта.

В результате исследования метода измерения указанного параметра путем контроля за изменением суммы трехфазной системы токов, протекающих через три одинаковых объекта, определены требования к измерительным схемам и условия исключения возможных погрешностей. При соблюдении установленных условий может быть получена точность измерения, удовлетворяющая эксплуатационным требованиям.

Описана измерительная схема и сформулированы требования к необходиым измерительным приборам. Илл. 5. Библ. 6.

УДК 621.3.015.51

Исследования развития искрового разряда в длинных воздушных промежутках

Г. И. Александр, Э. М. Базельян,

Б. Н. Горин, В. П. Редков,

И. С. Стекольников и А. В. Шкилев

«Электричество», 1971, № 3

Излагаются результаты исследования феноменологии развития разряда в длинных воздушных промежутках стержень — плоскость и колцо — плоскость при коммутационных перенапряжениях. Выявлено, что основные параметры развития искрового канала практически не зависят от вероятности разряда, хотя среднее предразрядное время несколько уменьшается с увеличением вероятности разряда. Табл. 3. Илл. 4. Библ. 10.

УДК 621.314.21.015.33

Магнитная квазистационарная передача импульсных напряжений в трансформаторах

Ю. И. Пономарев

«Электричество», 1971, № 3

Передача грозовых перенапряжений с обмоток НН в обмотки ВН является одной из основных причин высокой грозовой повреждаемости трансформаторов 6—10/0,23—0,4 кВ. Основное значение имеет магнитная квазистационарная передача, которая в данных трансформаторах является колебательной, что существенно отличает ее от передачи в трансформаторах более высоких классов напряжения.

Исследование передачи на эквивалентной схеме замещения и 20 реальных трансформаторах показали, что определяющим в этом процессе является соотношение между входным сопротивлением трансформатора со стороны обмоток НН и волновым сопротивлением проводов, по которым перенапряжение воздействует на обмотки НН. Наиболее вероятным и опасным является случай воздействия импульсов на 3 фазы обмотки НН, при котором напряжение в обмотки ВН передается с коэффициентом, примерно равным номинальному коэффициенту трансформации. Табл. 2. Илл. 6. Библ. 3.

УДК 621.3.064:621.313.322.001.24

Влияние неповрежденной фазы на работу синхронного генератора при двухфазных коротких замыканиях на землю

Немени Т. М.

«Электричество», 1971, № 3

Проведен анализ влияния неповрежденной фазы на выражения для токов и моментов синхронного гидрогенератора при двухфазном коротком замыкании на землю за трансформатором. Получены приближенные формулы, результаты расчетов по которым близки к результатам точного расчета на ЦВМ. Илл. 6. Библ. 7.

УДК 621.313.322.013.8—181.4.001.24

Расчет синхронных машин с параллельным комбинированным возбуждением

Кронеберг Ю. Н., Жибинов А. С.

«Электричество», 1971, № 3

Приводится методика расчета характеристик синхронных машин, возбуждаемых параллельно включенными постоянными магнитами и обмотками возбуждения. Расчет проводится по схеме замещения продольной магнитной цепи с помощью уравнений, полученных из векторной диаграммы. Методика позволяет находить точку отхода прямой возврата магнита (кривая размагничивания аппроксимируется равнобокой гиперболой), а также рассчитывать характеристики холостого хода, нагрузочную, регулировочную и короткого замыкания без графических построений. Илл. 5. Библ. 9.

УДК 621.314.214.2

Скоростной режим работы индукционного фазовращателя с пульсирующим магнитным полем

Ромашкин Р. Н., Бокслер И. И.

«Электричество», 1971, № 3

Анализируется скоростной режим работы индукционного фазовращателя с пульсирующим магнитным полем. Получены аналитические выражения для расчета скоростных фазовых ошибок. Приводятся результаты экспериментального исследования и примеры практического использования скоростного режима работы индукционных датчиков. Илл. 4. Библ. 5.

УДК 621.313.32:621.3.012.7

Расчет статических характеристик насыщенных явнополосных синхронных машин

Фильц Р. В., Глухивский Л. И.

«Электричество», 1971, № 3

Предложен численный метод расчета на ЦВМ статических характеристик симметричных установившихся режимов работы ЯСМ с насыщенным главной магнитной цепью с учетом переменного по длине полюсной дуги воздушного зазора, распределения рабочего магнитного поля вдоль полюсного деления и переменного насыщения зубцовой зоны, полюсов и ярма якоря. Для решения сложной системы нелинейных уравнений применен метод дифференцирования по параметру, в качестве которого принят аргумент искомой характеристики. Для расчета возникающих в результате дифференцирования уравнений электрического равновесия по параметру коэффициентов, являющихся дифференциальными индуктивностями насыщенной машины, имеются аналитические зависимости, выведенные с учетом вышеперечисленных факторов.

Рассмотрены алгоритмы расчета некоторых характеристик ЯСМ и показано применение метода для случая работы ЯСМ в системе. Илл. 1. Библ. 2.

Влияние упругих связей на работу синхронного электропривода при статической нагрузке

Морозов Е. Ф.

«Электричество», 1971, № 3

Рассматриваются особенности работы синхронного электропривода с упругой связью между ротором двигателя и массой, к которой приложен статический момент, изменяющийся по гармоническому закону.

Приведены зависимости амплитудных значений переменных составляющих момента от параметров привода и дано выражение для определения эквивалентных значений момента, необходимые для выбора мощности двигателя.

Показана возможность демпфирования колебаний до необходимых пределов путем изменения жесткости упругих звеньев. Илл. 7. Библ. 3.

УДК 621.314.632.015.38

Ограничение обратных напряжений на последовательно соединенных вентилях

Болдырев Е. А.

«Электричество», 1971, № 3

Рассмотрены два вида защиты тиристоров: с помощью емкостно-омических делителей и посредством лавинного ограничения. Проведено сравнение потерь энергии при перенапряжениях для этих двух видов защиты и даны рекомендации по их использованию. Табл. 1, илл. 6. Библ. 2.

УДК 621.314.6+621.317.757

Свойства вентильных преобразователей при периодических воздействиях

Зеленов А. Б., Школьников В. И.

«Электричество», 1971, № 3

Излагаются результаты исследований частотных свойств вентильных преобразователей при периодических воздействиях управляющего сигнала. Показано распределение частот на выходе преобразователя. Выявлены условия возникновения низких частот в выпрямленном напряжении и установлены закономерности их распределения. Показано влияние фазы входного сигнала на величину выпрямленного напряжения и проанализирован гармонический состав напряжения. Илл. 6. Библ. 4.

УДК 621.375.3

К расчету магнитного усилителя с самонасыщением при активно-емкостной нагрузке

Анисимов А. С., Игнатьевский Н. Б.

«Электричество», 1971, № 3

Качественно рассматриваются физические процессы в установившемся режиме МУ с самонасыщением по схеме с активно-емкостной нагрузкой и связь этих процессов с характеристикой вход—ход при прямоугольной и синусоидальной формах э. д. с. источника питания и управления от источника тока. Развивается методика расчета характеристики вход—выход, предложенная в [Л. 1]. Илл. 6. Библ. 7.

УДК 621.314.12

Анализ работы двухступенчатого импульсного преобразователя постоянного тока

Чиликин Г. М.

«Электричество», 1971, № 3

Показана возможность расширения диапазона регулирования высокого напряжения импульсного преобразователя с параллельной емкостной коммутацией введением двух ступеней, построенных на амплитудно-импульсном и широтно-импульсном принципах модуляции. Приведен анализ электромагнитных процессов, на основании которого даны рекомендации по выбору параметров основных элементов преобразователя. Илл. 3. Библ. 4.



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин,
Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, 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 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтamt, абонентский ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в пр-во 18/1 1971 г.

Формат бумаги 60×90^{1/8}

Тираж 10 843 экз.

Подписано к печати 1/III 1971 г.

Усл. печ. л. 12

Цена 80 коп.

T-03066

Уч.-изд. л. 14,81

Зак. 25

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.