

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

*Да здравствует Великий Октябрь, открыв-
ший новую эпоху всемирной истории — эпоху
революционного обновления мира, перехода от
капитализма к социализму!*

(Из Призывов ЦК КПСС к 53-й годовщине Великой
Октябрьской социалистической революции).



1970

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

11

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

УДК 621.313.126:621.313.322

Система возбуждения синхронных машин с использованием преобразователей с двусторонней проводимостью

Инженеры Б. Н. АБРАМОВИЧ, Ю. А. БИРЮКОВ, В. М. ВАДАТУРСКИЙ,
В. И. ЛАГУТИН и доктор техн. наук И. А. ГЛЕБОВ

Ленинград

Для возбуждения синхронных машин широко применяются полупроводниковые и ионные возбудительные устройства, в которых защита обмотки возбуждения и возбудительного устройства от перенапряжений, возникающих при переходных режимах синхронной машины, осуществляется с помощью разрядников, линейных и нелинейных сопротивлений, полупроводниковых переключателей и т. п. При этом защитные элементы должны быть достаточно мощными, так как в них выделяется значительная энергия.

В статье рассматривается система возбуждения, основным элементом которой является преобразователь на симметричных управляемых вентилях (симисторах) или на встречно-параллельно включенных тиристорах [Л. 1]. При применении симисторов число вентилях в схеме уменьшается. Благодаря двусторонней проводимости такая система возбуждения позволяет упростить силовую часть возбудительного устройства за счет исключения специальных защитных устройств, а также получить режим, эквивалентный введению в цепь обмотки возбуждения активного сопротивления. При этом возможны все основные режимы синхронной машины: пуск, нормальный режим, самозапуск и ресинхронизация, быстрое гашение поля, а также отрицательный ток возбуждения.

Преобразователи с двусторонней проводимостью могут быть выполнены по нулевой m -фазной, в частности трехфазной, схеме (рис. 1) и мостовой схеме. Дроссели насыщения D_1, D_2, D_3 (рис. 1) предназначены для предотвращения самопроизвольного открытия вентилях B_1, B_2, B_3 в обратном направлении после окончания коммутации и обеспечивают задержку нарастания обратного напряжения на 75—100 мксек.

Рассмотрим работу схем в наиболее трудном режиме — пуске синхронной машины с наглухо подключенной системой возбуждения от сети. Такой режим имеет особенно большое значение для синхронных двигателей и компенсаторов. Для улучшения пусковых характеристик важно, чтобы преобразователь работал в инверторном режиме для обоих направлений тока ротора. При таком режиме энергия ротора передается в сеть, что эквивалентно введению в цепь обмотки возбуждения пускового сопротивления. В момент, когда значение тока ротора уменьшается до нуля, цепь обмотки возбуждения оказывается разомкнутой и на кольцах ротора быстро увеличивается напряжение [Л. 2 и 3]. Это напряжение используется для формирования сигнала на открытие симисторов в противоположном направлении или на открытие второй группы тиристоров в схеме с встречно-параллельным включением. Напряжение на зажимах обмотки возбуждения u_f (рис. 2) формируется как огибающая ряда отрезков кривых фазных (нулевая схема) или линейных (мостовая схема) напряжений вторичных обмоток трансформатора T . Максимальное значение этого напряжения практически близко к амплитуде фазного или линейного напряжений вторичной обмотки трансформатора T . В любых других переходных режимах, связанных с прохождением тока ротора через нуль, перенапряжения в схеме не возникают в связи с двусторонней проводимостью преобразователя.

Учитывая, что особенностью рассматриваемой возбудительной системы является возможность работы преобразователя в инверторном режиме, рассмотрим этот режим.

Мгновенные значения напряжения u_f . В трехфазной нулевой схеме во время коммута-

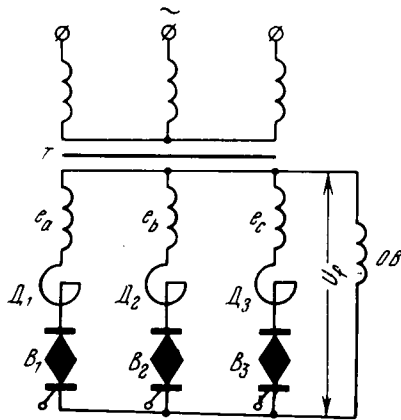


Рис. 1.

ции ($0 \leq \omega t \leq \gamma$) напряжение на зажимах обмотки возбуждения

$$u_f = -\frac{E_2}{\sqrt{2}} \cos(\omega t + \alpha) + \Delta U_B + \frac{i_f R_k}{2} + 2\Delta U_{щ}, \quad (1)$$

а в интервале ($\gamma \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$)

$$u_f = -\sqrt{2} E_2 \sin\left(\alpha + \omega t + \frac{\pi}{6}\right) + i_f R_k + L_k \frac{di_f}{dt} + \Delta U_B + 2\Delta U_{щ}. \quad (2)$$

В мостовой схеме напряжение на зажимах обмотки во время коммутации ($0 \leq \omega t \leq \gamma$)

$$u_f = -\frac{3E_2 \cos(\alpha + \omega t)}{\sqrt{2}} + \frac{3}{2} R_k i_f + L_k \frac{di_f}{dt} + 2\Delta U_B + 2\Delta U_{щ}, \quad (3)$$

а в интервале ($\gamma \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$)

$$u_f = \sqrt{6} E_2 \sin\left(\alpha + \omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + 2R_k i_f + 2L_k \frac{di_f}{dt} + 2\Delta U_B + 2\Delta U_{щ}, \quad (4)$$

где E_2 — действующее значение фазной э. д. с. вторичных обмоток трансформатора T ; α — угол регулирования в инверторном режиме, отсчитываемый от точки естественной коммутации выпрямительного режима; γ — угол коммутации; R_k — активное сопротивление фазы трансформатора, приведенное к вторичной обмотке; L_k — индуктивность рассеяния фазы трансформатора, приведенная к вторичной обмотке; $2\Delta U_{щ}$ — падение напряжения на щетках; ΔU_B — падение напряжения на вентиле.

Максимальное значение обратного напряжения на вентилеях. При работе преобразователя в инверторном режиме максимальное обратное напряжение на вентилеях несколько увеличивается за счет падений напряжений в активном и индуктивном сопротивлении трансформатора и на работающих вентилеях, что следует из (2) и (4) и рис. 2. На основании опытных данных по системам возбуждения синхронных двигателей:

для нулевой схемы

$$U_{обр} = \frac{\sqrt{6}}{2} E_2 (k_T + 1) = 2,58 E_2 = 2,2 U_{f0}; \quad (5)$$

для мостовой схемы

$$U_{обр} = \frac{\sqrt{6}}{2} E_2 (k_T + 1) = 2,58 E_2 = 1,1 U_{f0}. \quad (6)$$

где k_T — коэффициент, учитывающий увеличение напряжения на обмотке возбуждения; U_{f0} — напряжение холостого хода преобразователя в режиме выпрямления при $\alpha = 0$.

Так как напряжение короткого замыкания трансформаторов преобразовательных устройств не превышает 8—10%, при быстродействующем управлении в системах возбуждения для двигателей средней и большой мощности коэффициент $k_T \approx 1,1$.

Значение эквивалентного пускового сопротивления. С целью определения кратности эквивалентного пускового сопротивления по отношению к сопротивлению обмотки возбуждения на постоянном токе необходимо разложить кривую напряжения U_f в ряд Фурье и выделить основную гармоническую составляющую. Примем, что в полуволне напряжения U_f укладывается целое число отрезков полуволн фазных напряжений. Это допущение не вносит в расчет существенных погрешностей. Угловая длительность отрезков синусоид

$$\lambda = \frac{2\pi}{m},$$

где m — число фаз.

Для трехфазной нулевой схемы $\lambda = 120$ эл. град, а для трехфазной мостовой схемы $\lambda = 60$ эл. град. Кривая напряжения u_f (рис. 2) симметрична относительно оси абсцисс и содержит косинусные и синусные составляющие нечетных гармоник. Разложение в ряд Фурье производилось аналитически и на ЦВМ. При разложении учитывалась коммутация, а также падение напряжения в фазах трансформатора, вентилеях и щетках. Коэффициентом a_1 из-за его малости можно пренебречь. Тогда действующее значение основной гармоники напряжения на зажимах обмотки возбуждения для трехфазной нулевой схемы

$$U_{f1} = b_1 E_2; \quad (7)$$

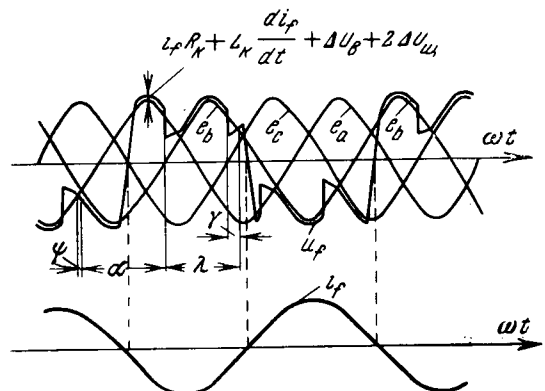


Рис. 2.

для трехфазной мостовой схемы

$$U_{f1} = \sqrt{3} b_1 E_2, \quad (8)$$

где b_1 — коэффициент Фурье для синусной составляющей напряжения U_f .

Значение b_1 зависит от схемы преобразователя и выбранного угла регулирования и приведено в таблице.

Схема преобразователя	b_1	
	$\alpha = 120 \text{ эл. град}$	$\alpha = 150 \text{ эл. град}$
Трехфазная нулевая	0,6	0,95
Трехфазная мостовая	0,7	1,15

Одной из величин, определяющих кратность эквивалентного пускового сопротивления, является коэффициент k_i , представляющий собой отношение амплитуды тока I_{fm} в обмотке возбуждения при пуске к номинальному значению тока в выпрямительном режиме:

$$k_i = \frac{I_{fm}}{I_{fn}}. \quad (9)$$

Эквивалентное пусковое сопротивление для нулевой схемы

$$R_a = \frac{\sqrt{2} U_{f1}}{I_{fm}} = \frac{\sqrt{2} b_1 E_2}{k_i I_{fn}}; \quad (10)$$

для мостовой схемы

$$R_a = \frac{\sqrt{6} b_1 E_2}{k_i I_{fn}}. \quad (11)$$

Поскольку пуск обычно происходит при холодной машине, то кратность эквивалентного пускового сопротивления

$$k_a = \frac{R_a}{R_{f15}}, \quad (12)$$

где R_{f15} — сопротивление обмотки возбуждения при 15°C .

Так, например, для синхронного двигателя с номинальным напряжением возбуждения $U_{fn} = 100 \text{ в}$ при коэффициенте форсировки $k_f = 2$, $E_2 = 185 \text{ в}$. Коэффициент $k_i = 1,0 - 1,6$ [Л. 4], причем большее значение соответствует замыканию обмотки возбуждения накоротко. Тогда кратность эквивалентного пускового сопротивления при $\alpha = 150 \text{ эл. град}$ составляет $3,34 \div 2,08$.

Проверка данной методики определения k производилась на модельной синхронной машине мощностью 30 кВА . Сравнение времени пуска двигателя с системой возбуждения на симисторах при различных углах регулирования и времени пуска того же двигателя с обмоткой возбуждения, замкнутой на пусковое сопротивление кратностью, равной k_a , показало хорошее совпадение результатов.

Из (10) и (11) следует, что значение пускового сопротивления определяется коэффициентами b_1 и k_i . Значение коэффициента k_i для конкретной машины постоянно и зависит от ее параметров. Для увеличения кратности k_a при постоянной кратности k_f необходимо увеличивать угол α . Предельное значение угла регулирования определяется из условий устойчивой работы преобразователя в режиме инвертирования.

Предельные значения углов регулирования в инверторном режиме. Пред-

варительно рассмотрим соотношения между α и i_f , приняв, что сопротивление вентилей в прямом направлении равно нулю, а в обратном — бесконечно большое, импульсы системы управления строго симметрированы, фазные напряжения симметричны, в период коммутации ток i_f не изменяется, угол выключения вентилей равен нулю. Допущение, что в период коммутации ток i_f не изменяется, не вносит ошибки в определение значения максимально допустимого угла регулирования при условии, что $i_f = I_{fm}$, так как для промежуточных значений тока i_f значение угла α , при котором обеспечивается устойчивая работа преобразователя в инверторном режиме, будет всегда больше.

Значение тока i_f в момент окончания коммутации с учетом активного сопротивления R_k определяется выражением [Л. 5]:

$$i_f = \frac{\sqrt{6} E_2 \left[\sin(\alpha - \varphi_k + \gamma) - \sin(\alpha + \gamma) e^{-\frac{\gamma}{\omega T_k}} \right]}{Z_k \left[1 + e^{-\frac{\gamma}{\omega T_k}} \right]}, \quad (13)$$

где $\varphi_k = \arctg \frac{\omega L_k}{R_k}$ — фазовый угол контура коммутации; $T_k = \frac{L_k}{R_k}$ — постоянная времени контура коммутации; $Z_k = \sqrt{R_k^2 + (\omega L_k)^2}$ — модуль полного сопротивления фазы трансформатора.

Принимая за базовое значение ток

$$i_{b1}^* = \frac{\sqrt{6} E_2}{Z_k}, \quad (14)$$

получаем следующее выражение для тока i_f в относительных единицах

$$i_f^* = \frac{\sin(\alpha - \varphi_k + \gamma) - \sin(\alpha - \varphi_k) e^{-\frac{\gamma}{\omega T_k}}}{1 + e^{-\frac{\gamma}{\omega T_k}}}. \quad (15)$$

При постоянных значениях α и φ_k в соответствии с уравнением (15) i_f^* является функцией угла γ . Угол коммутации $\gamma_{\max}$, соответствующий максимальному значению тока $i_{f \max}^*$, который может протекать через преобразователь в инверторном режиме без нарушения его устойчивой работы, определяется из выражения

$$\frac{di_f^*}{d\gamma} = \cos(\gamma_{\max} + \alpha - \varphi_k) \left[1 + e^{-\frac{\gamma_{\max}}{\omega T_k}} \right] + \frac{1}{\omega T_k} [\sin(\alpha - \varphi_k + \gamma_{\max}) - \sin(\alpha - \varphi_k)] e^{-\frac{\gamma_{\max}}{\omega T_k}} = 0. \quad (16)$$

Подставив значение $\gamma_{\max}$ в (13), после преобразований запишем:

$$i_{f \max}^* = \frac{\sin(\alpha + \gamma_{\max})}{\cos \varphi_k}. \quad (17)$$

Из (13) получим при $\varphi_k = \frac{\pi}{2}$

$$i_{f \max}^* = \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Предельный угол регулирования, при котором обеспечивается устойчивая работа преобразователя

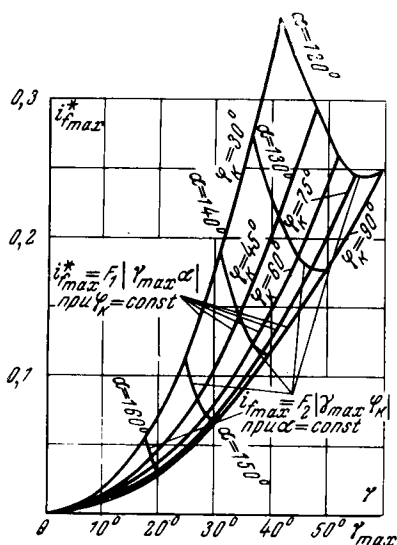


Рис. 3.

с током $i^*_{f \max}$ в соответствии с (17), должен удовлетворять уравнению

$$\alpha = 180^\circ - [\gamma_{\max} + \arcsin(i^*_{f \max} \cos \varphi_k)] = 180^\circ - (\gamma_{\max} + \psi_{\max}), \quad (18)$$

где $\psi_{\max} = \arcsin(i^*_{f \max} \cos \varphi_k)$ — значение угла между точкой пересечения напряжения u_f и э. д. с. вышедшей из работы фазы и точкой пересечения фазных э. д. с. (рис. 2).

Угол $\psi_{\max}$ обусловлен влиянием сопротивления R_k . В тех случаях, когда ток i_f не остается неизменным во время коммутации и учитывая падение напряжения на вступившем в работу вентиле, значение угла ψ определяется по формуле:

$$\psi = \arcsin \frac{i_f R_k + L_k \frac{di_f}{dt} + \Delta U_k}{2,45 E_2}. \quad (19)$$

Решение уравнений по определению предельных значений углов регулирования в инверторном режиме производилось на ЦВМ. Результаты расчетов приведены на рис. 3 в виде семейства кривых $i^*_{f \max} = F_2(\gamma_{\max}, \varphi_k)$ при $\alpha = \text{const}$ и $i^*_{f \max} = F_1(\gamma_{\max}, \alpha)$ при $\varphi_k = \text{const}$.

Отметим, что при определении угла γ пренебрегать активным сопротивлением контура коммутации справедливо лишь для трансформаторов большой мощности с $\frac{\omega L_k}{R_k} \geq 8 \div 10$, но недопустимо для трансформаторов малой и средней мощности, у которых отношение $\frac{\omega L_k}{R_k}$ может приближаться к единице [Л.6]. Неучет R_k приводит к существенным погрешностям при определении $i^*_{f \max}$, i^*_f , $\gamma_{\max}$ и γ . При уменьшении φ_k погрешности увеличиваются.

В реальных условиях необходимо учитывать, что для выключения вентилей требуется некоторое время и, кроме того, управляющие импульсы могут быть асимметричны.

С учетом этого предельное значение угла регулирования должно удовлетворять выражению

$$\alpha = 180^\circ - (\gamma_{\max} + \delta + \mu + \psi_{\max}), \quad (20)$$

где μ — угол, учитывающий возможную асимметрию управляющих импульсов.

Для современных систем управления угол $\mu \approx 3$ эл. град [Л. 7], а значение угла δ при частоте сети переменного тока 50 гц и времени выключения вентилей 75 мксек составляет 1,35 эл. град [Л. 8].

С достаточной точностью выбор угла α , удовлетворяющего условию (20), может быть произведен с помощью семейства кривых (рис. 4) $i^*_{f \max} = F_3 \times \times (\gamma_{\max}, \alpha)$ при $\varphi_k = \text{const}$ и $i^*_{f \max} = F_4(\gamma_{\max}, \varphi_k)$ при $\alpha = \text{const}$.

Сопоставление зависимостей рис. 3 и 4 показывает, что в реальных условиях максимальное значение угла регулирования α получается меньше, чем в идеализированных условиях. В результате этого расчетная кратность пускового сопротивления несколько уменьшается.

Ток i_f в начале пуска синхронного двигателя может достигать $I'_{f \max} = 1,6 k_a I_{fH}$, где $k_a = 1,8 \div 1,6$ — коэффициент, учитывающий апериодическую составляющую.

При определении $i^*_{f \max}$, соответствующего $I'_{f \max}$, необходимо учитывать возможность уменьшения действующего значения вторичной фазной э. д. с. до $0,8 E_2$. Для нулевой схемы относительное значение тока

$$i^*_{f \max} = \frac{1,6 k_a I_{fH} Z_k}{\sqrt{6} 0,8 E_2} = 0,0254 \frac{u_k \%}{k}; \quad (21)$$

для мостовой схемы

$$i^*_{f \max} = \frac{1,6 k_a I_{fH} Z_k}{\sqrt{6} 0,8 E_2} = 0,018 \frac{u_k \%}{k}, \quad (22)$$

где $k = \frac{\sqrt{3} I_{\phi H}}{I_{fH}}$ — для нулевой схемы; $k = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{I_{\phi H}}{I_{fH}}$ — для мостовой схемы; $I_{\phi H}$ — действующее значение тока фазы трансформатора T в номинальном режиме; $u_k \%$ — напряжение короткого замыкания трансформатора T .

Для кратностей форсировки $k_f \approx 1,75 \div 2$ при номинальном напряжении E_2 коэффициент k не превышает 0,95. Тогда для нулевой схемы

$$i^*_{f \max} = 0,027 u_k \% ; \quad (23)$$

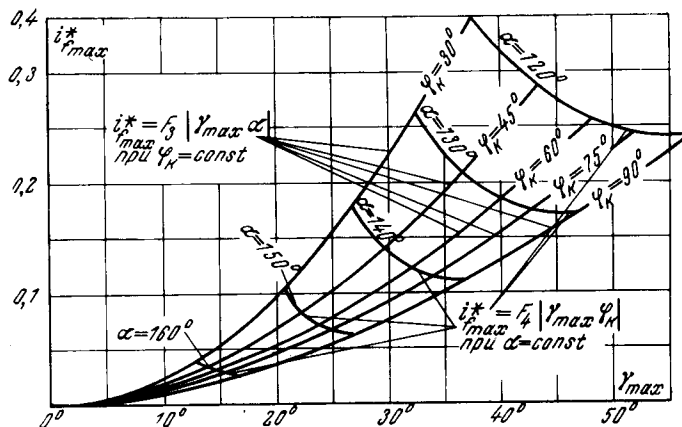


Рис. 4.

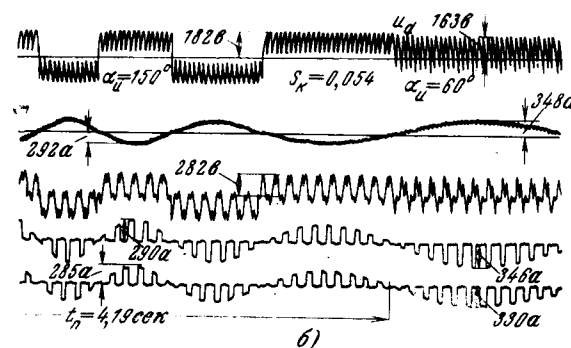
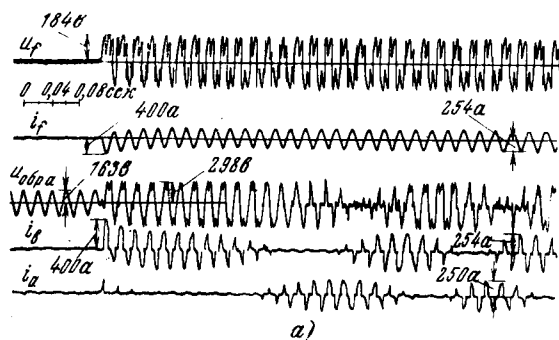


Рис. 5.

для мостовой схемы

$$i_{f \max}^* = 0,019 u. \quad (24)$$

По известным значениям $i_{f \max}^*$ с помощью кривых на рис. 4 определяются значения α и $\gamma_{\max}$. Значение $i_{f \max}^*$, соответствующее любому промежуточному значению тока i_f , определяется из (21) и (22) при замене $1,6k_a I_{fH}$ на i_f и подстановке вместо $0,8E_2$ действительного значения фазной э. д. с.

Из формул (23) и (24) и рис. 4 следует, что при одинаковых значениях $u_k\%$ и φ_k для преобразователя, выполненного по мостовой схеме, α получается больше, чем для преобразователя по нулевой схеме. Независимо от схемы преобразователя после затухания апериодической составляющей тока i_f угол α может быть существенно увеличен.

Рассмотренный выше метод расчета пригоден не только для режима пуска синхронных двигателей, но и в более общем случае инверторных режимов преобразователей. Изложенные принципы расчета были использованы при разработке опытно-промышленных систем возбуждения синхронных двигателей как на симисторах, так и на встречно-параллельно включенных тиристорах.

Пример. Определим угол α в трехфазной нулевой схеме с трансформатором типа ТСП-40/0,5-68. Напряжение короткого замыкания $u_k = 8,9\%$, угловой параметр $\varphi_k = 73$ эл. град. Значение $i_{f \max}^*$ в начале пуска на основании (23) равно 0,241. Из кривых (рис. 4) $\alpha = 121$ эл. град. После затухания апериодической составляющей $i_{f \max}^*$ уменьшается до 0,106 и угол α может быть увеличен до 142 эл. град.

Система возбуждения с преобразователем на встречно-параллельно включенных тиристорах опробована на компрессорном двигателе СДК-760-167. Мощность двигателя 625 кВт, напряжение 6000 в, скорость вращения 166,6 об/мин. На рис. 5 приведена осциллограмма пуска двигателя СДК-760-167. На осциллограмме (рис. 5а) показано начало пуска двигателя, а на осциллограмме (рис. 5б) — момент подачи возбуждения и вхождения двигателя в синхронизм. При пуске вторичное линейное напряжение трансформатора равнялось 200 в. Максимальная амплитуда тока в обмотке возбуждения в начале пуска достигла $I_{f \max} = 400$ а, а после вхождения двигателя в синхронизм при заданном угле регулирования $\alpha = 60^\circ$ ток возбуждения составил $I_f = 145$ а. Как видно из осциллограммы, максимальное значение напряжения на зажимах обмотки возбуждения составляет $U_{f \max} = 184$ в и равно сумме амплитуды вторичного фазного напряжения трансформатора (163 в) и напряжения, определяемого падениями напряжения на сопротивлениях фаз, в вентильях и щетках (21 в). Обратное напряжение на вентильях (на осциллограмме рис. 5а приведено обратное напряжение на вентильях фазы а) составило 298 в, что хорошо согласуется с формулой (5).

Вывод. Система возбуждения синхронных машин с использованием преобразователей, имеющих двустороннюю проводимость, позволяет:

ограничить значение напряжения на зажимах обмотки возбуждения при пуске и других переходных режимах практически амплитудной э. д. с. вторичной обмотки трансформатора или напряжением сети (в бестрансформаторных схемах);

исключить пусковое сопротивление, полупроводниковые или иные защитные устройства;

создать режим, эквивалентный включению пускового сопротивления, при этом выбор угла регулирования необходимо производить с учетом углового параметра φ_k трансформатора и реальных параметров системы управления и вентилей;

осуществить быстрое гашение поля при нормальных и аварийных отключениях синхронной машины за счет перевода преобразователя на работу с полярностью выпрямленного напряжения, обратной предшествующему нормальному режиму возбуждения (отрицательное возбуждение).

Литература

1. Глебов И. А., Вадатурский В. М., Абрамович Б. Н. и Бирюков Ю. А., Устройство для возбуждения синхронных машин, Авторское свидетельство № 247383 от 9.4.1964, Бюллетень изобретений, 1969, № 22.
2. Barret M. P., Contribution à l'étude de l'excitation statique des alternateurs, «Revue Générale de l'Electricité», 1961, № 9.
3. Глебов И. А. и Гозман Ф. П., Условия работы бесконтактной системы возбуждения турбогенератора в асинхронном режиме, сб. «Бесконтактные электрические машины», ч. 2, Изд. ВНИИЭМ, 1966.
4. Линдорф Л. С., Повышение надежности работы синхронных двигателей, Информационные материалы ВНИИЭ, № 50, Госэнергиздат, 1960.
5. Глебов И. А., Системы возбуждения синхронных генераторов с управляемыми преобразователями, Изд. АН СССР, 1960.
6. Костенко М. П. и Пиотровский Л. М., Электрические машины, ч. 2, изд-во «Энергия», 1965.
7. Вчерашний В. П., Современные системы управления вентильями, «Автоматизированный электропривод производственных механизмов», Труды IV Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу, т. III, изд-во «Энергия», 1966.
8. Кремниевые вентили, Под ред. С. Б. Юдицкого, изд-во «Энергия», 1968.

[5.6.1970]



Расчет электромагнитного поля и добавочных потерь в концевых частях турбогенераторов

Кандидаты физ.-матем. наук А. А. БЕРЕЗОВСКИЙ, А. Н. КРАВЧЕНКО
и Л. П. НИЖНИК

Киев

В [Л. 1—12] получены важные результаты по исследованию магнитного поля, индуктивностей рассеяния лобовых обмоток и добавочных потерь в отдельных элементах конструкции турбогенераторов. Однако непосредственное использование этих исследований для определения добавочных потерь в конструктивных деталях затруднительно, поскольку уже при постановке задач принималось, что детали являются идеальными магнитными проводниками ($\mu = \infty$), т. е. добавочные потери в них отсутствуют.

В настоящей статье дан расчет касательных составляющих магнитного поля и потерь от вихревых токов в конструктивных деталях концевых частей турбогенераторов с учетом основных параметров конструкции лобовых частей обмоток, геометрических размеров и электромагнитных характеристик конструктивных деталей.

Основные допущения. Расчет проводится при следующих допущениях:

турбогенератор заменяется развернутой в тангенциальном направлении, т. е. в направлении бегущего магнитного поля, моделью, имеющей бесконечно большое число пар полюсов и бесконечно большой радиус;

токи лобовых частей обмоток заменяются эквивалентной системой прямолинейных сосредоточенных пространственно-периодических переменных токов, расположенных в «центре тяжести» соответствующей составляющей плотности тока обмотки [Л. 13];

электромагнитное поле на поверхности какой-либо массивной детали концевой части машины

(нажимной плиты, обшивки статора, торцевого щита) рассчитывается по формулам, полученным для поля сосредоточенного пространственного периодического переменного тока различных направлений, расположенного в бесконечно длинном прямоугольном канале, одна из стенок которого имеет те же электромагнитные характеристики, что и рассматриваемая деталь, а другие стенки — идеально проводящие, т. е. такие, у которых либо $\mu = \infty$ (идеальный магнитный проводник), либо $\sigma = \infty$ (идеальный электрический проводник) (см. приложение).

Сечение концевой части турбогенератора плоскостью, проходящей через ось машины, показано на рис. 1,а, развертка в тангенциальной плоскости лобовых частей обмоток статора — на рис. 1,б и ротора — на рис. 1,в. На рис. 1 также представлена система сосредоточенных пространственно-периодических переменных токов, эквивалентных реальным токам лобовых частей обмоток статора и ротора. Выбрана прямоугольная система координат с началом, расположенным на линии пересечения плоскости нажимной плиты с развернутой поверхностью ротора. Ось x_1 параллельна оси машины и лежит на развернутой поверхности ротора, ось x_2 расположена на плоскости нажимной плиты, обращенной к лобовым частям обмоток, а ось x_3 указывает направление бегущего магнитного поля (из плоскости рисунка). Вспомогательная ось ξ направлена вдоль вылета лобовых частей обмотки статора.

«Центры тяжести» сосредоточенных пространственно-периодических переменных токов, эквивалентных токам лобовых частей обмоток статора и ротора. На основе анализа распределения плотности токов лобовых частей обмоток статора и ротора [Л. 8—10, 12 и др.] запишем выражения для значений сосредоточенных пространственно-периодических токов и координат расположения их «центров тяжести» [Л. 13] (обозначения приведены в конце статьи):

$$\left. \begin{aligned} I_{x_{1CT}} &= A_{m1} l_1 k_{p1} k_{p2} \cos \varphi_2; \\ I_{x_{2CT}} &= A_{m1} l_1 k_{p1} k_{p2} \sin \varphi_2; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} I_{x_{3CT}} &= -A_{m1} l_1 k_{p1} k_{p2} \operatorname{ctg} \varphi_1 e^{i \frac{\pi}{2}}; \\ I_{x_{1P}} &= \frac{8 \omega_2 q_2 i_2}{\pi^2 \gamma} \frac{l_2}{r_p + d} k_{r2} e^{i \varphi}; \\ I_{x_{3P}} &= \frac{4 \omega_2 q_2 i_2}{\pi} k_{r1} e^{i \left(\frac{\pi}{2} + \varphi \right)}; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \xi_1 \cos \varphi_2; & b_1 &= \xi_2 \sin \varphi_2 + c; \\ a_2 &= \xi_2 \cos \varphi_2; & b_2 &= \xi_2 \sin \varphi_2 + c; \\ a_3 &= \xi_3; & b_3 &= d; \\ a_4 &= \xi_4; & b_4 &= d; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

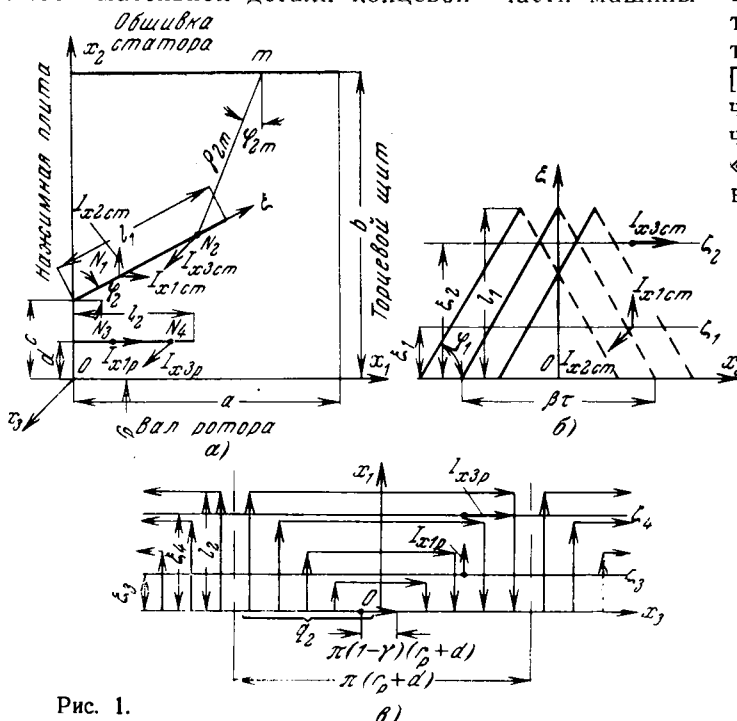


Рис. 1.

$$\left. \begin{aligned}
 A_{m_1} &= A_m \frac{r_{cr}}{r_p + b_1}; & A_{m_2} &= A_m \frac{r_{cr}}{r_p + b_2}; \\
 k_{n_1} &= \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}}; & k_{n_2} &= \frac{\sin^2 \frac{n\pi}{4}}{\frac{n\pi}{4}} \quad (n \equiv \beta, \gamma); \\
 \xi_1 &= \frac{2l_1}{\beta\pi} \frac{1 - k_{\beta_1}}{k_{\beta_1}}; & \xi_2 &= \frac{2l_1}{\beta\pi} \frac{k_{\beta_2}}{k_{\beta_1}}; \\
 \xi_3 &= \frac{2l_2}{\gamma\pi} \frac{1 - k_{\gamma_1}}{k_{\gamma_1}}; & \xi_4 &= \frac{2l_2}{\gamma\pi} \frac{k_{\gamma_2}}{k_{\gamma_1}}; \\
 \psi &= \frac{3}{2} \pi - \varphi - \theta.
 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Рабочий угол машины θ определяется через угол мощности φ , напряжение U , ток статора I и синхронную реактивность x_q по приближенной формуле [Л. 14]:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{I \cos \varphi}{\frac{U}{x_q} \pm I \sin \varphi}. \quad (5)$$

(Знак плюс соответствует режиму перевозбуждения, минус — режиму недовозбуждения.)

Расчет касательных составляющих напряженности магнитного поля и добавочных потерь в отдельных конструктивных деталях концевых частей турбогенератора. Расчет поля и потерь ведется в следующем порядке. Вначале по формулам (1)–(4) определяются значения и координаты расположения «центров тяжести» сосредоточенных пространственно-периодических токов, эквивалентных токам лобовых частей обмоток статора и ротора.

Определяются также значения и координаты «центров тяжести» всех отраженных токов. Затем определяются приведенные расстояния r_k и $r_k^{(p)}$ от точки на поверхности массивной детали, в которой производится расчет поля, до «центров тяжести» всех реальных и отраженных пространственно-периодических токов. Определяются также углы φ_k и $\varphi_k^{(p)}$ между нормалью к поверхности детали в данной точке и направлением на «центр тяжести» соответствующего тока. Формулы для определения r_k , $r_k^{(p)}$, φ_k , $\varphi_k^{(p)}$ аналогичны (18). Далее, по приведенным расстояниям r_k и $r_k^{(p)}$, углам φ_k и $\varphi_k^{(p)}$ и электромагнитным характеристикам σ и μ' данной детали находятся значения функций Φ_1 – Φ_5 [по формулам (13) или (14) приложения]. Наконец, по приведенным ниже формулам, представляющим запись формул (17) и (20) на случай четырех пространственно-периодических токов, определяются поле и потери в рассматриваемой точке.

Амплитудные значения и модуль действующего значения касательных составляющих напряженности магнитного поля в рассматриваемой точке:

на поверхности нажимной плиты, выполненной из немагнитной стали,

$$\left. \begin{aligned}
 H_{x_1} &= -\frac{\lambda}{\pi} [iI_{x_{1CT}} \Phi_4(r_1) + I_{x_{3CT}} \Phi_1(r_2, \varphi_2) + \\
 &\quad + iI_{x_{1P}} \Phi_4(r_3) + I_{x_{3P}} \Phi_1(r_4, \varphi_4)] - \frac{\lambda}{\pi} \times \\
 &\quad \times \left[i \sum_{p=1,2,3} I_{x_{1CT}}^{(p)} \Phi_4(r_1^{(p)}) + \sum_{p=1,2,3} I_{x_{3CT}}^{(p)} \Phi_1 \times \right. \\
 &\quad \times (r_2^{(p)}, \varphi_2^{(p)}) + i \sum_{p=1,2,3} I_{x_{1P}}^{(p)} \Phi_4(r_3^{(p)}) + \\
 &\quad \left. + \sum_{p=1,2,3} I_{x_{3P}}^{(p)} \Phi_1(r_4^{(p)}, \varphi_4^{(p)}) \right]; \\
 H_{x_3} &= \frac{\lambda}{\pi} [I_{x_{2CT}} \Phi_3(r_1, \varphi_1) - I_{x_{1CT}} \Phi_5(r_1, \varphi_1) - \\
 &\quad - I_{x_{1P}} \Phi_5(r_3, \varphi_3)] + \frac{\lambda}{\pi} \times \\
 &\quad \times \left[\sum_{p=1,2,3} I_{x_{2CT}}^{(p)} \Phi_3(r_1^{(p)}, \varphi_1^{(p)}) - \sum_{p=1,2,3} I_{x_{1CT}}^{(p)} \times \right. \\
 &\quad \times \Phi_5(r_1^{(p)}, \varphi_1^{(p)}) - \\
 &\quad \left. - \sum_{p=1,2} I_{x_{1P}}^{(p)} \Phi_5(r_3^{(p)}, \varphi_3^{(p)}) \right]; \\
 |H_{\tau d}| &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|H_{x_1}|^2 + |H_{x_3}|^2},
 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

на поверхности обшивки статора, выполненной из конструкционной стали,

$$\left. \begin{aligned}
 H_{x_1} &= -\frac{\lambda}{\pi} [iI_{x_{1CT}} \Phi_2(r_1, \varphi_1) - iI_{x_{2CT}} \Phi_4(r_1) + \\
 &\quad + I_{x_{3CT}} \Phi_1(r_2, \varphi_2) + iI_{x_{1P}} \Phi_2(r_3, \varphi_3) + \\
 &\quad + I_{x_{3P}} \Phi_1(r_4, \varphi_4)] - \frac{\lambda}{\pi} \times \\
 &\quad \times \left[i \sum_{p=1,3,4} I_{x_{1CT}}^{(p)} \Phi_2(r_1^{(p)}, \varphi_1^{(p)}) - \right. \\
 &\quad - i \sum_{p=1,3,4} I_{x_{2CT}}^{(p)} \Phi_4(r_1^{(p)}) + \sum_{p=1,3,4} I_{x_{3CT}}^{(p)} \Phi_1 \times \\
 &\quad \times (r_2^{(p)}, \varphi_2^{(p)}) + i \sum_{p=1,3,4} I_{x_{1P}}^{(p)} \Phi_2(r_3^{(p)}, \varphi_3^{(p)}) + \\
 &\quad \left. + \sum_{p=1,3,4} I_{x_{3P}}^{(p)} \Phi_1(r_4^{(p)}, \varphi_4^{(p)}) \right]; \\
 H_{x_3} &= \frac{\lambda}{\pi} [I_{x_{1CT}} \Phi_3(r_1, \varphi) + I_{x_{2CT}} \Phi_5(r_1, \varphi_1) + \\
 &\quad + iI_{x_{3CT}} \Phi_2(r_2, \varphi_2) + I_{x_{1P}} \Phi_3(r_3, \varphi_3) + \\
 &\quad + iI_{x_{3P}} \Phi_2(r_4, \varphi_4)] + \frac{\lambda}{\pi} \times \\
 &\quad \times \left[\sum_{p=1,3,4} I_{x_{1CT}}^{(p)} \Phi_3(r_1^{(p)}, \varphi_1^{(p)}) + \sum_{p=1,3,4} I_{x_{2CT}}^{(p)} \Phi_5 \times \right. \\
 &\quad \times (r_1^{(p)}, \varphi_1^{(p)}) + i \sum_{p=1,3,4} I_{x_{3CT}}^{(p)} \Phi_2(r_2^{(p)}, \varphi_2^{(p)}) + \\
 &\quad + \sum_{p=1,3,4} I_{x_{1P}}^{(p)} \Phi_3(r_3^{(p)}, \varphi_3^{(p)}) + \\
 &\quad \left. + i \sum_{p=1,3,4} I_{x_{3P}}^{(p)} \Phi_2(r_4^{(p)}, \varphi_4^{(p)}) \right]; \\
 |H_{\tau d}| &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|H_{x_1}|^2 + |H_{x_3}|^2};
 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

на поверхности торцового щита, выполненного из конструкционной стали,

$$\begin{aligned}
 H_{x_2} = & -\frac{\lambda}{\pi} [iI_{x_{ст}}\Phi_2(r_1, \varphi_1) + iI_{x_{ст}}\Phi_4(r_1) - \\
 & - I_{x_{ст}}\Phi_1(r_2, \varphi_2) + iI_{x_{1p}}\Phi_4(r_3) - I_{x_{3p}}\Phi_1(r_4, \varphi_4)] - \\
 & -\frac{\lambda}{\pi} \left[i \sum_{p=1,2,4} I_{x_{ст}}^{(p)}\Phi_2(r_1^{(p)}, \varphi_1^{(p)}) + \right. \\
 & + i \sum_{p=1,2,4} I_{x_{ст}}^{(p)}\Phi_4(r_1^{(p)}) - \sum_{p=1,2,4} I_{x_{ст}}^{(p)}\Phi_1(r_2^{(p)}, \varphi_2^{(p)}) + \\
 & + i \sum_{p=1,2,4} I_{x_{1p}}^{(p)}\Phi_4(r_3^{(p)}) - \sum_{p=1,2,4} I_{x_{3p}}^{(p)}\Phi_1(r_4^{(p)}, \varphi_4^{(p)}) \left. \right]; \\
 H_{x_3} = & \frac{\lambda}{\pi} [-I_{x_{ст}}\Phi_3(r_1, \varphi_1) + I_{x_{ст}}\Phi_5(r_1, \varphi_1) + \\
 & + iI_{x_{ст}}\Phi_2(r_2, \varphi_2) + I_{x_{1p}}\Phi_5(r_3, \varphi_3) + \\
 & + iI_{x_{3p}}\Phi_2(r_4, \varphi_4)] + \frac{\lambda}{\pi} \times \\
 & \times \left[- \sum_{p=1,2,4} I_{x_{ст}}^{(p)}\Phi_3(r_1^{(p)}, \varphi_1^{(p)}) + \sum_{p=1,2,4} I_{x_{ст}}^{(p)}\Phi_5 \times \right. \\
 & \times (r_1^{(p)}, \varphi_1^{(p)}) + i \sum_{p=1,2,4} I_{x_{ст}}^{(p)}\Phi_2(r_2^{(p)}, \varphi_2^{(p)}) + \\
 & + \sum_{p=1,2,4} I_{x_{1p}}^{(p)}\Phi_5(r_3^{(p)}, \varphi_3^{(p)}) + \\
 & + i \sum_{p=1,2,4} I_{x_{3p}}^{(p)}\Phi_2(r_4^{(p)}, \varphi_4^{(p)}) \left. \right]; \\
 |H_{уд}| = & \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|H_{x_2}|^2 + |H_{x_3}|^2}
 \end{aligned}
 \quad (8)$$

При определении поля по (7) и (8) в первом приближении можно положить $\mu' = 100$, а далее, определив поле, значение μ' уточнить по кривым зависимости магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля [Л. 15—17]. Для стали марки Ст. 3 такая зависимость эквивалентной магнитной проницаемости [Л. 15—17] от модуля действующего значения первой гармоники касательной составляющей напряженности магнитного поля дана на рис. 2.

Удельные поверхностные потери в рассматриваемой точке [Л. 15—17]:

$$W = R |H_{уд}|^2 = r_0 \sqrt{\mu'} |H_{уд}|^2; \quad r_0 = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma_1}}; \quad (9)$$

на поверхности обшивки статора и торцового щита:

$$W = rR' (|H_{уд}|) |H_{уд}|^2; \quad r = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}. \quad (10)$$

Для немагнитной стали при $\sigma = 1,43 \cdot 10^4$ 1/ом·см и частоте 50 гц $r_0 = 11,75 \cdot 10^{-6}$ ом; для конструкционной стали марки Ст. 3 с $\sigma = 7,7 \cdot 10^4$ 1/ом·см при частоте 50 гц $r = 5,06 \cdot 10^{-6}$ ом. График зависимости R' от модуля $H_{уд}$ для стали марки Ст. 3 приведен на рис. 2 [Л. 16].

Приведенные выше формулы для касательных составляющих поля на поверхности конструктивных деталей турбогенератора записаны в виде сумм полей, возбуждаемых реальными и отраженными пространственно-периодическими токами.

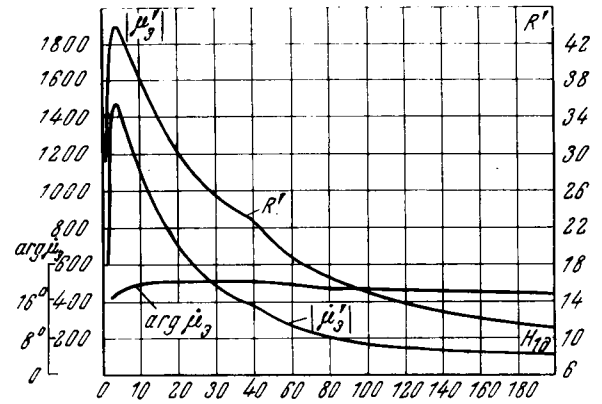


Рис. 2.

Обоснованный выбор значений отраженных токов и их координат при произвольных параметрах и геометрических размерах деталей концевых частей турбогенераторов является довольно сложной задачей. Однако, учитывая, что конструктивные детали мощных турбогенераторов обычно выполняются из хорошо проводящих металлов и расстояния между отдельными деталями достаточно велики, в первом приближении отдельные детали можно считать идеально проводящими. Приняв при определении отраженных токов проводимость плиты и магнитную проницаемость торцового щита, обшивки и вала ротора бесконечно большой, запишем выражения для отраженных токов и координат их расположения:

$$\begin{aligned}
 I_{x_{ст}}^{(1)} &= I_{x_{ст}}, & I_{x_{ст}}^{(1)} &= -I_{x_{ст}}, & I_{x_{ст}}^{(1)} &= -I_{x_{ст}}, \\
 I_{x_{1p}}^{(1)} &= I_{x_{1p}}, & I_{x_{3p}}^{(1)} &= -I_{x_{3p}}, & I_{x_{ст}}^{(p)} &= I_{x_{ст}}, \\
 I_{x_{ст}}^{(p)} &= I_{x_{ст}}, & I_{x_{ст}}^{(p)} &= I_{x_{ст}}, & I_{x_{1p}}^{(p)} &= I_{x_{1p}}, \\
 I_{x_{3p}}^{(p)} &= I_{x_{3p}}, & p &= 2, 3, 4;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 N_k^{(1)}(-a_k, b_k), \quad N_k^{(2)}(a_k, b+b_k), \quad N_k^{(3)}(a+a_k, b_k), \\
 N_k^{(4)}(a_k, -b_k), \quad k=1, 2, 3, 4.
 \end{aligned}
 \quad (11)$$

Формулы для касательных составляющих поля (6)—(8) записаны без учета пространственно-периодического тока, эквивалентного полю воздушного зазора между статором и ротором. Этот ток может быть определен по методике, изложенной в [Л. 6, 8].

Пример. Проиллюстрируем изложенную методику расчетом поля и потерь в конструктивных деталях концевых частей турбогенератора мощностью 300 Мва.

Основные данные турбогенератора: $A_m = 1500 \cdot \sqrt{2} = 2121$ а/см; $i_2 = 3050$ а; $w_2 = 7$; $\cos \varphi = 0,85$; $\theta = 41^\circ$; $k_{p1} = 0,955$; $\beta = 0,8$; $\gamma = 0,692$; $\tau = 204$ см; $\lambda = 0,0154$ 1/см; $r_{ст} = 65$ см; $r_p = 35$ см; $l_1 = 90$ см; $l_2 = 54$ см; $\varphi_1 = 48^\circ$; $\varphi_2 = 25^\circ$; $a = 110$ см; $b = 165$ см; $c = 45$ см; $d = 11$ см.

Материал нажимной плиты — немагнитная сталь марки 1Х18Н9Т ($\sigma = 1,43 \cdot 10^4$ 1/ом·см, $\mu' = 1,1$); внутренний радиус плиты $R_1 = 95$ см; внешний — $R_2 = 140$ см; материал торцового щита и обшивки статора — сталь марки Ст. 3 ($\sigma = 7,7 \cdot 10^4$ 1/ом·см); зависимости $\mu' = f(|H_{уд}|)$ и $R' = f(|H_{уд}|)$ для этой марки стали даны на рис. 2; магнитная проницаемость вала ротора принята равной бесконечности.

Расчет поля и потерь в конструктивных деталях турбогенератора проводился на ЦВМ «Урал-2». Результаты чис-

* Программа составлена ниж. Л. Н. Кузьминой.

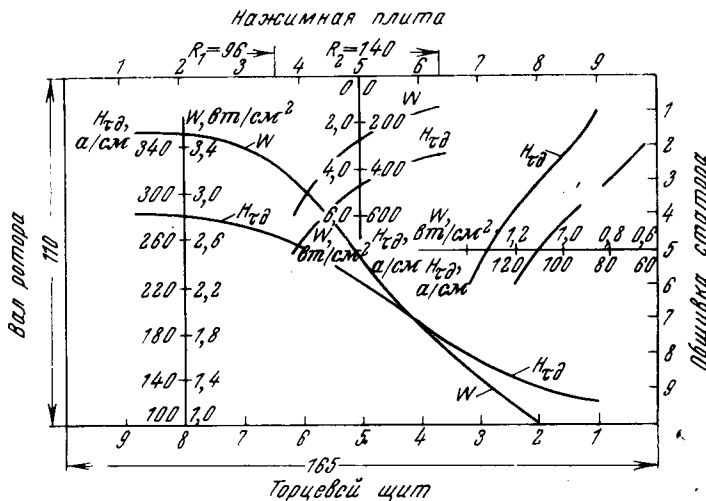


Рис. 3.

ленного расчета действующего значения модуля касательной составляющей напряженности магнитного поля вдоль поверхности нажимной плиты, обшивки статора и торцевого щита показаны в виде графика на эскизе концевой части этого генератора (рис. 3). На этом же эскизе дан график распределения удельных поверхностных потерь в этих деталях. По этим данным определяются средние значения поля и удельных поверхностных потерь, а также общие потери в отдельных деталях. Так, например, для нажимной плиты среднее значение удельных поверхностных потерь равно $2,58 \text{ вт/см}^2$, а общие потери равны $85,6 \text{ кВт}$. Общие потери в плите, рассчитанные по методике [Л. 5], составляют около 90 кВт .

Приложение. Электромагнитное поле и потери, вызываемые пространственно-периодическим переменным током, расположенным в прямоугольном канале, заполненном воздухом, протекает сосредоточенный переменный ток $Ie^{i(\lambda x_2 - \omega t)}$. Геометрические размеры расположения тока и электромагнитные параметры стенок канала указаны на рис. 4.

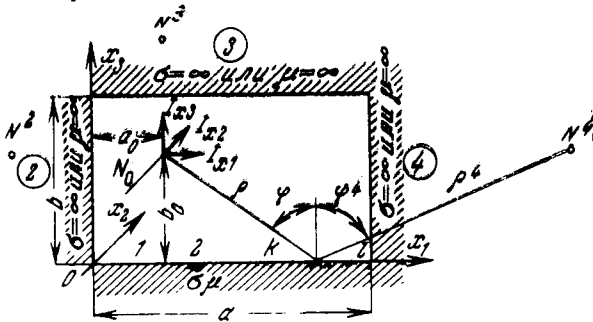


Рис. 4.

Расчет электромагнитного поля в канале сводится к интегрированию уравнений Максвелла при соответствующих условиях для составляющих поля на стенках канала. Наибольший интерес для цели изучения потерь от вихревых токов на нижней проводящей стенке канала представляют касательные составляющие напряженности магнитного поля, которые удобно представить в виде суммы полей, возбуждаемых сосредоточенным током на нижней проводящей стенке, и полей, обусловленных идеально проводящими стенками.

Первая часть задачи — определение поля на поверхности нижней проводящей стенки от сосредоточенного тока — сводится к расчету поля, возбуждаемого током $Ie^{i(\lambda x_2 - \omega t)}$, расположенным в воздухе на расстоянии b_0 от плоскости $x_1 - x_2$, разделяющей воздух от проводящего полупространства. Задача решается с помощью преобразований Фурье по x_1 [Л. 13]:

$$\left. \begin{aligned} H_{x_1} &= -\frac{\lambda}{\pi} [I_{x_2} \Phi_1 + i I_{x_1} \Phi_2 + i I_{x_3} \Phi_3]; \\ H_{x_2} &= \frac{\lambda}{\pi} [i I_{x_2} \Phi_2 + I_{x_1} \Phi_3 - I_{x_3} \Phi_3]; \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1 &= \int_0^\infty \frac{e^{-r \cos \varphi \sqrt{1+v^2}} \cos(vr \sin \varphi)}{1 + \mu' \frac{\sqrt{1+v^2}}{\sqrt{1+v^2 - i\kappa\mu'}}} \times \\ &\times \left(1 + \frac{\mu'}{\sqrt{1+v^2} \sqrt{1+v^2 - i\kappa\mu'}} \right) dv; \\ \Phi_2 &= \int_0^\infty \frac{e^{-r \cos \varphi \sqrt{1+v^2}} \sin(vr \sin \varphi)}{1 + \mu' \frac{\sqrt{1+v^2}}{\sqrt{1+v^2 - i\kappa\mu'}}} \times \\ &\times \frac{\mu'v}{\sqrt{1+v^2} \sqrt{1+v^2 - i\kappa\mu'}} dv; \\ \Phi_3 &= \int_0^\infty \frac{e^{-r \cos \varphi \sqrt{1+v^2}} \cos(vr \sin \varphi)}{1 + \mu' \frac{\sqrt{1+v^2}}{\sqrt{1+v^2 - i\kappa\mu'}}} \times \\ &\times \left(1 + \frac{\mu'v^2}{\sqrt{1+v^2} \sqrt{1+v^2 - i\kappa\mu'}} \right) dv; \\ \Phi_4 &= K_0(r); \quad \Phi_5 = K_1(r) \sin \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Здесь $\kappa = \frac{\omega \sigma \mu_0}{\lambda^2}$; $r = \lambda \rho$ — приведенное расстояние; ρ — рас-

стояние от оси сосредоточенного тока до рассматриваемой точки на нижней стенке канала; φ — угол между прямой ρ и внешней нормалью к стенке канала, отсчитываемый против часовой стрелки, если смотреть со стороны положительных значений оси x_2 ; $K_0(r)$ и $K_1(r)$ — модифицированные функции Бесселя второго рода нулевого и первого порядка, для которых имеются достаточно подробные таблицы.

Для простых расчетов функций $\Phi_1 - \Phi_5$ по формулам (13) без применения ЦВМ их удобно выразить через хорошо табулированные функции. Для этого алгебраические части подынтегральных выражений для интегралов Φ_1 , Φ_2 и Φ_3 следует разложить в ряд Тейлора в окрестности точки $v=0$ и ограничиться только членами, по порядку не превышающему члены, содержащие v^2 . Тогда интегралы можно приближенно выразить через модифицированные функции Бесселя K_1 , K_2 и K_3 :

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1 &= r \cos \varphi \left[\frac{K_1(r)}{r} - \alpha D Q (1 + 2\alpha) - i \alpha D Q \right]; \\ \Phi_2 &= r^2 \sin \varphi \cos \varphi \frac{K_2(r)}{r^2} \alpha D (1 + 2\alpha + i); \\ \Phi_3 &= r \cos \varphi D \left\{ \frac{K_1(r)}{r} (1 + \alpha) + \alpha D \left[1 + 2\alpha - D \left(\frac{1}{\alpha} + \right. \right. \right. \right. \\ &\left. \left. \left. + 2\alpha + \alpha^2 \right) \right] + i \left[\alpha \left(1 + \frac{1}{2} D Q (2\alpha^2 - 1) \right) - \alpha \frac{K_1(r)}{r} \right] \right\}, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где

$$\left. \begin{aligned} D &= [(1 + \alpha)^2 + \alpha^2]^{-1}; \quad Q = \frac{K_2(r)}{r^2} - r \cos \varphi \frac{K_3(r)}{r^3}; \\ \alpha &= \frac{1}{2} \lambda \sqrt{\mu_0 \sigma} \Delta_0; \quad \Delta_0 = \sqrt{\frac{2}{\omega \sigma \mu_0}}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

В случае неферромагнитного полупространства ($\mu' = 1$) $\alpha \ll 1$ и

$$\Phi_1 \approx \Phi_3 = r \cos \varphi \frac{K_1(r)}{r}; \quad \Phi_2 \approx 0. \quad (16)$$

Вторая часть задачи — определение поля на поверхности нижней проводящей стенки канала, вызываемого наличием идеально проводящих стенок, решается методом отражения. Для этого (ограничиваясь однократным отражением) сосредоточенный вдоль оси ток следует зеркально отразить от трех идеально проводящих стенок канала. Тогда вторая часть задачи сведется к расчету поля от трех расположенных в воздухе над проводящим полупространством токов, сосредоточенных вдоль осей с координатами $N^2(-a_0, b_0)$, $N^3(a_0, 2b-b_0)$ и $N^4(2a-a_0, b_0)$.

Касательные составляющие напряженности магнитного поля на поверхности нижней проводящей стенки канала можно выразить в виде суммы полей, возбуждаемых реальными и отраженными пространственно-периодическими токами:

$$\left. \begin{aligned} H_{x_1} &= -\frac{\lambda}{\pi} [I_{x_2} \Phi_1(r, \varphi) + i I_{x_1} \Phi_2(r, \varphi) + i I_{x_3} \Phi_4(r)] - \\ &\quad - \frac{\lambda}{\pi} \left[\sum_p I_{x_2}^p \Phi_1(r^p, \varphi^p) + i \sum_p I_{x_1}^p \Phi_2(r^p, \varphi^p) + \right. \\ &\quad \left. + i \sum_p I_{x_3}^p \Phi_4(r^p) \right]; \\ H_{x_2} &= \frac{\lambda}{\pi} [i I_{x_2} \Phi_2(r, \varphi) + I_{x_1} \Phi_3(r, \varphi) - I_{x_3} \Phi_5(r, \varphi)] + \\ &\quad + \frac{\lambda}{\pi} \left[i \sum_p I_{x_2}^p \Phi_2(r^p, \varphi^p) + \sum_p I_{x_1}^p \Phi_3(r^p, \varphi^p) - \right. \\ &\quad \left. - \sum_p I_{x_3}^p \Phi_5(r^p, \varphi^p) \right]; \\ |H_{\tau d}| &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|H_{x_1}|^2 + |H_{x_2}|^2}, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где индекс $p=2, 3, 4$ указывает, от какой из идеально проводящих стенок канала берется зеркально отраженный ток (рис. 4).

Приведенные расстояния r, r^p и φ, φ^p можно определить по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} r &= \lambda \sqrt{(a_0 - a_l)^2 + b_0^2}; \quad |\varphi| = \arccos \frac{b_0 \lambda}{r}; \\ r^{(2)} &= \lambda \sqrt{(a_0 + a_l)^2 + b_0^2}; \quad |\varphi^2| = \arccos \frac{b_0 \lambda}{r^{(2)}}; \\ r^{(3)} &= \lambda \sqrt{(a_0 - a_l)^2 + (2b - b_0)^2}; \quad |\varphi^{(3)}| = \\ &= \arccos \frac{(2b - b_0) \lambda}{r^{(3)}}; \\ r^{(4)} &= \lambda \sqrt{(2a - a_0 - a_l)^2 + b_0^2}; \\ |\varphi^{(4)}| &= \arccos \frac{b_0 \lambda}{r^{(4)}}, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где $a_l = \frac{l}{k} a$, $l=0, 1, 2, 3, \dots, k$ — номер рассматриваемой точки (рис. 4).

При расчете без ЦВМ эти расстояния и углы можно находить графически, вычертив в масштабе эскиз канала вместе с координатами расположения реальных и отраженных токов. Значения отраженных токов

$$\left. \begin{aligned} I_{x_1}^{(2)} &= I_{x_1}; & I_{x_2}^{(3)} &= I_{x_2}; & I_{x_1}^{(4)} &= I_{x_1}; \\ I_{x_2}^{(2)} &= \pm I_{x_2}; & I_{x_1}^{(3)} &= \pm I_{x_1}; & I_{x_2}^{(4)} &= \pm I_{x_2}; \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где знак плюс берется в том случае, если соответствующая стенка канала является идеальным магнитным проводником ($\mu=\infty$), а знак минус — если идеальным электрическим проводником ($\sigma=\infty$).

Если нижняя проводящая стенка канала является ферромагнитной, то при определении поля по формулам (17) необ-

ходимо знать значение магнитной проницаемости. В первом приближении можно положить $\mu'=100$, а далее, определив поле, значение μ' уточняется по кривой зависимости магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля (для стали Ст. 3 такая зависимость приведена на рис. 2).

Удельные поверхностные потери в рассматриваемой точке на поверхности нижней ферромагнитной стенки канала [Л. 15—17] определяются по выражениям:

$$W = r R' (|H_{\tau d}|) |H_{\tau d}|^2, \quad r = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}, \quad (20)$$

где $R'(|H_{\tau d}|)$ для стали марки Ст. 3 определяется из рис. 2.

Для простых ориентировочных расчетов удобно иметь графики функций $\Phi_1-\Phi_5$, построенные по формулам (13) для нескольких характерных значений параметров материала нижней стенки σ и μ и пространственной частоты λ .

Расчет функций $\Phi_1-\Phi_5$ по формулам (13)—(15) при изменении r от 1 до 5 и φ от 0° до 50° показал, что они отличаются между собой не более чем на 5—8%, причем действительные части в 5 и более раз превышают мнимые части этих функций и поэтому последние в приближенных расчетах могут не учитываться.

Основные обозначения. Основные данные турбогенератора. A_m — амплитуда линейной нагрузки на расточке статора, $a/\text{см}$; i_2 — ток обмотки возбуждения, a ; ω_2 — число проводников в пазу ротора; q_2 — число катушек ротора на полюс; k_{p_1} — коэффициент распределения основной гармонической; $k_{p_1}, k_{p_2}, k_{t_1}, k_{t_2}$ — коэффициенты распределения, определяемые по (4); β — относительное значение шага обмотки статора в долях полюсного деления (сокращение шага обмотки); γ — отношение обмотанной поверхности ротора к полной поверхности; τ — полюсное деление турбогенератора, см ; $\lambda = \frac{\pi}{\tau}$ —

пространственная частота, см^{-1} ; ψ — угол между векторами н. с. реакции якоря и н. с. обмотки возбуждения, отсчитываемый по часовой стрелке; $r_{\text{ст}}$ — радиус по расточке статора, см ; r_p — радиус концевой части вала ротора, см ; l_1, l_2 — вылет лобовых частей обмоток статора и ротора соответственно, см ; φ_1, φ_2 — углы, характеризующие отгиб проводников обмотки статора от оси генератора (рис. 1); a, b, c, d — геометрические размеры, см (рис. 1).

Значения и координаты сосредоточенных пространственно-периодических токов:

$I_{x_1\text{ст}}, I_{x_2\text{ст}}, I_{x_3\text{ст}}$ — аксиальный, радиальный и тангенциальный сосредоточенные пространственно-периодические токи, эквивалентные соответствующим составляющим токам лобовых частей обмотки статора, a ; $I_{x_1\text{ст}}^p, I_{x_2\text{ст}}^p, I_{x_3\text{ст}}^p$ — токи статора, отраженные от плиты ($p=1$), обшивки статора ($p=2$), торцевого щита ($p=3$) и вала ротора ($p=4$), a ; I_{x_1p}, I_{x_2p} — аксиальный и тангенциальный сосредоточенные токи, эквивалентные соответствующим составляющим токам лобовых частей обмотки ротора, a ; $I_{x_1p}^p, I_{x_2p}^p$ — токи ротора, отраженные от плиты ($p=1$), обшивки статора ($p=2$), торцевого щита ($p=3$) и вала ротора ($p=4$), a ; $N_k(a_k, b_k)$, $N_k^p(a_k^p, b_k^p)$ — точки расположения реальных и отраженных сосредоточенных токов; $k=1, 2, 3, 4$; $p=1, 2, 3, 4$ (см. формулу (11)); r_k — расстояние от «центра тяжести» сосредоточенного тока до рассматриваемой точки на поверхности массивной детали; $k=1, 2, 3, 4$; см ; $r_k = \lambda r_k^p$ — приведенное расстояние; φ_k — угол между прямой r_k и внешней нормалью к поверхности детали в рассматриваемой точке, отсчитываемый против часовой стрелки, если смотреть со стороны положительных значений оси x_2 ; r_k^p — расстояние от «центра тяжести» сосредоточенного тока, отраженного от плиты ($p=1$), обшивки статора ($p=2$), щита ($p=3$) и вала ротора ($p=4$), до рассматриваемой точки на поверхности детали, см , $k=1, 2, 3, 4$; $r_k^p = \lambda r_k^p$ — приведенное расстояние, $k=1, 2, 3, 4$; φ_k^p — углы между прямой r_k^p и внешней нормалью к поверхности в рассматриваемой точке, отсчитываемый против часовой стрелки.

Электромагнитные параметры конструктивных деталей.

σ — удельная проводимость, $1/\text{ом}\cdot\text{см}$; μ_0 — эквивалентная магнитная проницаемость (рис. 4); R — активное поверхностное

сопротивление, Ω ; $r_0 = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}$ — сопротивление, Ω ; $R' = \frac{R}{r_0}$ — относительное активное поверхностное сопротивление (рис. 4).

Литература

1. Костенко М. П., Анемподистов В. П., Данилевич Я. Б., Научно-исследовательские задачи, связанные с созданием одновольтовых турбогенераторов мощностью 800 Вт, сб. «Исследование электромагнитных полей, параметров и потерь в мощных электрических машинах», изд-во «Наука», 1966.
2. Данилевич Я. Б., Кашарский Э. Г., Добавочные потери в электрических машинах, Госэнергоиздат, 1963.
3. Кашарский Э. Г., Шахтарин В. Н., К расчету магнитного поля в торцевой части турбогенератора, сб. «Теория, расчет и исследование высокоиспользованных электрических машин», изд-во «Наука», 1965.
4. Данилевич Я. Б., Аксенова Л. Я., Новожилов А. А., Влияние вихревых токов в нажимной плите статора на магнитное поле в торцевой зоне турбогенератора, сб. «Теоретические и экспериментальные исследования турбо- и гидрогенераторов большой мощности», изд-во «Наука», 1968.
5. Постников И. М., Счастливый Г. Г., Езовит Г. П., Исследование и расчеты электромагнитного поля и потерь в концевой части мощного турбогенератора, сб. «Исследование новых типов машин переменного тока», изд-во «Наукова думка», 1968.
6. Вольдек А. И., Основы методики расчета магнитных полей лобовых частей обмоток электрических машин, «Электричество», 1963, № 1.
7. Вольдек А. И., Методика расчета векторного магнитного потенциала лобовых частей обмоток электрических машин, Труды ЛПИ, «Электромашиностроение», 1964, № 241.

8. Вольдек А. И., Данилевич Я. Б., Метод расчета магнитного поля в зоне лобовых частей обмоток статора и ротора турбогенераторов, сб. «Исследование электромагнитных полей, параметров и потерь в мощных электрических машинах», изд-во «Наука», 1966.

9. Aiger P., Расчет реактивного сопротивления якоря синхронных машин, Тч. AIEE, 1928.

10. Tegoroulios J. A., Эпюры тока, эквивалентные токам лобовых частей обмоток статора и ротора турбогенераторов, «Энергетические системы и оборудование», 1963.

11. Tegoroulios J. A., Проникновение потока в нажимные плиты турбогенераторов, «Энергетические системы и оборудование», 1963, № 65.

12. Алексеев А. Е., Костенко М. П., Турбогенераторы, ГЭИ, 1939.

13. Кравченко А. Н., О замене токов лобовых частей обмоток статора и ротора турбогенератора эквивалентной системой прямолинейных пространственно-периодических переменных токов, сб. «Исследование режимов и методов расчета машин переменного тока», изд-во «Наукова думка», 1970.

14. Постников И. М., Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин, изд-во «Техника», Киев, 1966.

15. Березовский А. А., Кравченко А. Н., Нижник Л. П., Потери от вихревых токов в нелинейных ферромагнитных телах, сб. «Электромагнитные и полупроводниковые устройства преобразовательной техники», изд-во «Наукова думка», Киев, 1966.

16. Березовский А. А., Кравченко А. Н., Нижник Л. П., Расчет добавочных потерь в баке трансформаторов, «Электричество», 1966, № 9.

17. Березовский А. А., Нижник Л. П., Кравченко А. Н., Комплексное поверхностное сопротивление и эквивалентная магнитная проницаемость ферромагнитных тел, сб. «Электромагнитные процессы в преобразовательных устройствах», изд-во «Наукова думка», 1967.

[15.12.1969]



УДК 621.313.13—181.4:621.314

Особенности преобразования энергии в реактивных синхронных двигателях

Доктор инж. В. Н. НЕДЕЛКУ

Бухарестский политехнический институт

Несмотря на то, что в технической литературе теории синхронных реактивных двигателей посвящено большое число работ [Л. 1—13, 18 и 19], многие теоретические вопросы еще не решены или неправильно освещены в литературе.

Существующая теория этой машины ограничивается изложением более или менее обоснованных физических соображений, посредством которых объясняют работу однофазной машины [Л. 2]. Иногда теорию трехфазной реактивной машины рассматривают как частный случай теории трехфазной явнополюсной машины в системе координат d, q [Л. 3]. Как было показано в работах автора [Л. 16 и 17], применение теории двух реакций для изучения электромагнитных процессов синхронной реактивной машины не всегда ведет к правильным результатам, так как в системе координат d, q некоторые стороны мгновенных электромагнитных процессов не отражаются.

Настоящая статья ставит своей целью рассмотреть процесс электромеханического преобразования энергии в двигателях реактивного типа. Вводится понятие «мгновенной комплексной кажущейся мощ-

ности» [Л. 14], а также используются выводы [Л. 15].

Однофазный реактивный двигатель. Проанализируем процесс электромеханического преобразования в однофазной машине в установившемся режиме работы (рис. 1).

Угол β может быть выражен:

$$\beta = \omega t + \beta_0, \quad (1)$$

где ω — угловая скорость вращения ротора; β_0 — начальное значение угла β .

Обмотка машины содержит ω витков и подключена к источнику синусоидального напряжения:

$$u = U_m \cos(\omega_1 t + \alpha) = \cos \alpha', \quad (2)$$

где U_m , ω_1 , α — амплитуда, угловая частота, начальная фаза напряжения u .

Запишем уравнение второго закона Кирхгофа для цепи статора:

$$u = D\psi + Ri \quad (D = d/dt), \quad (3)$$

где u , ψ , i — мгновенные значения напряжения, потокосцепления и протекающего по цепи тока.

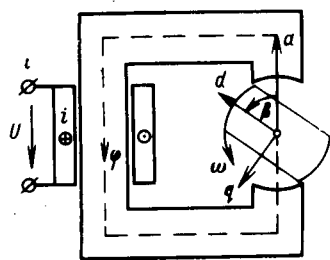


Рис. 1. Принципиальная схема однофазного реактивного преобразователя энергии.

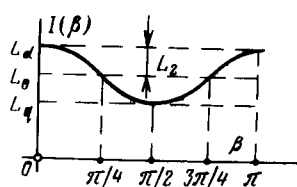


Рис. 2. Зависимость индуктивности $l(\beta)$ от пространственного угла β .

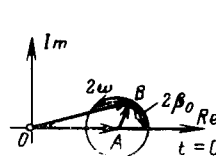


Рис. 3. Геометрическое представление комплексной индуктивности $l(\beta)$.

$$L_0 = \overline{OA}; \quad L_2 = \overline{AB}; \quad l(\beta) = \overline{OB}.$$

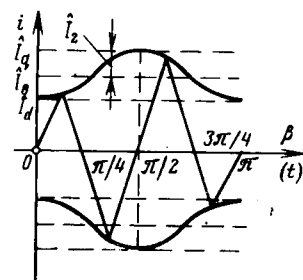


Рис. 4. Общая зависимость тока i от переменных β и t .

Рассмотрим идеализированный электромеханический преобразователь, т. е. машину без электрических, магнитных и механических потерь, имеющую линейную характеристику намагничивания стали.

При их допущениях

$$u = D\psi \quad (3')$$

или для установившегося режима

$$\dot{U} = j\omega_1 \dot{\Psi} = j\omega_1 \omega \dot{\Phi}, \quad (3'')$$

где $\dot{U}$, $\dot{\Psi}$, $\dot{\Phi}$ — комплексные значения соответствующих мгновенных величин u , ψ , ϕ ;

$$\dot{U} = U_m e^{j\alpha''}; \quad \dot{\Psi} = \Psi_m e^{j\alpha''}; \quad \dot{\Phi} = \Phi_m e^{j\alpha''}, \quad (4)$$

где

$$\alpha'' = \omega_1 t + \alpha - \frac{\pi}{2}. \quad (5)$$

Комплексные и мгновенные величины связаны между собой соотношениями:

$$u = \operatorname{Re}(\dot{U}); \quad \psi = \operatorname{Re}(\dot{\Psi}); \quad \phi = \operatorname{Re}(\dot{\Phi}). \quad (6)$$

Выражение (3'') играет фундаментальную роль в процессе понимания работы преобразователя. Оно показывает, что при постоянных U_m и ω_1 комплексы $\dot{\Psi}$ и $\dot{\Phi}$ будут иметь постоянные амплитуды и отставать на $\pi/2$ эл. рад от вектора $\dot{U}$ при любых значениях индуктивности цепи.

С другой стороны,

$$\psi = l(\beta) i, \quad (7)$$

где $l(\beta)$ — индуктивности цепи, которая является неявной функцией времени (рис. 2).

Пространственный период этой функции соответствует π эл. рад.

Если пренебречь всеми высшими четными гармониками, кроме второй, индуктивность $l(\beta)$ можно аналитически представить в следующем виде:

$$l(\beta) = L_0 + L_2 \cos^2 \beta. \quad (8)$$

Функция времени (8) может быть символически выражена через векторы $\dot{i}(\beta)$, $\dot{i}^*(\beta)$ (рис. 3):

$$l(\beta) = 1/2 [\dot{i}(\beta) + \dot{i}^*(\beta)], \quad (9)$$

где

$$\dot{i}(\beta) = L_0 + L_2; \quad \dot{i}^*(\beta) = L_0 + L_2^*.$$

С учетом (6) — (8) для тока i будет найдено выражение (рис. 4):

$$i = (I_0 - I_{2m} \cos^2 \beta) \cos \alpha'', \quad (10)$$

где

$$I_0 = 1/2 (I_{qm} + I_{dm}); \quad I_{2m} = 1/2 (I_{qm} - I_{dm}). \quad (10')$$

В свою очередь

$$I_{qm} = U_m / x_q; \quad I_{dm} = U_m / x_d. \quad (10'')$$

Выражение (10) показывает, что ток, потребляемый машиной из сети, модулирован по амплитуде, так как только таким образом при изменяющейся во времени индуктивности (8) может быть соблюдено условие $\Psi_m = \text{const}$.

Как видно из рис. 5, вектор $\dot{I}$ находится в фазе с $\dot{\Phi}$ и при изменении угла β на π эл. рад его амплитуда принимает значения, лежащие между минимальным ($\overline{OB}$) и максимальным ($\overline{OB'}$).

Следует определить условия, которые необходимо выполнить в рассматриваемом преобразователе, для того чтобы имел место обмен энергии между его составными системами: электрической, магнитной и механической. С физической и математической точек зрения эти условия выполняются, если энергия в одной системе непрерывно возрастает с течением времени, т. е. в идеализированной машине в определенный момент времени средняя мощность, не равная нулю, должна быть обнаружена во всех составных системах.

Обмен активной и реактивной мощностями между рассматриваемой машиной и сетью можно анализировать с помощью так называемой «мгновенной комплексной кажущейся мощности» [Л. 14]. Для этой мощности существует следующее выражение:

$$\dot{s} = U \dot{i} = 1/2 \dot{U} (\dot{i} + \dot{i}^*) = p + jq = \dot{s}_1 + \dot{s}_2, \quad (11)$$

где вектор напряжения

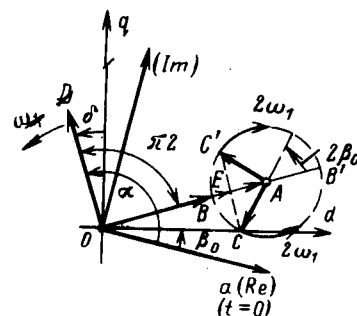
$$\dot{U} = u + ju' = U_m e^{j\alpha'} \quad (12)$$

Здесь

$$u = U_m \sin d' = U_m \cos d'', \quad (12')$$

Рис. 5. Геометрическое представление векторов $\dot{U}$, $\dot{\Phi}$, $\dot{i}(\beta)$.

$\dot{U} = \overline{OB}$; $\dot{I}_0 = \overline{OA}$; $\dot{I}_2 = \overline{OC}$; $\dot{I}_2^* = \overline{OC'}$; $\dot{i} = \overline{OE}$; $\dot{\Phi} = \overline{OB}$.



Активная и реактивная мгновенные мощности равны:

$$p = ui; \quad q = u'i. \quad (13)$$

Для средней комплексной кажущейся мощности справедливо:

$$\dot{S} = 1/2 \dot{U} \dot{I}^* = P + jQ, \quad (14)$$

где P , Q — средние активная и реактивная мощности.

Переменная составляющая мгновенной комплексной кажущейся мощности

$$\dot{s}_2 = 1/2 \dot{U} \dot{I} = p_2 + jq_2, \quad (15)$$

где p_2 , q_2 — мгновенные активная и реактивная мощности.

Выражение (10) иначе можно записать в виде:

$$\dot{I} = [I_0 - 1/2 I_{2m} (e^{j2\beta} + e^{-j2\beta})] e^{j\alpha''}. \quad (16)$$

Соответственно сопряженный вектор будет:

$$\dot{I}^* = [I_0 - 1/2 I_{2m} (e^{j2\beta} + e^{-j2\beta})] e^{-j\alpha''}. \quad (16')$$

Если учесть (12) и (16'), получим:

$$\dot{S} = 1/2 U_m I_0 e^{j\pi/2} - 1/2 U_m I_{2m} e^{j\pi/2} \cos 2\beta. \quad (17)$$

Формула (17) показывает, что средняя комплексная кажущаяся мощность совпадает со своей реактивной составляющей Q , состоящей из двух слагаемых: постоянной Q_0 и переменной q_2 , угловая частота которой равна двойной угловой скорости ротора:

$$\dot{S} = jQ = j(Q_0 + q_2); \quad P = 0; \quad (17')$$

$$Q_0 = U_m I_0; \quad q_2 = -U_m I_{2m} \cos 2\beta. \quad (17'')$$

С другой стороны, выражение (17) может служить в качестве оправдания названия «реактивный двигатель» для такого типа преобразователя, так что замечания, будто это название неудачное [Л. 6], неоправданно.

На основании (12) и (16)

$$\dot{s}_2 = U_m I_0 e^{j\lambda} - 1/2 U_m I_{2m} [e^{j(2\beta+\lambda)} + e^{-j(2\beta-\lambda)}], \quad (18)$$

где

$$\lambda = 2(\omega_1 t + \alpha) - \pi/2 = \alpha'' + \alpha'''. \quad (19)$$

Как известно [Л. 14], в случае статических однофазных цепей переменная мощность $\dot{s}_2$ имеет нулевое среднее значение. Из (18) видно, что в рассматриваемом случае среднее значение мощности $\dot{s}_2$ может быть отличным от нуля, если выполнено условие:

$$2\beta - \lambda = \text{const}. \quad (20)$$

С учетом (19) условие (20) удовлетворяется, если:

$$\omega = \omega_1. \quad (20')$$

В этом случае (20) принимает вид:

$$2\beta - \lambda = -(2\delta + \pi/2), \quad (21)$$

где δ — внутренний угол нагрузки (рис. 5);

$$\delta = \alpha - \beta_0 - \pi/2. \quad (21')$$

Если учесть (21), то (18) можно переписать в виде:

$$\dot{s} = \dot{S}_2 + \dot{s}_2, \quad (22)$$

где $\dot{S}_2$ — комплексная средняя составляющая переменной мощности:

$$\dot{S}_2 = -1/2 U_m I_{2m} e^{j(2\delta + \pi/2)} = P_2 + jQ_2; \quad (23)$$

$\dot{s}_2$ — мгновенная комплексная составляющая переменной мощности

$$\dot{s}_2 = U_m I_0 e^{j\lambda} - 1/2 U_m I_{2m} e^{j\lambda(2\beta+\lambda)}. \quad (24)$$

Выражения средней активной и реактивной мощностей (P_2 , Q_2), соответствующих комплексной мощности $\dot{S}_2$, получатся как действительная и мнимая части выражения (23):

$$P_2 = 1/2 U_m I_{2m} \sin 2\delta; \quad (25)$$

$$Q_2 = -1/2 U_m I_{2m} \cos 2\delta \quad (26)$$

или с учетом (10)

$$P_2 = 1/4 U_m^2 [1/x_q - 1/x_d] \sin 2\delta; \quad (25')$$

$$Q_2 = 1/4 U_m^2 [1/x_q - 1/x_d] \cos 2\delta. \quad (26')$$

Полная средняя комплексная мощность ($\dot{S}'$) находится как сумма мощностей $\dot{S}$ и $\dot{S}_2$:

$$\dot{S}' = \dot{S} + \dot{S}_2 = P_2 + j(Q_0 - Q_2). \quad (27)$$

Формулы (17), (22) и (23) выявляют основные особенности работы однофазного преобразователя. Так как ток $\dot{I}$ отстает по фазе на $\pi/2$ эл. рад от напряжения $\dot{U}$, основная гармоника тока участвует в передаче только реактивной мощности Q_0 , в то время как передача активной мощности P_2 обусловлена существованием переменной мощности, т. е. второй гармонической тока. В этом случае понятие «коэффициента мощности» надо истолковать в прямом смысле как отношение активной мощности P_2 к полной средней кажущейся мощности:

$$\cos \varphi = P_2 / S' = \frac{IP_2}{\sqrt{P_2^2 + (Q_0 - Q_2)^2}}. \quad (28)$$

Максимальное значение $\cos \varphi$ принимает в том случае, когда вектор $\dot{S}'$ совпадает с касательной к окружности радиуса S_2 ($\varphi = \varphi_{\min}$).

Вышеприведенные формулы показывают также, что однофазный реактивный двигатель, кроме комплексной мощности $\dot{S}'$, обменивается с сетью еще переменными мощностями — активной и реактивной, угловая частота которых равняется $2\omega_1$ и $4\omega_1$.

Трехфазный реактивный двигатель. На рис. 6 представлена принципиальная схема трехфазного преобразователя. Запишем уравнения напряжений для него в матричном виде:

$$[u] = D[\psi] + [R][i], \quad (29)$$

где $[u]$, $[\psi]$, $[i]$ — матрицы-столбцы напряжений на зажимах, потокосцеплений и токов; $[R]$ — диагональная матрица сопротивлений.

Пренебрежем активным сопротивлением и введем пространственные векторы мгновенных напряжений $\bar{u}$, потокосцеплений $\bar{\psi}$ и токов $\bar{i}$ [Л. 16]:

$$\bar{u} = 2/3 \Sigma a_n u_n; \quad \bar{\psi} = 2/3 \Sigma a_n \psi_n; \quad \bar{i} = 2/3 \Sigma a_n i_n, \quad (30)$$

где a_n — трехфазные симметричные операторы сдвига

$$a_n = e^{j\rho_n}; \quad \rho_a = 0; \quad \rho_b = \rho; \quad \rho_c = 2\rho;$$

$$\rho = 2\pi/3 \text{ эл. рад } (n = a, b, c).$$

Тогда уравнение (29) можно представить в векторной форме:

$$\bar{u} = D\bar{\psi}. \quad (31)$$

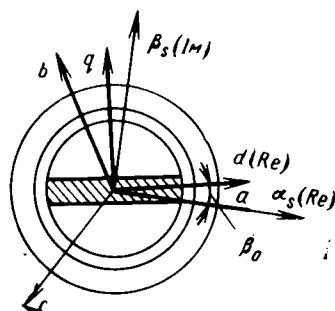


Рис. 6. Принципиальная схема трехфазной машины (a, b, c — магнитные оси статорных обмоток).

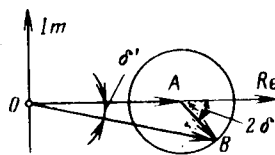


Рис. 7. Представление комплексной индуктивности $I(\delta)$.

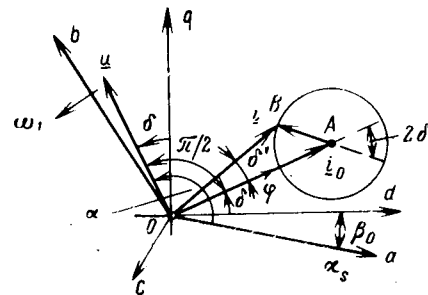


Рис. 8. Пространственные векторы $\bar{u}, \bar{\varphi}, \bar{i}$ ($\bar{i}_0 = \vec{OA}$; $\bar{i}_2 = \vec{AB}$; $\bar{i} = \vec{OB}$).

Результирующие потокоцепления зависят от собственных и взаимных индуктивностей, а также от мгновенных контурных токов:

$$[\psi] = [l(\beta)][i], \quad (32)$$

где $[l(\beta)]$ — матрица индуктивностей [Л. 16]:

$$[l(\beta)] =$$

$$= \begin{bmatrix} L_0 + L_2 \cos 2\beta & -M_0 + M_2 \cos(2\beta - \rho) & -M_0 + M_2 \cos(2\beta + \rho) \\ -M_0 + M_2 \cos(2\beta - \rho) & L_0 + L_2 \cos(2\beta + \rho) & -M_0 + M_2 \cos 2\beta \\ -M_0 + M_2 \cos(2\beta + \rho) & -M_0 + M_2 \cos 2\beta & L_0 + L_2 \cos(2\beta - \rho) \end{bmatrix}, \quad (33)$$

где

$$M_0 = 1/2 L_0; \quad M_2 = L_2.$$

Если учесть (30), (32) и (33), вектор $\bar{\psi}$ можно представить как функцию собственных и взаимных индуктивностей и пространственного вектора тока $\bar{i}$:

$$\bar{\psi} = L\bar{i} + M\bar{i}^* e^{j2\beta}, \quad (34)$$

где $\bar{i}^*$ — вектор, сопряженный $\bar{i}$; L, M — индуктивности;

$$L = 3/2 L_0; \quad M = 3/2 M_0.$$

Если система питающих напряжений [симметрична, то

$$u_n = U_m \cos(\alpha' - \rho_n),$$

и выражение для вектора $\bar{u}$ принимает вид:

$$\bar{u} = \bar{u}_a = U_m e^{j\alpha'}. \quad (35)$$

Уравнение (31) можно преобразовать для установившегося режима, если подставить $D = j\omega_1$. Тогда

$$\bar{\psi} = \Psi_m e^{j\alpha'}, \quad (36)$$

где модуль $\Psi_m = U_m / \omega_1$.

Следовательно, (34) может быть переписано в виде:

$$\bar{\psi} = \bar{l}(\delta) \bar{i}(\delta) e^{j\alpha'}, \quad (37)$$

где $\bar{l}(\delta)$ — «комплексная индуктивность» (рис. 7);

$$\bar{l}(\delta) = L + M e^{-j2\beta} = l(\delta) e^{-j\beta'}. \quad (38)$$

Если сравнить (37) с (36), можно написать:

$$\bar{i}(\delta) = i(\delta) e^{j\beta'}, \quad (39)$$

где $i(\delta) = \Psi_m / l(\delta)$.

Вектор $\bar{i}(\delta)$ можно представить в ином виде, если учесть первую форму соотношения (38):

$$\bar{i}(\delta) = I_0 - I_{2m} e^{-j2\beta}. \quad (39')$$

Соответственно

$$\bar{i} = \bar{i}(\delta) e^{j\alpha'} = I_0 - I_{2m} e^{-j2\beta}. \quad (40)$$

На рис. 8 представлены пространственные векторы $\bar{u}, \bar{\varphi}, \bar{i}$.

Присутствие комплексной индуктивности $\bar{l}(\delta)$ в трехфазной машине обуславливает иной механизм преобразования энергии, чем в однофазной. Как видно из рис. 8, вектор $\bar{i}$ сдвинут относительно $\bar{\varphi}$ на угол δ' . По этой причине в трехфазном преобразователе в отличие от однофазного система токов симметрична, а их волны — синусоидальны.

Поэтому для мгновенной комплексной кажущейся мощности можно записать [Л. 16]:

$$\bar{s} = p + jq = 3/2 \bar{u} \bar{i}^* = \bar{s}. \quad (41)$$

Если учесть выражения (35) и (40), получим:

$$\bar{s} = 3U_m I_0 e^{j\pi/2} - 3U_m I_{2m} e^{j(2\beta + \pi/2)} = \bar{s} = P + jQ,$$

где P, Q — средние активная и реактивная мощности, которые совпадают с соответствующими мгновенными значениями:

$$P = 3U_m I_{2m} \sin 2\delta; \quad (42)$$

$$Q = 3U_m I_0 - 3U_m I_{2m} \cos 2\delta. \quad (43)$$

Векторы $\bar{u}$ и $\bar{i}$ могут быть отнесены к координатной системе d, q . В этом случае [Л. 16]

$$\bar{u}_F = \bar{u} e^{-j\beta}; \quad \bar{i}_F = \bar{i} e^{-j\beta}. \quad (44)$$

Соответственно для сопряженных величин

$$\bar{u}_B = \bar{u}^* e^{j\beta}; \quad \bar{i}_B = \bar{i}^* e^{j\beta}, \quad (44')$$

или в зависимости от составляющих по осям d и q

$$\bar{u}_F = u_d + ju_q = U_m e^{j(\delta + \pi/2)}; \quad (45)$$

$$\begin{aligned} \bar{i}_F &= i_d + ji_q = i(\delta) e^{j(\delta' + \delta)} = I_0 e^{j\delta} - \\ &- I_{2m} e^{-j\delta} = I_{dm} \cos \delta + j I_{qm} \sin \delta. \end{aligned} \quad (46)$$

Можно заметить, что величина

$$\bar{s}' = 3/2 \bar{u}_F \bar{i}_B = 3/2 (u_d + ju_q) (i_d - ji_q) \quad (47)$$

идентична величине $\bar{s}$ (41).

Вывод. Механизм преобразования энергии в однофазном и трехфазном реактивных синхронных двигателях принципиально различен. В однофазном передача активной мощности обусловлена существованием мощности, изменяющейся с двойной угловой частотой, т. е. наличием в кривой тока вто-

рой гармоник. В трехфазной машине передача активной мощности обусловлена сдвигом по фазе между пространственными векторами тока и магнитного потока, возникающим благодаря наличию выявленной «комплексной индуктивности».

[13.2.1969]

Литература

1. Чечет Ю. С., Электрические микромашины для автоматических устройств, изд-во «Энергия», 1964.
2. Fitzgerald A. E., Kingsley Ch. Jr., Electric machinery, Second Edition, New-York, Toronto, London, Mc Graw-Hill Book Company, Inc., 1961.
3. Ермолин Н. П., Электрические машины малой мощности, изд-во «Высшая школа», 1967.
4. Ланген А. М., Особенности расчета синхронного режима реактивного двигателя, «Электричество», 1964, № 9.
5. Певзнер О. В., Схема замещения и точная круговая диаграмма синхронной реактивной машины, «Электричество», 1960, № 2.
6. Постников И. М., Годограф тока и универсальная схема замещения синхронной явнополюсной и параметрической машины, «Электричество», 1960, № 8.
7. Куцевалов И. М., Относительные характеристики и сравнительные свойства реактивной машины, «Электричество», 1962, № 10.

8. Slemon R. G., Equivalent Circuits for Reluctance S-Machines, PAS, 1962, 219—225.
9. Lawrenson P. J., AGU L. A. A new unexcited synchronous machine, Proc. IEE, 1963, 110 (7), 1275.
10. Lawrenson P. J., Gupta S. K., Developments in the performance theory of segmental-rotor reluctance motor, Proc. IEE, 1967, 114 (5), 645—653.
11. Lawrenson P. J., AGU L. A. Theory and performance of polyphase reluctance machines, Proc. IEE, 1964, 111 (8), 1435—1445, 111 (12), 2017—2025.
12. Parameswaren Pillai, Torque calculations of polyphase reluctance machines, PAS (86), 1967, 12, 1571—1579.
13. Schröder J. W., Beitrag zur Vergleich zwischen Reluctanz- und Marillmotor, ETZ-A-89 (1968), 10, 230—233.
14. Nedelcu V. N., Die einheitliche Leistungstheorie der unsymmetrischen und mehrwelligen Mehrphasensysteme, ETZ-A, 84 (1963), 153—157.
15. Неделку В. Н., Новая общая теорема электро-механического преобразования энергии, «Электротехника» (на румынском языке), 1968, № 12.
16. Неделку В. Н., Режимы работы электрических машин переменного тока, Техническое изд-во, Бухарест, 1968.
17. Nedelcu V. N., Neue Betrachtungen zur Frage der Blindleistung, ETZ-A, Bd. 89 (1968), H. 16, 385—388.
18. White C. D., Woodson H. H., Electromechanical Energy Conversion John Wiley and Sons Inc., New-York, 1959.
19. Electromechanical Energy Conversion, Mc Graw-Hill Book Company, New-York, 1962.

[20.4.1969]



УДК 621.313.391:621.3.012.1

Годографы токов и напряжений индукторного двигателя в переходном режиме

Канд. техн. наук В. С. ШАРОВ и инж. В. А. НЕСТЕРИН

Москва

Двигатели индукторного типа [Л. 1 и 2] относятся к бесконтактным электродвигателям с электромагнитной редукцией скорости и представляют определенный интерес с точки зрения использования их в ряде специальных областей электропривода, требующего отсутствия скользящих контактов и механического редуктора. В статье приводится анализ дифференциальных уравнений асинхронного двигателя индукторного типа с конденсаторами во вторичной обмотке и дается аналитическое решение для токов и напряжений на конденсаторах в виде годографов соответствующих обобщенных пространственных векторов на комплексной плоскости в переходном процессе.

В общем случае математическое описание переходных электромеханических процессов в индукторном двигателе, работающем на зубцовых гармониках поля, является весьма сложной задачей. Если же принять известные упрощающие допущения [Л. 3] и ограничиться в разложении кривой удельной магнитной проводимости воздушного зазора в ряд Фурье первыми двумя членами, то в синхронно вращающихся координатных осях получим следующую систему дифференциальных уравнений, описывающую работу двигателя в переходных электромеханических режимах:

$$\left. \begin{aligned} p\psi_{x1} &= u_{x1} - \omega_0 \alpha'_1 \psi_{x1} + \omega_0 \alpha'_1 k_2 \psi_{x2} + \omega_0 \psi_{y1}; \\ p\psi_{y1} &= u_{y1} - \omega_0 \alpha'_1 \psi_{y1} + \omega_0 \alpha'_1 k_2 \psi_{y2} - \omega_0 \psi_{x1}; \\ p\psi_{x2} &= u_{cx2} - \omega_0 \alpha'_2 \psi_{x2} + \omega_0 \alpha'_2 k_1 \psi_{x1} + \omega_0 S \psi_{y2}; \\ p\psi_{y2} &= -u_{cy2} - \omega_0 \alpha'_2 \psi_{y2} + \omega_0 \alpha'_2 k_1 \psi_{y1} - \omega_0 S \psi_{x2}; \\ p u_{cx2} &= \omega_0 S u_{cy2} + \omega_0^2 \beta' \psi_{x2} - \omega_0^2 \beta' k_1 \psi_{x1}; \\ p u_{cy2} &= -\omega_0 S u_{cx2} + \omega_0^2 \beta' \psi_{y2} - \omega_0^2 \beta' k_1 \psi_{y1}; \\ ps &= \frac{z_p}{\omega_0 J} (M_c - M); \\ M &= \frac{3}{2} z_p \omega_0 \frac{k_2}{x_{m1} \sigma} (\psi_{x2} \psi_{y1} - \psi_{x1} \psi_{y2}). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Система (1) состоит из семи нелинейных дифференциальных уравнений первого порядка и в общем случае не имеет аналитического решения. Она может быть решена численными методами с применением ЦВМ либо на АВМ. Исследования на АВМ показали, что за время протекания электромагнитных переходных процессов при пуске двигателя скорость ω_p меняется незначительно и в подавляющем большинстве случаев при расчетах переходных токов и моментов может считаться неизменной. Это важное обстоятельство существенно упрощает расчет переходных электромагнитных процессов в дви-

гатель, так как система (1) становится линейной и может быть решена, например, операторным методом.

С целью дальнейшего упрощения расчета уравнения системы (1) можно записать в комплексной форме через обобщенные пространственные комплексные векторы токов и напряжений [Л. 3]. В этом случае седьмое уравнение системы (1) обращается в нуль ($p_s=0$), а первые шесть уравнений, электрического равновесия решаются совместно через обобщенные пространственные векторы независимо от уравнения момента:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1(p) + L_{m1}\bar{I}_1(0) + L_0\bar{I}_2(0) &= [(p+j\omega_0) \times \\ &\times L_{m1} + r_1] \bar{I}_1(p) + (p+j\omega_0) L_0\bar{I}_2(p); \\ -\frac{\bar{U}_{c2}(0)}{p} + L_0\bar{I}_1(0) + L_{m2}\bar{I}_2(0) &= [(p+j\omega_0 - \\ &- \omega_p z_p) L_0\bar{I}_1(p) + \{[p+j(\omega_0 - \omega_p z_p)] L_{m2} + \\ &+ r_2 + \frac{1}{c[p+j(\omega_0 - \omega_p z_p)]}\} \bar{I}_2(p). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Уравнения (2) записаны в операторной форме для общего случая переходного процесса в двигателе с емкостями во вторичном контуре при постоянной скорости вращения и ненулевых начальных условиях. Характеристическое уравнение системы (2) представляет собой алгебраическое уравнение третьей степени с комплексными коэффициентами:

$$A_0 p^3 + A_1 p^2 + A_2 p + A_3 = 0. \quad (3)$$

Его корни

$$p_1 = a_1 + j\omega_1; \quad p_2 = a_2 + j\omega_2; \quad p_3 = a_3 + j\omega_3 \quad (4)$$

могут быть найдены по методу Кардано.

Рассмотрим аналитическое решение системы (2) для случая пуска двигателя ($\omega_p=0$) при нулевых начальных значениях токов в обмотках и напряжений на емкостях. Определяя при этих условиях операторные токи $\bar{I}_1(p)$, $\bar{I}_2(p)$ и применяя затем теорему разложения, получим выражения для обобщенных комплексных векторов первичного и вторичного токов в функции времени:

$$\bar{I}_1(t) = \frac{U_m e^{j\gamma}}{x_{m1}} \left\{ \frac{(\beta - s^2 + j a_2 s) \omega_0}{A_3} + \sum \frac{p_k^2 + \omega_0(a_2 + j 2s)p_k + \omega_0^2(\beta_1 - s^2 + j a_2 s)}{\omega_0 p_k (3A_0 p_k^2 + 2A_1 p_k + A_2)} e^{p_k t} \right\}; \quad (5)$$

$$\bar{I}_2(t) = -\frac{U_m e^{j\gamma} k_1}{x_{m2}} \left\{ -\frac{s^2 \omega_0}{A_3} + \sum_{k=1}^3 \frac{[p_k + j\omega_0 s]^2}{\omega_0 p_k (3A_0 p_k^2 + 2A_1 p_k + A_2)} e^{p_k t} \right\}. \quad (6)$$

Зная выражение для $\bar{I}_2(t)$, можно легко получить решение для обобщенного комплексного пространственного вектора напряжения на емкости во вторичной обмотке:

$$\bar{U}_{c2}(t) = -U_m k_1 \beta e^{j\gamma} \times \left[\frac{j\omega_0 s}{A_3} + \sum_{k=1}^3 \frac{p_k + j\omega_0 s}{p_k (3A_0 p_k^2 + 2A_1 p_k + A_2)} e^{p_k t} \right]. \quad (7)$$

По уравнениям (5) — (7) можно построить на комплексной плоскости годографы соответствующих обобщенных векторов $\bar{I}_1(t)$, $\bar{I}_2(t)$, $\bar{U}_{c2}(t)$, которые показывают характер протекания переходных электромагнитных процессов в первичной и вторичной обмотках при подключении двигателя с неподвижным ротором к сети. Переход от обобщенного вектора $\bar{I}_1(t)$ к реальным мгновенным значениям фазных токов первичной обмотки осуществляется с помощью следующих формул:

$$\left. \begin{aligned} i_A' &= I_1 \cos(\rho_1 + \omega_0 t); \\ i_B &= I_1 \cos(\rho_1 + \omega_0 t - 120^\circ); \\ i_C &= I_1 \cos(\rho_1 + \omega_0 t + 120^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где ρ_1 — угол, образованный вектором $\bar{I}_1$ и осью фазы А. Соответственно для мгновенных значений токов и напряжений на емкостях в фазах вторичной обмотки:

$$\left. \begin{aligned} i_a &= I_2 \cos(\rho_2 + \omega_0 t - z_p \varphi); \\ i_b &= I_2 \cos(\rho_2 + \omega_0 t - z_p \varphi \pm 120^\circ); \\ i_c &= I_2 \cos(\rho_2 + \omega_0 t - z_p \varphi \mp 120^\circ); \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{ca} &= U_{c2} \cos(\rho_2 + \omega_0 t - z_p \varphi - 90^\circ); \\ u_{cb} &= U_{c2} \cos(\rho_2 + \omega_0 t - z_p \varphi \pm 120^\circ - 90^\circ); \\ u_{cc} &= U_{c2} \cos(\rho_2 + \omega_0 t - z_p \varphi \mp 120^\circ - 90^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где ρ_2 — угол, образованный вектором $\bar{I}_2(t)$ и осью фазы А; φ — угол поворота ротора; верхние знаки относятся к случаю, когда рабочей является обратная зубцовая гармоника, а нижние — прямая зубцовая гармоника.

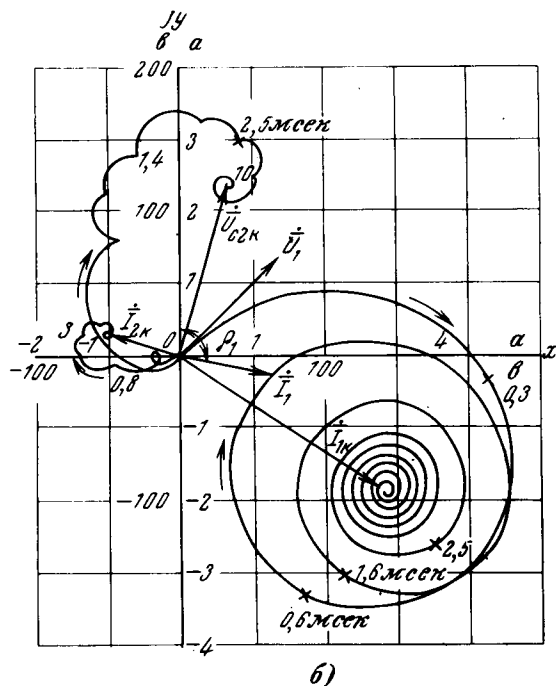
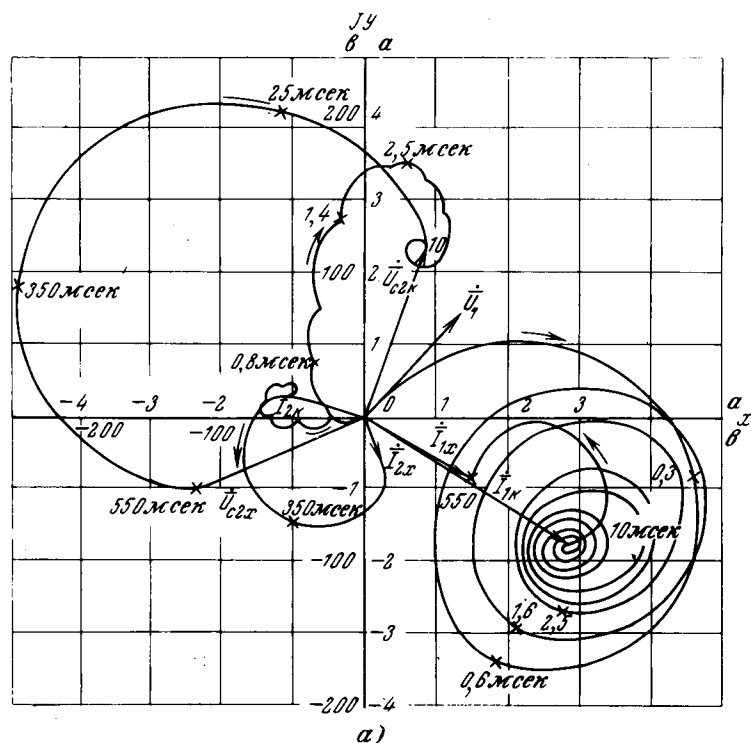
В качестве примеров рассмотрим годографы двигателей с данными табл. 1.

Таблица 1

Тип двигателя	$U_{н, в}$	$P_{н, вт}$	$f, \text{Гц}$	$x'_{m1}, \text{Ом}$	$x'_{m2}, \text{Ом}$	$x_0, \text{Ом}$	$r_1, \text{Ом}$	$r'_2, \text{Ом}$	$I, \text{кА}$
АИД-1	60	100	1000	33,2	206,5	30,7	1,65	31,3	$2,88 \cdot 10^{-4}$
АИД-2	220	400	400	76,0	409	73,6	1,41	14	$2,5 \cdot 10^{-4}$

На рисунке, а представлены годографы первичного тока $\bar{I}_1(t)$, приведенного вторичного тока $\bar{I}_2(t)$ и напряжения на емкости $\bar{U}_{c2}(t)$, рассчитанные на АВМ для случая пуска АИД-1 с учетом изменения скорости вращения ротора. Каждый годограф можно условно разделить на две части, первая из которых соответствует электромагнитному переходному процессу в первый момент после подключения двигателя к сети и заканчивается вектором установившегося режима короткого замыкания ($\bar{I}_{2к}$, $\bar{I}_{2к}$, $\bar{U}_{c2к}$), вторая (рисунок, а) — переходному электромагнитному процессу в процессе разгона двигателя до скорости холостого хода и заключена между векторами режима короткого замыкания $\bar{I}_{1к}$, $\bar{I}_{2к}$, $\bar{U}_{c2к}$ и холостого хода $\bar{I}_{1х}$, $\bar{I}_{2х}$, $\bar{U}_{c2х}$.

На рисунке, б построены годографы тех же векторов, рассчитанные аналитически по (5) — (7) для первой половины процесса пуска.



Годографы векторов первичного и вторичного токов $\vec{I}_1(t)$, $\vec{I}_2(t)$ и напряжения на емкости $\vec{U}_{с2}(t)$ для АИД-1.
а — рассчитанные на АВМ с учетом изменения скорости ротора; б — рассчитанные по (5а)—(7а).

Расчеты токов были проведены для того же двигателя АИД-1 при тех же значениях емкостей во вторичной обмотке ($\beta=0,55$).

В табл. 2 приведены значения корней характеристического уравнения (3).

Таблица 2

Тип двигателя	$p_1 = a_1 + j\omega_1$	$p_2 = a_2 + j\omega_2$	$p_3 = a_3 + j\omega_3$	β
АИД-1	$-590 - j11\,200$	$-320 - j6\,280$	$-570 - j1\,300$	0,55
АИД-2	$-1\,010 - j8\,750$	$-640 - j6\,500$	$-1\,000 - j3\,750$	0,185

После расчета постоянных величин и коэффициентов, входящих в (5)—(7), получаем следующие формулы для расчета годографов токов и напряжения на емкости при пуске АИД-2 и скольжении $s=1$:

$$\vec{I}_1(t) = 3,47 \angle -33^\circ 55' + 0,043 \angle 75^\circ 39' e^{(-590 - j11200)t} + 2,61 \angle 138^\circ e^{(-320 - j6280)t} + 0,923 \angle -188^\circ 39' e^{(-570 - j1300)t}; \quad (5a)$$

$$\vec{I}_2(t) = 1,1 \angle 164^\circ 40' + 0,127 \angle -52^\circ 30' e^{(-590 - j11200)t} + 0,002 \angle -42^\circ e^{(-320 - j6280)t} + 1,01 \angle 11^\circ 48' e^{(-570 - j1300)t}; \quad (6a)$$

$$\vec{U}_{с2}(t) = 124 \angle 74^\circ 45' + 16,8 \angle 45^\circ e^{(-590 - j11200)t} + 4,14 \angle -48^\circ e^{(-320 - j6280)t} + 141 \angle 107^\circ 31' e^{(-570 - j1300)t}. \quad (7a)$$

Из (5а)—(7а) видно, что каждый из годографов образован суммой трех вращающихся с разными скоростями (ω_1 , ω_2 , ω_3) векторов и затухающих с различными

коэффициентами затухания (a_1 , a_2 , a_3). Причем в годографе первичного тока $\vec{I}_1(t)$ определяющей является составляющая частоты $\omega_2 = \omega_k = 6\,280$, затухающая с наименьшей скоростью $a_2 = -320 = \min$. И, наоборот, в годографах вторичного тока $\vec{I}_2(t)$ и вектора $\vec{U}_{с2}(t)$ определяющими являются составляющие, затухающие быстрее ($a_3 = -570$) и вращающиеся с меньшей скоростью ($\omega_3 = 1\,300$); на них накладываются меньшие по величине высокочастотные составляющие, в результате чего в годографах $\vec{I}_2(t)$ и $\vec{U}_{с2}(t)$ появляются петли и изломы, они носят более сложный характер, чем годограф вектора $\vec{I}_1(t)$.

Сравнивая годографы, можно заключить, что расчет токов в переходном электромагнитном процессе пуска может быть выполнен по уравнениям (5)—(7) с достаточно высокой степенью точности без учета изменения скорости вращения ротора. Время протекания этих электромагнитных процессов составляет 3—5% от полного времени переходного процесса при пуске двигателя. Вторая часть годографа, заключенная между точками короткого замыкания и холостого хода, близка к статическим диаграммам токов индукционных двигателей [Л. 4]. Однако это имеет место лишь при определенных параметрах двигателя.

В других случаях, например для АИД-2 (табл. 1), электрохимический процесс при разгоне двигателя от $s=1$ до скорости холостого хода носит колебательный характер. Наличие в годографах токов второй спирали, закручивающейся вокруг точки, соответствующей установившемуся

значению холостого хода, объясняется тем, что при данных параметрах АИД-2 имеет довольно жесткую механическую характеристику в области отскольжения холостого хода до критического (резонансного). Это приводит к колебанию скорости около установившегося значения и вызывает колебания токов и электромагнитного момента с некоторой частотой, более низкой, чем частоты электромагнитного процесса, определяемые равенствами (4). Время затухания этого процесса, так же как и в первом случае, больше, чем время протекания электромагнитного переходного процесса, но в процентном отношении последнее составляет уже 15—20% вместо 3—5% в предыдущем случае.

Как показали исследования, максимальное увеличение первичного тока в переходном процессе пуска двигателя достигает трех-пятикратных значений от номинального. Вторичные токи и напряжения на емкостях достигают максимальных значений во второй половине переходного процесса уже при разгоне двигателя и превышают номинальные примерно в 1,5—2 раза. Это объясняется большим индуктивным сопротивлением расстояния вторичной обмотки и относительно малым значением сопротивления взаимной индукции (см. табл. 1). В то же время, когда при разгоне двигатель проходит через критическое скольжение, во вторичном контуре возникает электрический резонанс, при котором большое индуктивное сопротивление компенсируется емкостным, и вторичный ток резко возрастает. На значение первичного тока это явление оказывает меньшее влияние, да и то в сторону его уменьшения.

Выводы. 1. Годографы первичного и вторичного токов, а также напряжения на емкости наглядно иллюстрируют характер протекания переходных процессов при пуске асинхронного индукторного двигателя и позволяют судить о длительности переходных процессов, изменении фаз токов и напряжений в процессе разгона двигателя, величине динамических бросков токов и напряжений.

2. Как показали исследования, весь процесс пуска может быть условно разбит на два этапа: электромагнитный переходный процесс, протекающий при $s \approx 1 = \text{const}$, и электромеханический переходный процесс разгона двигателя от $s \approx 1$ до установившегося значения. Первый из них может быть рассчитан аналитически по (5)—(7).

3. Первичные токи достигают максимума в первые моменты электромагнитного переходного процесса; вторичные токи и напряжения на емкостях достигают максимальных значений, как правило, в электромеханическом переходном процессе. Сказанное справедливо при $s_{\text{кр}} \geq s_{\text{кр} \text{ м}} \approx 0,75$.

4. Повышение напряжения на емкостях во время пуска двигателя необходимо учитывать при выборе типа конденсаторов во вторичной обмотке.

Принятые обозначения:

- u_{x1}, u_{y1} — напряжения, приложенные к фазам первичной обмотки эквивалентного двухфазного двигателя;
 γ — начальная фаза напряжения сети;
 U_m — амплитуда напряжения сети;
 $\psi_{x1}, \psi_{y1}, \psi_{x2}, \psi_{y2}$ — потокоосценления по соответствующим осям эквивалентного двухфазного двигателя;
 U_{cx2}, U_{cy2} — напряжения на емкостях в соответствующих фазах вторичной обмотки эквивалентного двухфазного двигателя;
 s — скольжение;
 $\omega_0 = 2\pi f$ — угловая частота сети;
 ω_p — угловая скорость вращения ротора;
 z_p — число зубцов ротора;
 M_a — электромагнитный момент;
 M_c — статический момент на валу;
 J — момент инерции вращающихся частей, приведенный к валу двигателя;

$$\left. \begin{aligned} \alpha'_1 &= \frac{r_1}{x_{m1}\sigma}; \quad \alpha'_2 = \frac{r'_2}{x'_{m2}\sigma}; \\ k_1 &= \frac{x_0}{x_{m1}}; \quad k_2 = \frac{x_0}{x'_{m2}}; \\ \sigma &= 1 - k_1 k_2; \quad \beta' = \frac{x'_c}{x'_{m2}\sigma}; \end{aligned} \right\} \text{— относительные параметры обмо-} \\ \text{ток двигателя;}$$

$\vec{U}_1 = u_{x1} + ju_{y1}$ — комплексный пространственный вектор первичного напряжения;

$\vec{T}_1, \vec{T}_2$ — обобщенные комплексные пространственные векторы первичного и вторичного токов двигателя;

a_1, a_2, a_3 — коэффициенты затухания свободных составляющих токов и моментов;

$\omega_1, \omega_2, \omega_3$ — частоты собственных колебаний свободных токов в синхронно вращающейся системе координат;

постоянные комплексные коэффициенты:

$$A_0 = \sigma/\omega_0^2; \quad A_1 = 1/\omega_0 [\alpha_1 + \alpha_2 + j\sigma(1 + 2s)];$$

$$A_2 = \beta + \alpha_1 \alpha_2 - 2\sigma s - \sigma s^2 + j(\alpha_2 + \alpha_2 s + 2\alpha_1 s);$$

$$A_3 = \omega_0 [\alpha_1 \beta - \alpha_2 s - \alpha_1 s^2 + j(\alpha_1 \alpha_2 s - \sigma s^2 + \beta)].$$

Литература

1. Шаров В. С., К теории асинхронного индукторного двигателя, «Электротехника», 1964, № 3.
2. Вирк Р. Х. и др., Способы создания тихоходных безредукторных микродвигателей, сб. «Электрические машины и электропривод малой мощности», АН СССР, изд-во «Наука», 1966.
3. Шаров В. С. и Нестерин В. А., Исследование переходных процессов при пуске асинхронных индукторных микродвигателей с конденсаторами во вторичной обмотке. Материалы межвузовской научно-технической конференции по электрическим асинхронным микромашинам, Каунас, 1969.
4. Шаров В. С., Годограф тока асинхронного индукторного двигателя с конденсаторами, «Электричество», 1965, № 6.

[6.4.1970]



Схемы замещения синхронных машин

Канд. техн. наук Э. А. ТОЛКАЧЕВ

Ленинград

Общим методом составления схем замещения синхронной машины для различных режимов является анализ уравнений машины, содержащих комплексные переменные [Л. 1]. Известные схемы замещения [Л. 1—4] или довольно сложны, или содержат значительные упрощения. Известны [Л. 6] схемы замещения синхронных машин трех типов: неявнополюсной, реактивной и явнополюсной. Но наличие двух отдельных источников создания момента затрудняет использование этого метода. Значительный интерес представляют работы [Л. 7 и 8], предлагающие схемы замещения синхронной реактивной машины, которые позволяют использовать методы, применяемые в практике инженерных расчетов асинхронных машин.

При расчетах асинхронных двигателей, особенно двигателей малой мощности, широко используется точная круговая диаграмма, построенная согласно Г-образной схеме замещения [Л. 9]. Разработка аналогичных методов расчета для синхронных машин с возбуждением целесообразна с точки зрения единого подхода к анализу установившихся режимов трансформаторов, асинхронных и синхронных машин.

В настоящей статье рассматриваются схемы замещения синхронных машин неявнополюсного и явнополюсного исполнений, при построении которых использованы методы, применяемые при расчете асинхронных и реактивных машин.

Приложенное напряжение $\dot{U}_1$ и ток сети $\dot{I}_1$ явнополюсного синхронного двигателя соответственно равны [Л. 8]:

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_a + j\dot{I}_1 x_1 + \dot{I}_1 r_1; \quad (1)$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_d + \dot{I}_q, \quad (2)$$

где

$$\dot{U}_a = -\dot{E}_0 + j\dot{I}_d x_{ad} + j\dot{I}_q x_{aq}; \quad (3)$$

x_{ad} и x_{aq} — синхронные индуктивные сопротивления реакции якоря по продольной и поперечной осям. Векторная диаграмма явнополюсного синхронного двигателя изображена на рис. 1. Рассмотрим идеальный случай, когда $r_1 = 0$, $x_1 = 0$ и $\dot{U}_1 = \dot{U}_a$:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_d &= \frac{U_a \cos \theta - E_0}{x_{ad}}; \\ \dot{I}_q &= \frac{U_a \sin \theta}{x_{aq}}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Совместив ось действительных чисел с направлением вектора $\dot{U}_a$, запишем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_d &= I_d e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)}; \\ \dot{I}_q &= I_q e^{-j\theta}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Преобразовав (4) и (5), получим:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_d &= \frac{\dot{U}_a}{2x_{ad}} \left[e^{-j\frac{\pi}{2}} + e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + 2\theta\right)} \right] - \frac{\dot{E}_0}{x_{ad}} e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)}; \\ \dot{I}_q &= \frac{\dot{U}_a}{2x_{aq}} \left[e^{-j\frac{\pi}{2}} - e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + 2\theta\right)} \right], \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где вектор $-\dot{E}_0 = -\dot{E}_0 e^{j\theta}$ по абсолютной величине равен вектору $-\dot{E}_0$ и имеет направление, совпадающее с направлением вектора $\dot{U}_a$. Следовательно, можно записать:

$$-\dot{E}_0 = E_0.$$

Введя отношение

$$\frac{\dot{U}_a}{-\dot{E}_0} = \frac{U_a}{E_0} = k_E, \quad (7)$$

которое при постоянном возбуждении является величиной постоянной, и учтя (2), выражения для $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_1$ запишем в виде:

$$\dot{I}_d = \frac{\dot{U}_a}{2x_{ad}} \left[e^{-j\frac{\pi}{2}} + e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + 2\theta\right)} \right] - \frac{\dot{U}_a}{k_E x_{ad}} e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)}; \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_a}{2} \left(\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{ad}} \right) e^{-j\frac{\pi}{2}} - \\ &- \frac{\dot{U}_a}{2} \left(\frac{1}{x_{aq}} - \frac{1}{x_{ad}} \right) e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + 2\theta\right)} - \frac{\dot{U}_a}{k_E x_{ad}} e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Неявнополюсная синхронная машина. Выражения для токов неявнополюсной синхронной машины получим из (6), (8) и (9) при $x_{ad} = x_{aq}$, причем для тока $\dot{I}_1$ имеем:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_a}{x_{ad}} e^{-j\frac{\pi}{2}} - \frac{\dot{U}_a}{k_E x_{ad}} e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)}. \quad (10)$$

При холостом ходе, когда $\theta = 0$

$$(\dot{I}_1)_{\theta=0} = \dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_a}{k_E x_{ad}} (k_E - 1) e^{-j\frac{\pi}{2}}. \quad (11)$$

При любом другом значении θ будем считать, что соблюдается равенство

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}_\alpha, \quad (12)$$

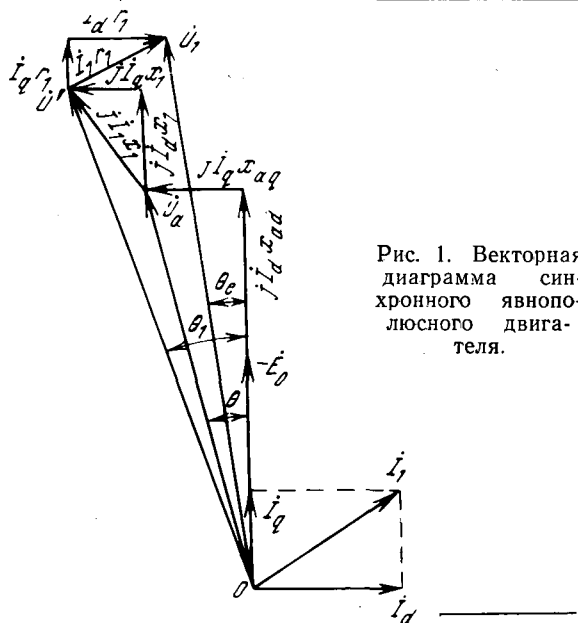
где $\dot{I}_\alpha$ — составляющая тока $\dot{I}_1$, зависящая от угла θ , т. е. от нагрузки.

Из (10) — (12) получим:

$$\dot{I}_\alpha = \frac{\dot{U}_a}{k_E x_{ad}} \left[e^{-j\frac{\pi}{2}} - e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)} \right]. \quad (13)$$

Сопротивление контура, определяющего ток $\dot{I}_\alpha$, будет равно

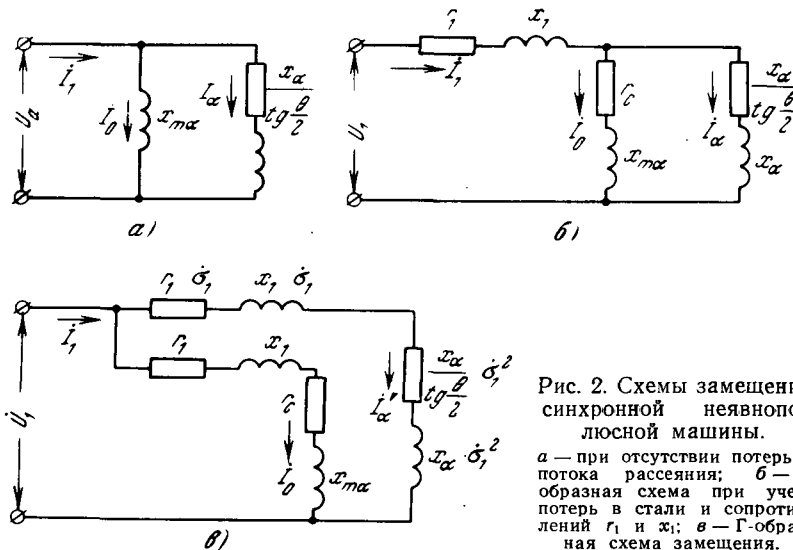
$$z_\alpha = \frac{\dot{U}_a}{\dot{I}_\alpha} = \frac{k_E x_{ad} e^{j\frac{\pi}{2}}}{(1 - e^{-j\theta})} = \frac{x_\alpha}{\tan \frac{\theta}{2}} + jx_\alpha, \quad (14)$$


$$x_a = \frac{k_E x_{ad}}{2}. \quad (15)$$
$$x_{ma} = \frac{k_E x_{ad}}{k_F - 1} \quad (16)$$

При $\theta \rightarrow 0$ активное сопротивление $\frac{x_a}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} \rightarrow \infty$ и па-

Полное сопротивление двигателя на основании (1) равно:

$$z_{11} = \frac{\dot{U}_1}{I_1} = \frac{\dot{U}_a + I_1 z_1}{I_1} = \frac{\dot{U}_a}{I_1} + z_1. \quad (17)$$

$$z_1 = r_1 + jx_1,$$

$$\dot{\sigma}_1 = \frac{z_1 + z_0}{z_0} = 1 + \frac{r_1 + jx_1}{r_c + jx_{ma}} = \sigma_1 e^{-j\phi}, \quad (18)$$
$$\sigma_1 = \sqrt{\frac{(r_1 + r_c)^2 + (x_1 + x_{ma})^2}{r_c^2 + x_{ma}^2}}; \quad (19)$$

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{r_1 x_{m\alpha} - r_c x_1}{r_c^2 + r_c r_1 + x_1 x_{m\alpha} + x_{m\alpha}^2}. \quad (20)$$

$$I'_{\alpha} = \frac{\dot{U}_1}{z_{1\sigma_1} + z_{\alpha\sigma_1^2}} = \frac{\dot{U}_1 e^{j2\phi}}{z_{1\sigma_1} e^{j\phi} + z_{\alpha\sigma_1^2}}. \quad (21)$$
$$j'_{\alpha} = \frac{\dot{U}_1 e^{i2\varphi}}{\left(r'_1 + \frac{x'_{\alpha}}{\text{tg} \frac{\theta}{2}} \right) + jx_{\kappa}} = \frac{\dot{U}_1 e^{i2\varphi}}{z_{\alpha\varphi}}, \quad (22)$$
$$\left. \begin{aligned} x_k &= x'_1 + x'_\alpha; \\ r'_1 &= r_1 k_{r1}; \\ x'_{11} &= x_1 k_{x1}; \\ x'_\alpha &= x_\alpha k_{x2}. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$
$$\left. \begin{aligned} \alpha_r &= \frac{r_1}{x_{ma}}; \\ \alpha_x &= \frac{x_1}{x_{ma}}; \\ \alpha_c &= \frac{r_c}{x_{ma}}, \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

МОЖНО ЗАПИСАТЬ:

$$\left. \begin{aligned} k_{r1} &= 1 + \frac{\alpha_c}{\alpha_r} \frac{\alpha_r^2 + \alpha_x^2}{1 + \alpha_c^2}; \\ k_{x1} &= 1 + \frac{1}{\alpha_x} \frac{\alpha_r^2 + \alpha_x^2}{1 + \alpha_c^2}; \\ k_{x2} &= 1 + \frac{(\alpha_r + \alpha_c)^2 + (1 + \alpha_x)^2}{1 + \alpha_c^2}. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Равенства (22) — (26) совпадают по структуре с аналогичными равенствами синхронной реактивной машины [Л. 7] и асинхронной машины [Л. 10]. Отличие заключается лишь в сопротивлении намагничивающего контура x_{ma} , в активном $\frac{x'_\alpha}{\theta \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}$ и индуктивном $x'_\alpha \cos \frac{\theta}{2}$

противлениях вторичной цепи вместо соответственно x_{ad} , $\frac{x'_\theta}{\operatorname{tg} \theta}$ и x'_θ в синхронной реактивной машине или x_m , $\frac{r'_2}{s}$ и x'_2 в асинхронной машине. Понятно, что это совпадение объясняется одинаковым построением схем замещения указанных типов электрических машин.

Точная круговая диаграмма синхронной неавтолюсной машины, учитывающая влияние активного и индуктивного сопротивлений, может быть построена согласно схеме замещения, представленной на рис. 2, в. Структура схемы замещения дает возможность применить для построения диаграммы и ее анализа методы, используемые при расчетах асинхронных и реактивных машин [Л. 7 и 9]. Геометрическим местом тока I'_α является окружность, диаметр которой:

$$D_k = \frac{U_1}{x'_1 + x'_\alpha} = \frac{U_1}{x_k}.$$

Тангенсы углов α' и α'' , определяющих «линию смещения» по аналогии с «линией смещения» в реактивных машинах, будут:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha' &= \frac{r'_1}{x_k}; \\ \operatorname{tg} \alpha'' &= \frac{r'_1 + x'_\alpha}{x_k}. \end{aligned}$$

Максимальный момент, соответствующий ему $\operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2}$, к. п. д., $\cos \varphi$ и перегружаемость машины определяются по известным методам при использовании параметров x_{ma} и x'_α .

Согласно схеме замещения, изображенной на рис. 2, в, электромагнитную мощность P_α можно получить с учетом (22), как потери в активном сопротивлении $\frac{x'_\alpha}{\theta \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}$:

$$P_\alpha = \frac{m_1 U_1^2 \frac{x'_\alpha}{\theta \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}}{\left(r'_1 + \frac{x'_\alpha}{\theta \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} \right)^2 + x_k^2}. \quad (27)$$

$$\text{Решив уравнение } \frac{dP_\alpha}{d \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} = 0 \text{ относительно } \frac{x'_\alpha}{\theta \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}},$$

получим выражение для максимальной мощности $P_{\alpha m}$ и $\operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2}$:

$$P_{\alpha m} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{2 \left[\pm r'_1 + \sqrt{(r'_1)^2 + x_k^2} \right]}; \quad (28)$$

$$\operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} = \pm \frac{x'_\alpha}{\sqrt{(r'_1)^2 + x_k^2}}. \quad (29)$$

Знак „плюс“ в этих выражениях соответствует режиму двигателя, а знак „минус“ — режиму генератора. Обозначив:

$$\left. \begin{aligned} \beta_r &= \frac{r'_1}{x'_\alpha}; \\ \beta_x &= \frac{x'_1}{x'_\alpha}, \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

получим:

$$\left. \begin{aligned} P_{\alpha m} &= \pm \frac{m_1 U_1^2}{2 x'_\alpha \left[\pm \beta_r + \sqrt{\beta_r^2 + (1 + \beta_x)^2} \right]}; \\ \operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} &= \pm \frac{1}{\sqrt{\beta_r^2 + (1 + \beta_x)^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

При $\beta_r = 0$:

$$\left. \begin{aligned} P_{\alpha m} &= \pm \frac{m_1 U_1^2}{2 x'_\alpha (1 + \beta_x)}; \\ \operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} &= \frac{1}{1 + \beta_x}. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

При $\beta_x = 0$ и $\beta_r = 0$, т. е. при $r_1 = 0$ и $x_1 = 0$,

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} &= 1; \\ \theta_m &= \frac{\pi}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

По аналогии с формулой Клосса для асинхронных двигателей можно получить выражение для расчета отношения вращающего момента M к максимальному M_m :

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2 \left(1 + \beta_r \operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} \right)}{\frac{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2}} + \frac{\operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} + 2 \beta_r \operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2}}. \quad (34)$$

При $\beta_r = 0$ и $\operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} = 1$:

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} + \frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}} = \sin \theta. \quad (35)$$

Упрощенное выражение для относительных значений моментов при малых значениях угла θ :

$$\left(\frac{M}{M_m} \right)_{\left(\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \rightarrow 0 \right)} = \frac{2 \left(1 + \beta_r \operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} \right)}{\operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2}} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \quad (36)$$

является уравнением прямой линии.

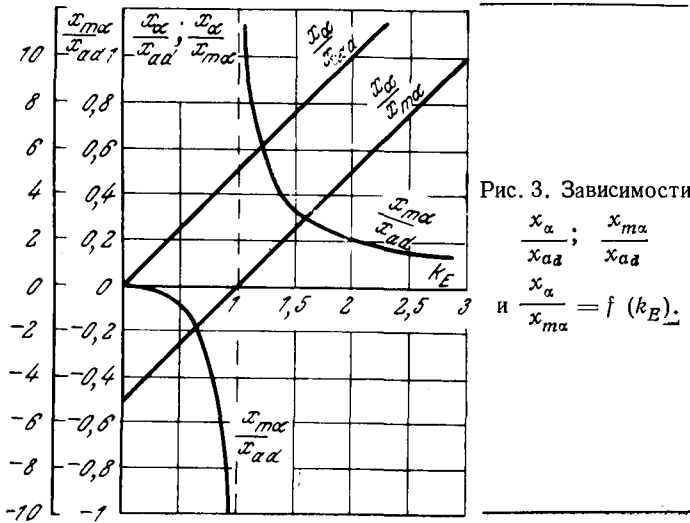


Рис. 3. Зависимости

$$\frac{x_\alpha}{x_{ad}}; \frac{x_{ma}}{x_{ad}} \text{ и } \frac{x_\alpha}{x_{ma}} = f(k_E).$$

На базе схемы замещения синхронной машины (рис. 2, в) может быть получен ряд характеристик в относительных единицах. С их помощью оказывается возможным не только расчет конкретных характеристик машины, но и проведение различного рода сравнений синхронной неявнополусной машины с электрическими машинами других типов. Пользуясь уравнениями относительных характеристик асинхронной и реактивной машин [Л. 11], можно ввиду указанной аналогии схем замещения написать следующие уравнения относительных характеристик синхронной неявнополусной машины:

$$\frac{M}{M_{кр}} = \frac{2(1+q)}{\frac{t}{t_{кр}} + \frac{t_{кр}}{t} + 2q}; \quad (37)$$

$$\frac{I'_\alpha}{I'_{\alpha кр}} = \sqrt{\frac{2(1+q)}{\left(\frac{t_{кр}}{t}\right)^2 + 2q \frac{t_{кр}}{t} + 1}}; \quad (38)$$

$$\frac{z'_\alpha}{z'_{\alpha кр}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{t_{кр}}{t}\right)^2 + g^2}{1 + g^2}}; \quad (39)$$

$$\frac{\operatorname{tg} \varphi_2}{\operatorname{tg} \varphi_{2 кр}} = \frac{1+q}{\frac{t_{кр}}{t} + q}, \quad (40)$$

где

$$t = \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}; \quad (41)$$

$$t_{кр} = \frac{\sigma x_\alpha}{x_1} \frac{1}{\sqrt{b^2 + (1 + \sigma d)^2}}; \quad (42)$$

$$I'_{\alpha кр} = \frac{U_1^2}{\sqrt{2} x_1} \frac{1}{\sqrt{b^2 + (1 + \sigma d)^2 \pm b \sqrt{b^2 + (1 + \sigma d)^2}}}; \quad (43)$$

$$M_{кр} = \pm \frac{U_1^2}{2\sigma x_1} \frac{1}{\pm b + \sqrt{b^2 + (1 + \sigma d)^2}}; \quad (44)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{2 кр} = \pm \frac{1 + \sigma d}{\pm b + \sqrt{b^2 + (1 + \sigma d)^2}}; \quad (45)$$

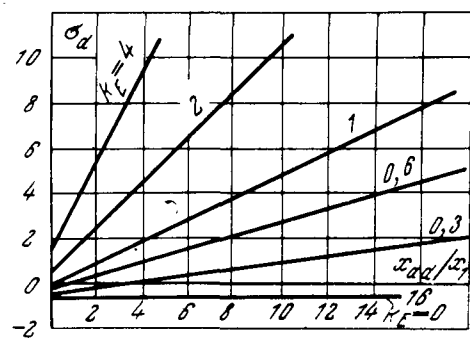
$$z'_{\alpha кр} = x_1 \frac{\sqrt{b^2 + \sigma^2 d^2 + (1 + \sigma d)^2}}{\sigma}; \quad (46)$$

$$\left. \begin{aligned} z'_\alpha &= x'_\alpha \left(\frac{1}{t} + j \right); \\ q &= \frac{\pm b}{\sqrt{b^2 + (1 + \sigma d)^2}}; \\ g &= \frac{\sigma d}{\sqrt{b^2 + (1 + \sigma d)^2}}; \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

$$\left. \begin{aligned} b &= \frac{r_1}{x_1}; \\ d &= \frac{x_\alpha}{x_1}; \\ \sigma &= 1 + \frac{x_1}{x_{ma}}. \end{aligned} \right\} \quad (48)$$

Графики зависимостей (37) — (40) отличаются от аналогичных зависимостей асинхронной и реактивной машин [Л. 11] только тем, что по оси абсцисс откладывается относительное смещение $t/t_{кр}$, вычисленное по формулам (41) и (42). Из выражений (37) — (40) следует, что критические значения вращающего момента, вторичного тока, вторичного сопротивления и т. п. во многом зависят от x_α , x_{ma} и σd . На рис. 3 представлены графики, изображающие зависимости $\frac{x_\alpha}{x_{ad}}$, $\frac{x_{ma}}{x_{ad}}$ и $\frac{x_\alpha}{x_{ma}} = f(k_E)$, из которых видно, что при $k_E > 1$ $x_{ma} > 0$, а при $k_E < 1$ $x_{ma} < 0$. Такое изменение сопротивления намагничивающего контура соответствует режимам недовозбуждения и перевозбуждения машины. Графики зависимостей $\sigma d = f\left(\frac{x_{ad}}{x_1}\right)$ для различных k_E (рис. 4) показывают, что величина σd для неявнополусной синхронной машины может принимать значения $\sigma d < 1$ и даже отрицательные. Очевидно, что чем больше $\frac{x_{ad}}{x_1}$ и k_E , тем больше σd . При небольших значениях $\frac{x_{ad}}{x_1}$ увеличение k_E в меньшей мере увеличивает σd и ухудшает характеристики машины, чем в случае $x_1 \ll x_{ad}$.

Соотношения (37) — (40) позволяют провести сравнительный анализ характеристик и свойств синхронной неявнополусной машины с асинхронной короткозамкнутой и синхронной реактивной машинами. Сравнивая синхронную неявнополусную и асинхронную машины аналогично сравнению асинхронной и реактивной машин, изложенному

Рис. 4. Зависимости $\sigma d = f\left(\frac{x_{ad}}{x_1}\right)$ при различных k_E .

ранее [Л. 11], можно написать следующие выражения для отношений критических моментов и токов:

$$\left. \begin{aligned} (m_{кр})_{[a]} &= \frac{M_{кр}^{[сн]}}{M_{кр}^{[a]}} = \frac{\sigma^{[a]} \pm b + \sqrt{b^2 + (1 + \sigma d^{[a]})^2}}{\sigma^{[сн]} \pm b + \sqrt{b^2 + \sigma d^{[сн]}^2}}; \\ (i'_{2кр})_{[a]} &= \frac{I'_{акр}^{[сн]}}{I'_{2кр}^{[a]}} = \\ &= \sqrt{\frac{b^2 + (1 + \sigma d^{[a]})^2 \pm b \sqrt{b^2 + (1 + \sigma d^{[a]})^2}}{b^2 + (1 + \sigma d^{[сн]})^2 \pm b \sqrt{b^2 + (1 + \sigma d^{[сн]})^2}}}, \end{aligned} \right\} (49)$$

где величины со знаком [a] относятся к асинхронной машине, а [сн] — к синхронной неявнополусной. Как видно из рис. 4, в неявнополусной машине возможны случаи $\sigma d^{[сн]} < 1$, а значит величины $M_{кр}$ и $I'_{акр}$ могут быть получены большими, чем у асинхронных машин, у которых обычно $\sigma d^{[сн]} \approx 1$ [Л. 11].

При сравнении неявнополусной и реактивной машин получаем:

$$\left. \begin{aligned} (m_{кр})_{[c]} &= \frac{M_{кр}^{[сн]}}{M_{кр}^{[c]}} = \frac{\sigma^{[c]} \pm b + \sqrt{b^2 + (1 + \sigma d^{[c]})^2}}{\sigma^{[сн]} \pm b + \sqrt{b^2 + \sigma d^{[сн]}^2}}; \\ (i'_{2кр})_{[c]} &= \frac{I'_{акр}^{[сн]}}{I'_{2кр}^{[c]}} = \\ &= \sqrt{\frac{b^2 + (1 + \sigma d^{[c]})^2 \pm b \sqrt{b^2 + (1 + \sigma d^{[c]})^2}}{b^2 + (1 + \sigma d^{[сн]})^2 \pm b \sqrt{b^2 + (1 + \sigma d^{[сн]})^2}}}, \end{aligned} \right\} (50)$$

где величины со знаком [c] относятся к синхронной реактивной машине. Причем можно показать, что

$$\frac{\sigma^{[c]}}{\sigma^{[сн]}} = \frac{2\sigma d^{[сн]} + 1}{2\sigma d^{[сн]}}. \quad (51)$$

Анализируя зависимости (50) и (51), можно сделать вывод о возможности в случае синхронной неявнополусной машины получения значительно больших величин моментов и токов, чем у реактивной машины, при определенных значениях $\sigma d^{[сн]}$ (k_E и $\frac{x_{ад}}{x_1}$).

Явнополусная синхронная машина. Выражения для токов I_a , I_q и I_1 можно получить на основании уравнений (6), (8) и (9). В режиме холостого хода, когда $\theta = 0$, ток I_0 определяется по выражению (11). С помощью формул (9) и (11) найдем составляющую тока I_1 , зависящую от нагрузки (от θ):

$$\begin{aligned} I_1 - I_0 &= \frac{\dot{U}_a}{2} \left(\frac{1}{x_{аq}} - \frac{1}{x_{ад}} \right) e^{-j\frac{\pi}{2}} (1 - e^{-j2\theta}) + \\ &+ \frac{\dot{U}_a}{k_E x_{ад}} e^{-j\frac{\pi}{2}} (1 - e^{-j\theta}). \end{aligned} \quad (52)$$

Следовательно, для тока I_1 можно записать:

$$I_1 = I_0 + I_\theta + I_\alpha, \quad (53)$$

где

$$I_0 = \frac{\dot{U}_a}{k_E x_{ад}} (k_E - 1) e^{-j\frac{\pi}{2}} \text{ — составляющая тока } I_1, \text{ не зависящая от } \theta \text{ (ток холостого хода);}$$

$$I_\theta = \frac{\dot{U}_a}{2} \left(\frac{1}{x_{аq}} - \frac{1}{x_{ад}} \right) e^{-j\frac{\pi}{2}} (1 - e^{-j2\theta})$$

— составляющая тока I_1 , обусловленная неравенством синхронных индуктивных сопротивлений реакции якоря по продольной и поперечной осям и не зависящая от возбуждения;

$$I_\alpha = \frac{\dot{U}_a}{k_E x_{ад}} e^{-j\frac{\pi}{2}} (1 - e^{-j\theta})$$

— составляющая тока I_1 , обусловленная наличием возбуждения.

Если $k_E = \infty$ ($E_0 = 0$), то $I_\alpha = 0$ и $I_0 = \frac{\dot{U}_a}{x_{ад}} e^{-j\frac{\pi}{2}}$.

При $k_E = 1$ ток $I_0 = 0$, а для случая, когда $x_{ад} = x_{аq}$, получим $I_\theta = 0$. Причем выражение для I_θ совпадает с выведенным и исследованным выражением нагрузочного тока реактивной машины [Л. 7], а формула для I_α — с выражением (13) нагрузочного тока синхронной неявнополусной машины. Поэтому схема замещения явнополусной синхронной машины с возбуждением согласно уравнениям (52) и (53) будет иметь вид, показанный на рис. 5, а, где

$$x_\theta = \frac{x_{ад} x_{аq}}{x_{ад} - x_{аq}}.$$

При $r_1 = 0$, $x_1 = 0$ согласно схеме замещения, изображенной на рис. 5, а, электромагнитная мощность P_θ равна потерям в активных сопротивлениях

$$\frac{x_\alpha}{\theta} \text{ и } \frac{x_\theta}{\operatorname{tg} \theta}:$$

$$P_\theta = \frac{m_1 U_1^2 \frac{x_\alpha}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}}{\left(\frac{x_\alpha}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} \right)^2 + x_\alpha^2} + \frac{m_1 U_1^2 \frac{x_\theta}{\operatorname{tg} \theta}}{\left(\frac{x_\theta}{\operatorname{tg} \theta} \right)^2 + x_\theta^2}. \quad (54)$$

Подставив значения x_θ , x_α и k_E , после несложных преобразований получим известное выражение:

$$P_\theta = \frac{m_1 U_1^2}{2} \left(\frac{1}{x_{аq}} - \frac{1}{x_{ад}} \right) \sin 2\theta + \frac{m_1 U_1 E_0}{x_{ад}} \sin \theta.$$

В общем же случае для явнополусной машины можно записать:

$$P_\theta = \frac{m_1 U_1^2 \frac{x'_\alpha}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}}{\left(r'_1 + \frac{x'_\alpha}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} \right)^2 + x_\alpha^2} + \frac{m_1 U_1^2 \frac{x'_\theta}{\operatorname{tg} \theta}}{\left(r'_1 + \frac{x'_\theta}{\operatorname{tg} \theta} \right)^2 + (x'_\theta)^2}, \quad (55)$$

где величины x'_α , r'_1 и x_α вычисляются по (23) для неявнополусных машин, а x'_θ , r'_1 и x'_α — по соответствующим выражениям для реактивных машин [Л. 7].

Для явнополусной синхронной машины также могут быть найдены следующие характеристики:

$$\frac{M^{[с.я]}}{M_{кр}^{[сн]}} = \frac{2(1+q)}{\frac{t}{t_{кр}} + \frac{t_{кр}}{t} + 2q} + \frac{1}{(m_{кр})_{[c]}} \frac{2(1+q')}{\frac{t'}{t'_{кр}} + \frac{t'_{кр}}{t'} + 2q'}; \quad (56)$$

$$\frac{I'_{\alpha\beta}[\text{с.я}]}{I'_{\alpha\beta}[\text{сн}]} = \sqrt{\frac{2(1+q)}{\left(\frac{t_{\text{кр}}}{t}\right)^2 + 2q\frac{t_{\text{кр}}}{t} + 1}} + \frac{1}{(i'_{2\text{кр}})_{[\text{сн}]}} \sqrt{\frac{2(1+q')}{\left(\frac{t'_{\text{кр}}}{t'}\right)^2 + 2q'\frac{t'_{\text{кр}}}{t'} + 1}}, \quad (57)$$

где величины t , $t_{\text{кр}}$ и q определяются по выражениям (41), (42) и (47) неявнополюсной машины, а t' , $t'_{\text{кр}}$ и q' — по соответствующим выражениям реактивной машины [Л. 11]. При этом следует отметить, что

$$t' = \frac{2t}{1-t^2}.$$

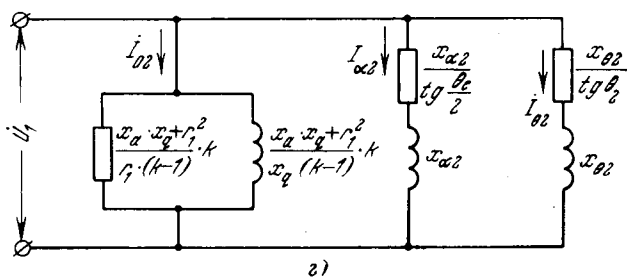
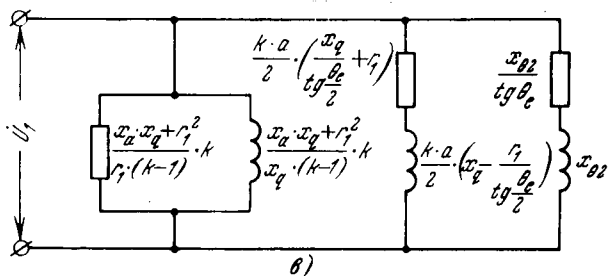
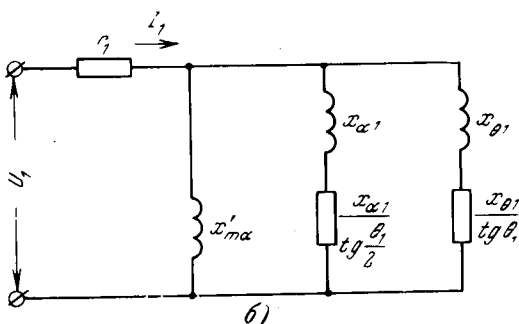
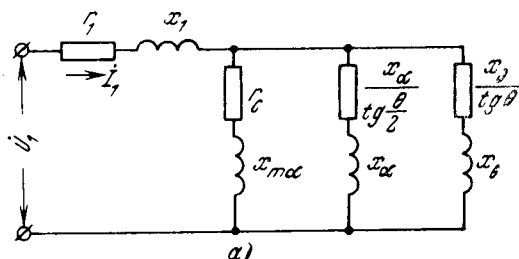


Рис. 5. Схемы замещения синхронной явнополюсной машины.

В выражениях (56) и (57) величины со знаком [с.я] относятся к явнополюсной машине, а величины $(m_{\text{кр}})_{[\text{сн}]}$ и $(i'_{2\text{кр}})_{[\text{сн}]}$ определяются соответственно по формуле (50).

Рассмотренные схемы замещения не учитывают в явном виде влияние насыщения, однако это влияние может быть учтено подстановкой соответствующих значений параметров x_{ad} и x_{aq} .

Методом, аналогичным выше рассмотренному, могут быть получены и схемы замещения синхронных машин с углом θ_1 и θ_e в качестве параметра, характеризующего работу машины. Так, схема замещения явнополюсной синхронной машины с параметром θ_1 изображена на рис. 5,б, где

$$\left. \begin{aligned} x'_{m\alpha} &= \frac{k_2 x_d}{k_2 - 1}; \\ x_{\alpha 1} &= \frac{k_2 x_d}{2}; \\ x_{\theta 1} &= \frac{x_d x_q}{x_d - x_q}; \\ k_2 &= \frac{U'}{E_0}. \end{aligned} \right\} \quad (58)$$

При $E_0 = 0$ или $k_2 = \infty$ схема принимает вид, полностью совпадающий со схемой замещения реактивного двигателя, рассмотренного ранее [Л. 8].

Отметим, что схемами замещения с углами θ и θ_1 весьма удобно пользоваться для анализа режимов, например, при $U' = \text{const}$, встречающихся при частотном управлении с компенсацией падения напряжения на сопротивлении статора [Л. 12 и 13].

Схема замещения явнополюсной синхронной машины с углом θ_e в качестве параметра, характеризующего работу машины, дана на рис. 5,в, где

$$\left. \begin{aligned} x_{\theta 2} &= \frac{x_d x_q + r_1^2}{x_d - x_q}; \\ a &= \frac{x_d x_q + r_1^2}{x_q^2 + r_1^2}; \\ k &= \frac{U_1}{E_0}. \end{aligned} \right\} \quad (59)$$

Схемы замещения для $x_d = x_q$, $E_0 \neq 0$ (неявнополюсная машина) и для $x_d \neq x_q$, $E_0 = 0$ (реактивная машина) могут быть получены непосредственно из схемы, изображенной на рис. 5,в. Следует отметить, что схема замещения реактивной машины, полученная таким образом, аналогична известной схеме замещения реактивной машины [Л. 5].

Для $r_1 \ll x_q$ схему замещения явнополюсной синхронной машины с возбуждением можно представить в виде, изображенном на рис. 5,г, где

$$x_{\alpha 2} = \frac{k \cdot a x_q}{2} = \frac{k \cdot x_q (x_d x_q + r_1^2)}{2(x_q^2 + r_1^2)}. \quad (60)$$

На основе рассмотренных схем замещения можно построить геометрические места токов. Например, для схемы, представленной на рис. 5,г, построения производятся следующим образом (рис. 6).

Вектор тока $\vec{I}_{o2}$ строится обычным способом. Из конца вектора $\vec{I}_{o2}$ производится построение окружно-

сти $ABCA$ для тока $\dot{I}_{\alpha 2}$, диаметр которой равен:

$$D_1 = \frac{U_1 \cdot 2(x_q^2 + r_1^2)}{k(x_d x_q + r_1^2)x_q} = \frac{2E_0(x_q^2 + r_1^2)}{x_q(x_d x_q + r_1^2)}.$$

Тангенсы углов, определяющих положение характерных прямых AC ($\operatorname{tg} \frac{\theta_e}{2} = \infty$) и AB ($\operatorname{tg} \frac{\theta_e}{2} = 1$), находятся из выражений:

$$\operatorname{tg} \alpha'_1 = \frac{2(x_q^2 + r_1^2)}{k(x_d x_q + r_1^2)x_q};$$

$$\operatorname{tg} \alpha''_1 = \frac{k \cdot a \cdot x_q^2}{2k \cdot a \cdot x_q} = 1.$$

Затем из конца вектора $\dot{I}_{02}$ строится окружность $AB'C'A$ для тока $\dot{I}_{02}$ с диаметром, равным

$$D_2 = \left| \frac{U_1(x_d - x_q)}{x_d x_q + r_1^2} \right|$$

и тангенсами углов, определяющих наклон прямых AC' [$\operatorname{tg} \theta_e = \infty$] и AB' [$\operatorname{tg} \theta_e = 1$]:

$$\operatorname{tg} \alpha'_2 = \left| \frac{(x_d - x_q)}{x_d x_q + r_1^2} \right|;$$

$$\operatorname{tg} \alpha''_2 = 1.$$

Линии смещения $\operatorname{tg} \frac{\theta_e}{2}$ и $\operatorname{tg} \theta_e$ строим параллельно AC и AC' . Если к векторам токов $\dot{I}_{\alpha 2}$ при различных $\operatorname{tg} \frac{\theta_e}{2}$ прибавить соответствующие векторы токов $\dot{I}_{02}$ и сложить результирующий вектор с вектором $\dot{I}_{02}$, то концы суммарных векторов $\dot{I}_1$ опишут кривые, которые будут являться геометрическим местом токов явнотолосной синхронной машины с возбуждением. Задаваясь $\operatorname{tg} \frac{\theta_e}{2}$, можно находить по окружности $ABCA$ ток $\dot{I}_{\alpha 2}$ и, определяя $\operatorname{tg} \theta_e$ по равенству

$$\operatorname{tg} \theta_e = \frac{2 \operatorname{tg} \frac{\theta_e}{2}}{1 - \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\theta_e}{2} \right)},$$

найти по окружности $AB'C'A$ для этого частного значения $\operatorname{tg} \theta_e$ ток $\dot{I}_{02}$. Сложением необходимых векторов определяется ток $\dot{I}_1$.

На рис. 6, а построение выполнено для двух значений $\operatorname{tg} \frac{\theta_e}{2}$, равных 0,2 (сплошная линия) и 2 (штрих-пунктирная линия). Причем на рис. 6, б рассмотрены случай $x_d > x_q$, характерный для синхронной машины с электромагнитным возбуждением (пунктирная линия), и случай $x_d < x_q$, встречающийся в машинах с возбуждением от постоянных магнитов (сплошная линия).

В последнем случае, так как x_{02} отрицательно, то при сложении токов $\dot{I}_{\alpha 2}$ и $\dot{I}_{02}$ следует брать вектор $(-\dot{I}_{02})$.

В заключение отметим, что, используя рассмотренные схемы замещения синхронных машин, мож-

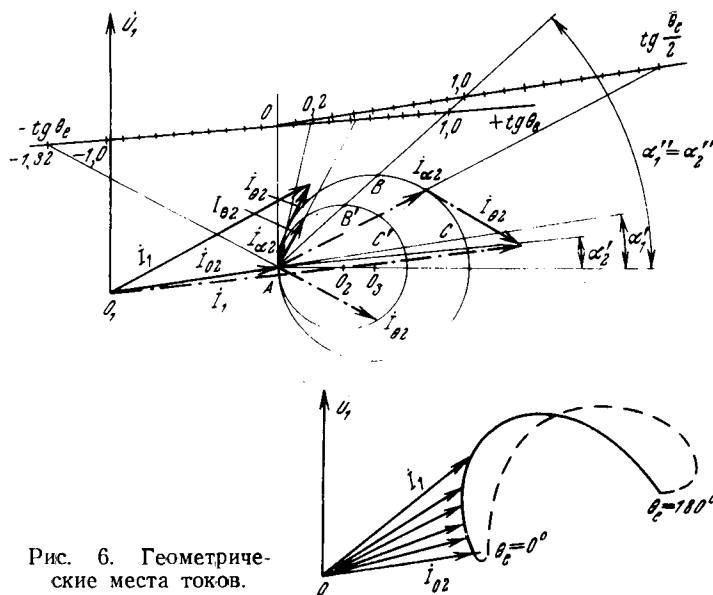


Рис. 6. Геометрические места токов.

но получить модифицированные схемы замещения с обобщенными относительными параметрами, аналогичные известным схемам замещения асинхронных машин [Л. 14].

Литература

1. Крон Г., Equivalent circuits of the primitive rotating machine with asymmetrical stator and rotor, Trans. AIEE, 1947, v. 66.
2. Жежерин Р. П., Схема замещения явнотолосной машины, «Электричество», 1945, № 4.
3. Матюхин В. М., Новая эквивалентная схема синхронной машины с выступающими полюсами, «Известия АН СССР, Отделение технических наук», 1948, № 4.
4. Певзнер О. Б., Новые схемы замещения синхронной машины в установившемся режиме, «Вопросы радиоэлектроники», сер. XI, Техника проводной связи, вып. 6, 1964.
5. Постников И. М., Годограф тока и универсальная схема замещения синхронных явнотолосной и параметрических машин, «Электричество», 1960, № 8.
6. Gordon R. Slemmon, Equivalent circuits of cylindrical rotor, reluctance and salient rotor synchronous machines, Trans. AIEE, August, 1962, 61.
7. Певзнер О. Б., Схема замещения и точная круговая диаграмма синхронной реактивной машины, «Электричество», 1960, № 2.
8. Егоров Б. А. и Прозоров В. А., Характеристики синхронных реактивных двигателей при частотном управлении, сб. «Электрические машины и электропривод малой мощности», изд-во «Наука», 1966.
9. Костенко М. П., Электрические машины (спец. часть), Госэнергоиздат, 1949.
10. Постников И. М. и Адаменко А. И., О параметрах схемы замещения и точной круговой диаграмме асинхронной машины, «Электричество», 1955, № 12.
11. Куцевалов В. М., Относительные характеристики и сравнительные свойства синхронной реактивной машины «Электричество», 1962, № 10.
12. Сандлер А. С. и Сарбатов Р. С., Частотное управление асинхронными двигателями, изд-во «Энергия», 1966.
13. Петелин Д. П., Некоторые вопросы статики частотного управления синхронного двигателя, Труды совещания по автоматизированному электроприводу переменного тока, Изд-во АН СССР, 1958.
14. Бертинов А. И., Электрические машины авиационной автоматики, Оборонгиз, 1961.

[11.9.1967]



Продольные краевые эффекты в линейных индукционных магнитогидродинамических машинах

Доктор техн. наук А. И. ВОЛЬДЕК и инж. Л. Ф. ЛАЗАРЕНКО

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

Постановка задачи. Вследствие конечной длины линейных индукционных МГД машин в их вторичной цепи возникают продольные краевые эффекты, которые заключаются в том, что кроме нормальной бегущей электромагнитной волны возникают также дополнительные электромагнитные поля. Эти поля увеличивают потери и, следовательно, уменьшают полезную мощность.

В [Л. 1] рассмотрена машина без компенсационных элементов для подавления краевых эффектов и для упрощения принято, что длина сердечников плоской линейной МГД машины бесконечна, а активная зона занимает участок конечной длины. Такое допущение принимается и авторами большинства последующих работ. Кроме того, в [Л. 1] задача была сведена к одновременной. В результате указанных допущений было получено решение весьма простого вида, которое позволило выявить основные особенности краевых эффектов.

В [Л. 2—6] рассмотрена двумерная задача, однако общий анализ решения является весьма затруднительным. Кроме того, в этих статьях не исследуются возможные способы подавления краевых эффектов и их эффективность.

Для подавления продольных краевых эффектов могут быть использованы компенсационные элементы обмотки, устанавливаемые по концам индуктора, и изоляционные перегородки в канале по краям активной зоны машины [Л. 7—9]. В [Л. 10] была исследована машина с одинаковыми компенсационными элементами по концам машины и было установлено, что в общем случае эти элементы должны быть разными. В настоящей статье исследуется машина с разными компенсационными элементами.

Исследование проведено для модели машины, представленной на рис. 1, в которой приняты следующие упрощения.

1. Ферромагнитные сердечники с $\mu_0 = \infty$ и $\gamma = 0$ простираются по направлению оси x в обе стороны до бесконечности.

2. Ширина машины в направлении оси y бесконечно велика, т. е. поперечные краевые эффекты не учитываются.

3. Сердечники без пазов, а их влияние учитывается увеличением зазора δ до значения

$$\delta' = k_\delta k_\mu \delta,$$

где k_δ — коэффициент зазора и k_μ — коэффициент насыщения магнитной цепи, лавный отношению полной н. с. магнитной цепи к н. с. зазора.

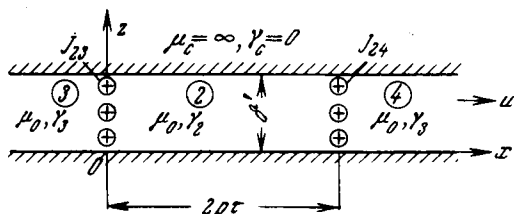


Рис. 1.

4. Неферромагнитный зазор δ' полностью заполнен жидким металлом, который движется в направлении координаты x с однородной по всему сечению скоростью u . При этом вместо истинной электропроводности жидкого металла γ_μ всюду надо пользоваться ее расчетной проводимостью

$$\gamma_2 = \frac{\gamma_\mu \Delta}{k_\delta k_\mu \delta}.$$

5. Допускается, что электропроводность жидкого металла во входной 3 и выходной 4 зонах γ_3 может отличаться от ее значения в активной зоне γ_2 . Полагая $\gamma_3 \neq \gamma_2$, можно учесть влияние изоляционных перегородок, которые можно установить в жидком металле на входе и выходе с тем, чтобы препятствовать протеканию токов в этих зонах и тем самым ограничить влияние краевых эффектов. В частности, при наличии перегородок в предельном случае $\gamma_3 = 0$, а при отсутствии перегородок $\gamma_3 = \gamma_2$.

6. Предполагается, что первичная обмотка с четным числом полюсных делений τ создает чисто синусоидальную бегущую волну тока или линейной нагрузки и что первичный ток сосредоточен не на поверхностях ферромагнитных сердечников, как это принимается обычно, а распределен равномерно по зазору шириной δ' . Это допущение вместе с допущениями 1—4 приводит к тому, что как первичные, так и вторичные магнитные поля и токи распределяются вдоль координаты z однородно, т. е. не зависят от z . Благодаря этому задача становится одномерной, и ее решение и анализ значительно упрощаются. Вместе с тем реальные соотношения при этих допущениях существенным образом не нарушаются, так как обычно $\tau \gg \delta$ и толщина слоя жидкого металла меньше эквивалентной глубины проникновения, вследствие чего зависимость электромагнитных величин от координаты z на практике является слабой.

7. Токи компенсирующих элементов обмотки индуктора распределены в виде слоев поверхностных токов на границах активной зоны с поверхностными плотностями j_{23} и j_{24} (рис. 1). Это допущение является естественным следствием допущения 6 и имеет такое же значение.

Оси координат x , y и z жестко связаны с неподвижным индуктором, причем ось y направлена за плоскость чертежа рис. 1. При принятых предположениях векторы векторного потенциала A , напряженности электрического поля E и плотности тока j имеют только компоненты, направленные по оси y , а вектор магнитной индукции B только компоненты, направленную по оси z .

В соответствии с изложенным плотность тока первичной обмотки в зазоре

$$j_1 = j_{1y} = J_{1m} \cos(\omega_1 t - \alpha x),$$

где угловая частота первичного тока

$$\omega_1 = 2\pi f_1$$

и

$$\alpha = \pi/\tau.$$

В дальнейшем перейдем к комплексным амплитудам электромагнитных величин, и тогда комплексная амплитуда первичной плотности тока

$$j_1 = J_{1m} e^{-i\alpha x}, \quad (1)$$

причем

$$J_{1m} = \frac{\sqrt{2} A_{л1} k_{об1}}{\delta'}, \quad (2)$$

где $A_{л1}$ — суммарная линейная токовая нагрузка первичной обмотки на обоих сердечниках индуктора, а $k_{об1}$ — обмоточный коэффициент основной гармонике.

Общие выражения для векторного потенциала. Для расчета интересующих нас величин удобно пользоваться векторным потенциалом магнитного поля, который в рассматриваемом случае имеет только составляющую $A_y = A$. Исходя из уравнений Максвелла, для A [Л. 10]

$$\Delta A - \mu_0 \gamma \frac{\partial A}{\partial t} - \mu_0 \gamma u \frac{\partial A}{\partial x} = -\mu_0 j_1.$$

Величинам в зонах 2, 3 и 4 рис. 1 будем приписывать соответственно индексы 2, 3, 4.

Перейдем к комплексной форме записи уравнений, полагая

$$A = \dot{A} e^{i\omega_1 t}, \quad j_1 = J_{1m} e^{i(\omega_1 t - \alpha x)}.$$

Тогда уравнение для суммарного векторного потенциала первичных и вторичных токов для зоны 2 приобретает вид:

$$\frac{d^2 \dot{A}_2}{dx^2} - i\omega_1 \mu_0 \gamma_2 \dot{A}_2 - \mu_0 \gamma_2 u \frac{d\dot{A}_2}{dx} = -\mu_0 J_{1m} e^{-i\alpha x}. \quad (3)$$

В зонах 3 и 4 $j_1 = 0$ и поэтому

$$\frac{d^2 \dot{A}_3}{dx^2} - i\omega_1 \mu_0 \gamma_3 \dot{A}_3 - \mu_0 \gamma_3 u \frac{d\dot{A}_3}{dx} = 0; \quad (4)$$

$$\frac{d^2 \dot{A}_4}{dx^2} - i\omega_1 \mu_0 \gamma_3 \dot{A}_4 - \mu_0 \gamma_3 u \frac{d\dot{A}_4}{dx} = 0. \quad (5)$$

Решение уравнения (3) имеет вид:

$$\dot{A}_2 = \dot{A}_m e^{-i\alpha x} + C_{21} e^{(\lambda_2 + \gamma_2)x} + C_{22} e^{-(\lambda_2 - \gamma_2)x}, \quad (6)$$

где

$$\dot{A}_m = \frac{\mu_0 J_{1m}}{\alpha^2 (1 + i\varepsilon)}; \quad (7)$$

$$\varepsilon = \frac{\mu_0 \gamma_2 S \omega_1}{\alpha^2} = \varepsilon_0 S; \quad (8)$$

$$\lambda_2 = \sqrt{\gamma_2^2 + i\omega_1 \mu_0 \gamma_2}; \quad (9)$$

$$\gamma_2 = \frac{\mu_0 \gamma_2 u}{2}; \quad (10)$$

$$s = 1 - \frac{\alpha u}{\omega_1} = 1 - \frac{u}{2\tau f_1}. \quad (11)$$

В правильности решения (6) можно убедиться подстановкой в (3). Безразмерное число ε представляет магнитное число Рейнольдса, а s — скольжение жидкого металла относительно бегущей волны первичного тока.

Первый член правой части (6) представляет нормальное результирующее поле, существующее в бесконечно длинной машине, а последние два члена представляют поля краевых эффектов.

При $x = -\infty$ и $x = +\infty$ $\dot{A}_3 = 0$ и $\dot{A}_4 = 0$. Поэтому решения уравнений (4) и (5) имеют вид:

$$\dot{A}_3 = C_3 e^{(\lambda_3 + \gamma_3)x}; \quad (12)$$

$$\dot{A}_4 = C_4 e^{-(\lambda_3 - \gamma_3)x}, \quad (13)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \lambda_3 &= \sqrt{\gamma_3^2 + i\omega_1 \mu_0 \gamma_3}; \\ \gamma_3 &= \frac{\mu_0 \gamma_3 u}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Согласно (6), (12) и (13) в активной и краевых зонах возникают затухающие вдоль координаты x волны полей краевых эффектов [Л. 1], которые бегут в обе стороны от границ между этими зонами. Исходя из выражений для векторного потенциала, на основании уравнений Максвелла могут быть получены выражения для плотности токов, наводимых во вторичной среде. Они подчиняются тем же закономерностям, что и векторный потенциал.

Для экспериментальной проверки полученных закономерностей было произведено исследование дугостаторной машины, полученной в результате удаления половины статора нормальной серийной асинхронной машины типа А-2-91-8. В стержне ротора был установлен датчик тока. Снимаемый с датчика сигнал пропорционален значению тока в стержне.

Эксперимент проводился при питании обмотки статора машины постоянным током. Ротор приводился во вращение машиной постоянного тока со скоростью, соответствующей заданному скольжению. Измерения производились для двух случаев питания токами обмотки статора, когда на конце активной зоны поле в зазоре было наибольшим или равным нулю. Были получены зависимости тока в стержне короткозамкнутого ротора дугостаторной машины от положения ротора в определенный момент времени и для заданного скольжения (рис. 2, $s = 6,28$).

Результаты обработки кривой $I = f(x)$ (рис. 2) подтверждают теоретические закономерности: на входе и выходе активной зоны в кривой тока стержня кроме основной гармонике тока (кри-

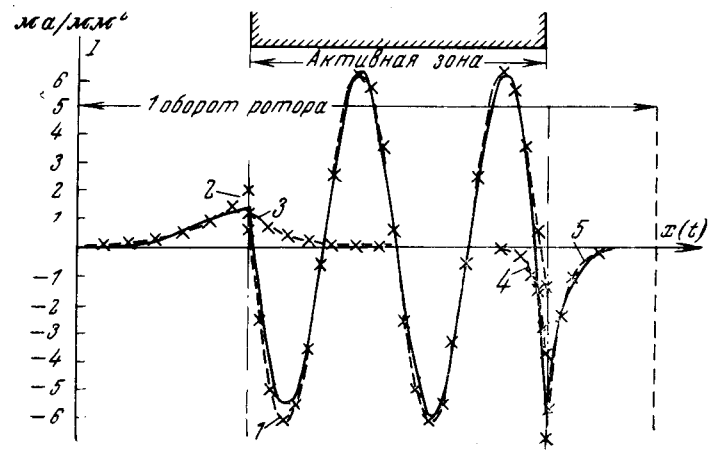


Рис. 2.

вая 1) имеются дополнительные составляющие, закон изменения которых близок к экспоненциальному (кривые 2, 3, 4, 5). Экспоненты на входе и выходе активной зоны имеют различные постоянные времени, зависящие от параметров машины.

Определение постоянных интегрирования. В общем случае согласно сказанному выше, на границах зон 3, 2 и зон 2, 4 имеются поверхностные токи с плотностями $\dot{J}_{23}$, $\dot{J}_{24}$, соответствующие токам компенсирующих элементов обмотки.

Составим для границ указанных зон выражения для поверхностного ротора магнитной индукции. Тогда

$$\left. \begin{aligned} [\dot{B}_3]_{x=0} - [\dot{B}_2]_{x=0} &= \mu_0 \dot{J}_{23}; \\ [\dot{B}_2]_{x=2p\tau} - [\dot{B}_4]_{x=2p\tau} &= \mu_0 \dot{J}_{24}, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

причем в рассматриваемом случае

$$\dot{B} = \frac{d\dot{A}}{dx}.$$

По обе стороны границ зон 2, 3 и 4 должны быть равны касательные составляющие напряженности электрического поля:

$$\dot{E} = -i\omega_1 \dot{A}, \quad (16)$$

т. е.

$$\left. \begin{aligned} [\dot{A}_3]_{x=0} &= [\dot{A}_2]_{x=0}; \\ [\dot{A}_2]_{x=2p\tau} &= [\dot{A}_4]_{x=2p\tau}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Уравнения (15) и (17) вместе с (6), (12) и (13) позволяют определить постоянные C_{21} , C_{22} , C_3 и C_4 :

$$\left. \begin{aligned} C_{21} &= \frac{D_{21}}{D} \dot{A}_m + \frac{D_{213}}{D} \mu_0 \dot{J}_{23} + \frac{D_{214}}{D} \mu_0 \dot{J}_{24}; \\ C_{22} &= \frac{D_{22}}{D} \dot{A}_m + \frac{D_{223}}{D} \mu_0 \dot{J}_{23} + \frac{D_{224}}{D} \mu_0 \dot{J}_{24}, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где

$$\begin{aligned} D &= [(\lambda_2^2 - \eta_2^2) + 2(\lambda_2 \lambda_3 + \eta_2 \eta_3) + \\ &+ (\lambda_3^2 - \eta_3^2)] e^{\lambda_2 2p\tau} - [(\lambda_2^2 - \eta_2^2) - 2(\lambda_2 \lambda_3 - \eta_2 \eta_3) + \\ &+ (\lambda_3^2 - \eta_3^2)] e^{-\lambda_2 2p\tau}; \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} D_{21} &= -(\lambda_3 - \eta_3 - i\alpha) [(\lambda_2 - \eta_2) + \\ &+ (\lambda_3 + \eta_3)] e^{-\eta_2 2p\tau} - (\lambda_3 + \eta_3 + i\alpha) [(\lambda_2 - \eta_2) - \\ &- (\lambda_3 - \eta_3)] e^{-\lambda_2 2p\tau}; \end{aligned} \quad (20)$$

$$D_{213} = [(\lambda_2 - \eta_2) - (\lambda_3 - \eta_3)] e^{-\lambda_2 2p\tau}; \quad (21)$$

$$D_{214} = [(\lambda_2 - \eta_2) + (\lambda_3 + \eta_3)] e^{-\eta_2 2p\tau}; \quad (22)$$

$$\begin{aligned} D_{22} &= -(\lambda_3 - \eta_3 - i\alpha) [(\lambda_2 + \eta_2) - \\ &- (\lambda_3 + \eta_3)] e^{-\eta_2 2p\tau} - (\lambda_3 + \eta_3 + i\alpha) [(\lambda_2 + \eta_2) + \\ &+ (\lambda_3 - \eta_3)] e^{\lambda_2 2p\tau}; \end{aligned} \quad (23)$$

$$D_{223} = [(\lambda_2 + \eta_2) + (\lambda_3 - \eta_3)] e^{\lambda_2 2p\tau}; \quad (24)$$

$$D_{224} = [(\lambda_2 + \eta_2) - (\lambda_3 + \eta_3)] e^{-\eta_2 2p\tau}. \quad (25)$$

Аналогичные выражения можно получить также для C_3 и C_4 , однако эти постоянные при известных C_{21} и C_{22} проще определить из (17), используя также (6), (12) и (13).

Мощности и усилия. Напряженность электрического поля, индуцируемого результирующим магнитным полем в зоне 2,

$$\dot{E}_2 = -i\omega_1 \dot{A}_2. \quad (26)$$

Электромагнитная мощность, соответствующая элементарному объему первичной обмотки и передаваемая во вторичную среду [Л. 10]

$$dP'_{эм} = -\frac{1}{2} \operatorname{Re} [\dot{E}_2^* \dot{J}_1] dx dy dz, \quad (27)$$

где $\dot{J}_1^*$ — сопряженный комплекс плотности первичного тока по (1).

Определенная электромагнитная мощность развивается также токами в компенсирующих элементах обмотки, элемент этой мощности

$$dP''_{эм} = -\frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ [\dot{E}_2]_{x=0} \dot{J}_{23}^* + [\dot{E}_2]_{x=2p\tau} \dot{J}_{24}^* \} dy dz. \quad (28)$$

Полную электромагнитную мощность $P_{эм}$ получим, если проинтегрируем (27) по всей зоне 2, а (28) — по всей граничной поверхности зон 2 и 3 и сложим результаты:

$$P_{эм} = P_{эм0} + P_{эм.к}, \quad (29)$$

где

$$P_{эм0} = \frac{1}{2} 2c\delta'\omega_1 2p\tau \frac{\mu_0 J_{1m}^2}{\alpha^2} \frac{\epsilon}{1 + \epsilon^2} \quad (30)$$

— нормальная электромагнитная мощность, которая развивается при отсутствии краевых эффектов, и

$$\begin{aligned} P_{эм.к} &= \frac{1}{2} 2c\delta'\omega_1 \operatorname{Re} \left\{ iC_{21} \left[\frac{J_{1m}}{\lambda_2 + \eta_2 + i\alpha} \times \right. \right. \\ &\times (e^{(\lambda_2 + \eta_2) 2p\tau} - 1) + \dot{J}_{23}^* + \dot{J}_{24}^* e^{(\lambda_2 + \eta_2) 2p\tau} \left. \right] + \\ &+ iC_{22} \left[\frac{J_{1m}}{\lambda_2 - \eta_2 - i\alpha} (1 - e^{-(\lambda_2 - \eta_2) 2p\tau}) + \right. \\ &\left. + \dot{J}_{23}^* + \dot{J}_{24}^* e^{-(\lambda_2 - \eta_2) 2p\tau} \right] + i\dot{A}_m (\dot{J}_{23}^* + \dot{J}_{24}^*) \left. \right\} \end{aligned} \quad (31)$$

представляет собой мощность, обусловленную краевыми эффектами.

Можно показать, что выражение для $P_{эм0}$ полностью соответствует электромагнитной мощности нормальной асинхронной машины.

Электромагнитную силу $F_{эм}$, действующую на жидкий металл, можно вычислить аналогичным образом. При этом

$$F_{эм} = F_{эм0} + F_{эм.к}, \quad (32)$$

где

$$F_{эм0} = \frac{1}{2} 2c\delta' 2p\tau \frac{\mu_0 J_{1m}^2}{\alpha} \frac{\epsilon}{1 + \epsilon^2} \quad (33)$$

— нормальная электромагнитная сила, которая развивается при отсутствии краевых эффектов, а

$$\begin{aligned} F_{эм.к} &= -\frac{1}{2} 2c\delta' \operatorname{Re} \left\{ C_{21} (\lambda_2 + \eta_2) \left[\frac{J_{1m}}{\lambda_2 + \eta_2 + i\alpha} \times \right. \right. \\ &\times (e^{(\lambda_2 + \eta_2) 2p\tau} - 1) + \dot{J}_{23}^* + \dot{J}_{24}^* e^{(\lambda_2 + \eta_2) 2p\tau} \left. \right] - C_{22} (\lambda_2 - \\ &- \eta_2) \left[\frac{J_{1m}}{\lambda_2 - \eta_2 - i\alpha} (1 - e^{-(\lambda_2 - \eta_2) 2p\tau}) + \right. \\ &\left. + \dot{J}_{23}^* + \dot{J}_{24}^* e^{-(\lambda_2 - \eta_2) 2p\tau} \right] - i\dot{A}_m (\dot{J}_{23}^* + \dot{J}_{24}^*) \left. \right\} \end{aligned} \quad (34)$$

— электромагнитная сила, обусловленная краевыми эффектами.

Механическая мощность $P_{\text{мех}}$, развиваемая электромагнитными силами в жидком металле:

$$P_{\text{мех}} = u F_{\text{эм}} = 2\pi f_1 (1-s) F_{\text{эм}} = \frac{\omega_1}{\alpha} (1-s) F_{\text{эм}}, \quad (35)$$

и электрические потери в жидком металле

$$P_{\text{эл}} = P_{\text{эм}} - P_{\text{мех}} = P_{\text{эм}} - \frac{\omega_1}{\alpha} (1-s) F_{\text{эм}}. \quad (36)$$

Подавление краевых эффектов в активной зоне согласно (6) достигается при $C_{21} = C_{22} = 0$. При этом условии идеальной компенсации из уравнения (18) определяются необходимые значения токов компенсационных элементов:

$$\left. \begin{aligned} j_{23} &= \frac{\dot{A}_m}{\mu_0} \frac{D_{21}D_{224} - D_{22}D_{214}}{D_{223}D_{214} - D_{224}D_{213}}; \\ j_{24} &= -\frac{\dot{A}_m}{\mu_0} \frac{D_{21}D_{223} - D_{22}D_{213}}{D_{223}D_{214} - D_{224}D_{213}}. \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

В рассматриваемом случае на основании (17) получим $C_3 = C_4 = \dot{A}_m$ и вместо (12) и (13) имеем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{A}_3 &= \dot{A}_m e^{(\lambda_3 + \eta_3) x}; \\ \dot{A}_4 &= \dot{A}_m e^{-(\lambda_3 + \eta_3)(x-2\pi\tau)}. \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

При идеальном холостом ходе, когда вторичная проводящая среда отсутствует, $\lambda_2 = \lambda_3 = \gamma_2 = \gamma_3 = \eta_2 = \eta_3 = 0$. При этом согласно (7), (8), (19) — (25) и (37)

$$j_{23} = -j_{24} = \frac{iJ_{1m}}{\alpha}. \quad (39)$$

Этот результат совпадает с выводами [Л. 7 и 8]. При $C_{21} = C_{22} = 0$ по (31), (34) и (36)

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{эм.к}} &= \frac{1}{2} 2c\delta'\omega_1 \operatorname{Re} [i\dot{A}_m (\dot{J}_{23}^* + \dot{J}_{24}^*)]; \\ F_{\text{эм.к}} &= \frac{1}{2} 2c\delta'\alpha \operatorname{Re} [i\dot{A}_m (\dot{J}_{23}^* + \dot{J}_{24}^*) - \mu_0/2\alpha (J_{23}^2 - J_{24}^2)] \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

Согласно (40) при идеальной компенсации преобразование мощности, развиваемой компенсационными элементами, происходит с такими же потерями, как в нормальной асинхронной машине.

Идеальные изоляционные перегородки в краевых зонах. В этом случае $\gamma_3 = \lambda_3 = \eta_3 = 0$ и согласно (19) — (25) и (37) идеальные компенсационные токи

$$j_{23} = -j_{24} = \frac{i\alpha\dot{A}_m}{\mu_0} = \frac{iJ_{1m}}{\alpha(1+i\epsilon)}. \quad (41)$$

Значение $\dot{J}_{23}^*$ по (39) примем за базисный ток для выражения токов компенсационных элементов в относительных единицах. Тогда согласно (39) и (41)

$$j_{23}^* = -j_{24}^* = \frac{1}{1+i\epsilon_0s}. \quad (42)$$

Графически зависимость $\dot{J}_{23}^*$ от скольжения представляет собой окружность. Такая же зависимость, но с обратным знаком, получается для тока компенсационных элементов на выходе. Согласно (42) токи компенсационных элементов при данном скольжении тем меньше, чем больше ϵ_0 .

В рассматриваемом случае по (38) имеем:

$$\dot{A}_3 = \dot{A}_4 = \dot{A}_m = \text{const},$$

и, следовательно, магнитное поле за пределами активной зоны отсутствует. Поэтому магнитное поле машины и полученные для рассматриваемого случая соотношения не изменятся, если сердечники индуктора за пределами активной зоны исключить из рассмотрения. Таким образом, в данном случае принятое в начале статьи допущение 1 отпадает.

В случае $\gamma_3 = 0$ компенсационный элемент на входе согласно (7), (40) и (41) развивает:

$$P_{\text{эм.к23}} = \frac{1}{2} 2c\delta'\omega_1 \frac{\mu_0 J_{1m}^2}{\alpha^3(1+\epsilon^2)};$$

$$F_{\text{эм.к23}} = \frac{1}{4} 2c\delta' \frac{\mu_0 J_{1m}^2}{\alpha^2(1+\epsilon^2)},$$

а мощность и силы на выходе имеют обратные знаки.

Очевидно, что в данном случае всегда $P_{\text{эм.к23}} > 0$ и $F_{\text{эм.к}} > 0$. Следовательно, компенсационный элемент помогает форсировать вход жидкого металла в активную зону. На выходе компенсационные элементы потребляют из жидкого металла мощность

$$P_{\text{эм.к23}} = -P_{\text{эм.к24}}.$$

В результате суммарная электромагнитная мощность, обусловленная краевыми эффектами, равна нулю.

Полученные соотношения позволяют сделать заключение, что при больших ϵ_0 электромагнитная мощность, обусловленная краевыми эффектами, в области рабочих скольжений невелика. Реактивная мощность компенсационных элементов в рассматриваемом случае равна нулю. Из сказанного можно сделать вывод, что силы $F_{\text{эм.к}}$ способствуют уменьшению опасности кавитации.

Можно показать [Л. 10], что если сердечники индуктора охватить идеальными сверхпроводящими короткозамкнутыми витками, то они эквивалентны компенсирующим элементам с токами, определяемыми по (41).

Случай отсутствия изоляционных перегородок. При этом $\gamma_3 = \gamma_2$, $\lambda_3 = \lambda_2$, $\eta_3 = \eta_2$ и согласно (19) — (25) и (37) идеальные компенсационные токи:

$$\left. \begin{aligned} j_{23} &= \frac{(\lambda_2 + \eta_2 + i\alpha) \dot{A}_m}{\mu_0} = \frac{J_{1m}}{\lambda_2 - \eta_2 - i\alpha}; \\ j_{24} &= \frac{(\lambda_2 - \eta_2 - i\alpha) \dot{A}_m}{\mu_0} = \frac{J_{1m}}{\lambda_2 + \eta_2 + i\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

На рис. 3 и 4 представлены зависимости этих токов, отнесенных к $\dot{J}_{23}$ по (39), от скольжения. В данном случае $\dot{J}_{23} > \dot{J}_{24}$, что объясняется необходимостью форсирования электромагнитных процессов в активной зоне на выходе. Чем больше ϵ_0 , тем больший ток необходим для компенсации продольных краевых эффектов на входе при данном скольжении. Выражения для электромагнитных мощностей и сил краевых эффектов на входе и выходе в данном случае могут быть получены на основании (7), (39), (40) и (43).

Были проведены численные расчеты для сравнения значения электромагнитной мощности краевого

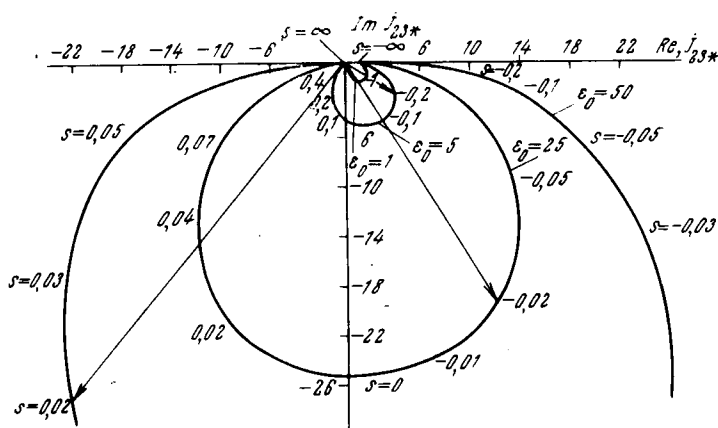


Рис. 3.

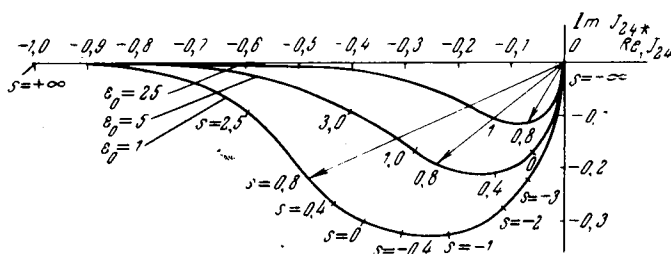


Рис. 4.

эффекта при различных способах компенсации для индуктивного насоса для натрия с напором 10 атм, производительностью 10 000 м³/ч, при температуре 400°С, спроектированного по методике, предложенной в [Л. 11]. Результаты расчета для номинального режима работы при $s=0,1$ и $\epsilon=0,77$ приведены в таблице. Значения $P_{эм.к23}^*$ и $P_{эм.к24}^*$ даны в относительных единицах, причем базисной величиной является номинальная полезная мощность $P_2 = 28 \cdot 10^2$ кВт.

Способы компенсации	I	II	III	IV	V
$P_{эм.к23}^*$	-0,301	-0,392	$0,206 \cdot 10^{-2}$	0,143	-0,0486
$P_{эм.к24}^*$	$-0,1444 \cdot 10^{-3}$	$0,513 \cdot 10^{-3}$	$0,129 \cdot 10^{-2}$	0,0138	0,0486

Примечания. I — некомпенсированная машина без перегородок в краевых зонах; II — при отсутствии перегородок в краевых зонах и при компенсации токами: $j_{23} = -j_{24} = -\frac{1}{2} \Delta \int j_1 dx$, где $j_{1m} = j_{1m} e^{-i\alpha x}$ —

комплексная амплитуда первичной плотности тока [Л. 10]; III — при отсутствии перегородок в краевых зонах и компенсации токами, определяемыми соотношением (43); IV — при наличии перегородок в краевых зонах и компенсации такими же токами $j_{23} = -j_{24}$, как и в случае III; V — при наличии перегородок в краевых зонах и компенсации токами, определяемыми соотношением (42).

Из сопоставления расчетных данных следует, что в компенсированной машине при отсутствии

перегородок в краевых зонах электромагнитная мощность краевого эффекта на входе ($P_{эм.к23}^*$) значительно больше соответствующей мощности на выходе ($P_{эм.к24}^*$). Отрицательный знак этих мощностей указывает на то, что $P_{эм.к23}^*$ и $P_{эм.к24}^*$ уменьшают электромагнитную мощность машины. В связи с тем, что $P_{эм.к23}^* > P_{эм.к24}^*$, компенсация этих мощностей при нагрузке компенсационными элементами с одинаковыми токами на входе и выходе, как при холостом ходе [Л. 10], не приводит к положительным результатам. Компенсация элементами с различными токами на входе и выходе, определяемыми из условия $C_{21} = C_{22} = 0$ выражениями (43), дает желаемые результаты. Электромагнитная мощность, обусловленная краевыми эффектами, на входе и выходе в этом случае существенно снижается и достигает весьма малых значений (таблица, случай III). В случае V суммарная электромагнитная мощность краевого эффекта равна нулю.

Литература

1. Вольдек А. И., Продольный краевой эффект во вторичной цепи индукционных машин и насосов для жидких металлов с разомкнутым магнитопроводом, Изв. вузов, «Электромеханика», 1960, № 3.
2. Sudan R. N., Interaction of a conducting fluid stream with a travelling wave of a magnetic field of a finite extension, Journal of Applied Physics, 1963, vol. 34, № 3.
3. Фанукки Дж., Теория МГД-генераторов переменного тока, сб. «Магнетогидродинамические генераторы электрической энергии», Изд. ВИНТИ, 1963.
4. Пешка В., Кельм С. и Энгельн Ф., Концевой эффект в полубесконечном индукционном генераторе, Сб. «МГД — магнетогидродинамические преобразователи энергии», ч. I, Изд. ВИНТИ, 1966.
5. Ращепкин А. П., Электрические характеристики линейных индукционных МГД-машин с учетом краевых эффектов, «Магнитная гидродинамика», 1968, № 2.
6. Валдманис Я. Я. и Лиелпетер Я. Я., Электромагнитный расчет приближенной модели индукционной МГД-машины с учетом вторичной цепи, «Магнитная гидродинамика», 1968, № 1.
7. Вольдек А. И., Пульсирующие составляющие магнитного поля индукционных машин и насосов с разомкнутым магнитопроводом, Научные доклады высшей школы, «Электромеханика и автоматика», 1959, № 2.
8. Вольдек А. И., Компенсация пульсирующего магнитного поля в асинхронных машинах и индукционных насосах с разомкнутым магнитопроводом, «Электричество», 1965, № 4.
9. Cerini D. T., Elliott D. C., Performance Characteristics of a single-wavelength Liquid-Metal MHD Induction Generator with End-Loss Compensation, Symposium of Magnetohydrodynamic in California Institute of Technology, 1967.
10. Вольдек А. И., Продольный краевой эффект во вторичной цепи линейных индукционных магнетогидродинамических машин, Труды Таллинского политехнического института, 1968, серия А, № 266.
11. Янес Х. И., Таммемяги Х. А. и Конт А. В., Формуляр контрольного расчета плоского индукционного насоса, Труды Таллинского политехнического института, 1962, серия А, № 197.

[13.10.1969]



Динамика автономной системы электроснабжения с пневмомеханическим приводом постоянной скорости

Доктор техн. наук С. В. СТРАХОВ, инженеры В. А. ВЕЛИКОВСКИЙ
и Я. И. ГРИГОРОВИЧ

Москва

Введение. Системы переменного тока стабильной частоты, устанавливаемые на подвижных объектах, обладают некоторыми только для них характерными особенностями: привод синхронных генераторов часто осуществляется от двигателей большой мощности (на несколько порядков большей мощности генераторов), но переменной скорости, что требует применения промежуточных устройств — приводов постоянной скорости; линии, связывающие генераторы, обладают малыми активным и реактивным сопротивлениями, что дает более жесткую по сравнению с большими энергосистемами связь между генераторами; регулирование генераторов производится быстродействующими регуляторами, осуществляющих не только стабилизацию частоты и напряжения в сети, но и распределение нагрузок между генераторами, что вызывает взаимосвязь процессов регулирования напряжения и частоты и процессов распределения активных и реактивных мощностей.

Статья посвящена исследованию на ЦВМ динамики автономной системы, состоявшей из двух синхронных генераторов по 40 кВА, приводов постоянной скорости и защитно-регулирующей аппаратуры. Приводом для генераторов служили мощные двигатели, скорость вращения которых менялась в процессе работы примерно вдвое. Поэтому для компенсации изменения скорости был применен пневмомеханический привод постоянной скорости. В рассматриваемой системе были применены быстродействующие регуляторы скорости и напряжения.

Исследование проводилось методом численного интегрирования дифференциальных уравнений при различных начальных условиях. Анализировались некоторые эксплуатационные возмущения: синхронизация, коммутация нагрузки и некоторые неисправности в системе.

Исследуемая система (рис. 1). Система состоит из синхронных генераторов $СГ_1$ и $СГ_2$, приводимых во вращение каждый от своего двигателя. Для стабилизации скоростей вращения генераторов применены воздушные турбины T_1 и T_2 , питаемые сжатым воздухом. Скорости турбин и двигателей складываются в дифференциальных редукторах $ДР_1$ и $ДР_2$ [Л. 1]. Регуляторы $РС_1$ и $РС_2$ поддерживают скорости турбин такими, чтобы обеспечить синхронные скорости вращения генераторов.

Плунжер золотника находится в равновесии под действием центробежного механизма, связанного с ротором генератора, пружины жесткой обратной связи, пружины корректора частоты и пружины настройки. Золотник управляет движением поршня исполнительного гидроцилиндра. Поршень через систему рычагов связан с дроссельной заслонкой, регулирующей скорость вращения воздушной турбины. Блок охвачен жесткой обратной связью, осуществляемой кулачком на штоке гидроцилиндра, рычагом и пружиной, передающей усилие на плунжер золотника.

Корректор частоты ($КЧ$), действующий на золотник, служит для повышения точности регулирования и для распределения активной мощности между генераторами. В нем применен резонансный измеритель частоты ($БИЧ$) и датчик активного тока ($БИАМ$), выполенный по схеме фазового дискриминатора, причем измерители активного тока всех машин включены по дифференциальной схеме, так что $КЧ$ реагирует не на значение активного тока, а на отклонение активного тока данного генератора от усредненного для всех генераторов значения. Сигналы от обоих датчиков складываются в магнитном усилителе ($МУ$) и интегрируются конденсаторным исполнительным двигателем ($ИД$), который через редуктор и кулачок действует на пружину золотника.

Пружина настройки служит для настройки блока на номинальную скорость вращения.

Генераторы снабжены регуляторами возбуждения $БРН_1$ и $БРН_2$, в которых применен измеритель напряжения $БИН$ — мост с нелинейными элементами в двух противоположных плечах. Для равномерного распределения реактивной мощности блоки снабжены измерителями реактивного тока $БИРМ$, включенными и работающими аналогично измерителям активного тока $БИАМ$.

В схеме $БРН$ осуществлена внутренняя гибкая отрицательная обратная связь.

Качество электроэнергии и надежность системы можно улучшить введением обгонных муфт, передающих момент только от привода к генератору

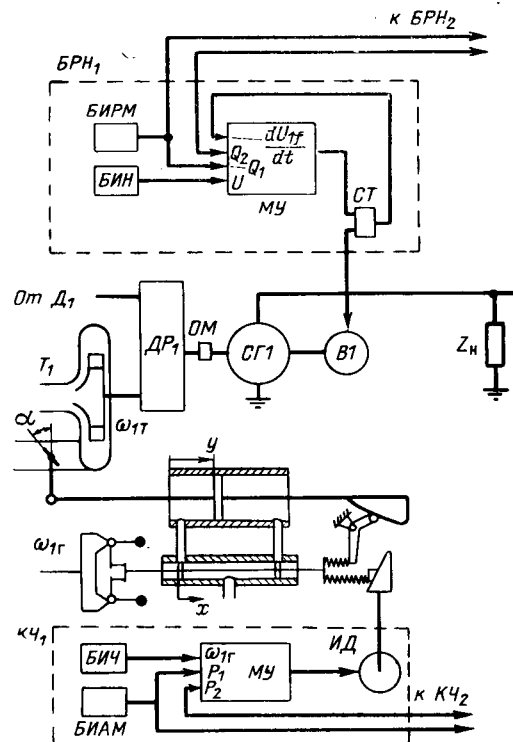


Рис. 1. Структурная схема первого агрегата электросистемы.

[Л. 2 и 3]. При уменьшении скорости вращения привода обгонная муфта не дает генератору возможности выпасть из синхронизма или перейти в двигательный режим. Генератор перейдет в режим синхронного компенсатора. Полезность обгонных муфт подтверждается расчетами для аналогичных систем с приводами, имеющими жесткие механические характеристики. В этих системах обгонные муфты в некоторых случаях облегчают режим синхронизации и позволяют сохранить работоспособность системы при некоторых неисправностях. Для ППС с нежесткими механическими характеристиками, к которым относится рассматриваемый нами привод, обгонные муфты имеют меньшее значение.

Динамика системы. Так как система состоит из двух одинаковых агрегатов, то многие уравнения записываются одинаково для первого и для второго агрегата, изменяются лишь индексы при переменных. Исключение составляют шесть уравнений, относящихся к обоим агрегатам: уравнения первого закона Кирхгофа, уравнения нагрузки, уравнения для напряжения и для угла между роторами машин. Из симметричных уравнений в статье приведены лишь уравнения, относящиеся к первому агрегату, однако нумерация включает все окончательные уравнения системы.

Уравнения синхронных генераторов и нагрузки. Для описания процессов в синхронных генераторах применен метод мгновенных значений [Л. 4 и 5]. Уравнения каждой машины записаны в системе координат, жестко связанной с ее ротором, уравнения нагрузки — в координатах первой машины. Считаем, что генераторы, как и агрегаты в целом, идентичны; влияние отклонений параметров от номинальных в данной статье не рассматривается.

При этих допущениях

$$\psi_{1d} = \psi_{1p} - L_{cs} i_{1d}; \quad (1)$$

$$\psi_{1q} = -L_q i_{1q} + M_h i_{1h}; \quad (2)$$

$$\psi_{1f} = L_{fs} i_{1f} + \frac{1}{k_f} \psi_{1p}; \quad (3)$$

$$\psi_{1h} = L_h i_{1h} - \frac{3}{2} M_h i_{1q}; \quad (4)$$

$$\psi_{1g} = L_{gs} i_{1g} + \frac{1}{k_g} \psi_{1p}; \quad (5)$$

$$\psi_{1p} = f_r \left[L_{ad} \left(\frac{2}{3} \frac{1}{k_f} i_{1f} - i_{1d} + \frac{2}{3} \frac{1}{k_g} i_{1g} \right) \right]; \quad (6)$$

$$u_d = -r_c i_{1d} + \frac{d\psi_{1d}}{dt} - p\omega_{1r} \psi_{1q}; \quad (7)$$

$$u_q = -r_c i_{1q} + \frac{d\psi_{1q}}{dt} + p\omega_{1r} \psi_{1d}; \quad (8)$$

$$u_{1f} = r_f i_{1f} + \frac{d\psi_{1f}}{dt}; \quad (9)$$

$$0 = r_h i_{1h} + \frac{d\psi_{1h}}{dt}; \quad (10)$$

$$0 = r_g i_{1g} + \frac{d\psi_{1g}}{dt}; \quad (11)$$

$$M_{1\psi} = \frac{3}{2} p [\psi_{1p} i_{1q} + (L_q - L_{cs}) i_{1d} i_{1q} - M_h i_{1h} i_{1d}]; \quad (12)$$

$$i_{1d} + i_{2d} \cos \theta + i_{2q} \sin \theta - i_{ad} = 0; \quad (25)$$

$$i_{1q} - i_{2d} \sin \theta + i_{2q} \cos \theta - i_{aq} = 0; \quad (26)$$

$$u_d = r_a i_{ad} - x_h i_{qn}; \quad (27)$$

$$u_q = r_a i_{qn} + x_h i_{ad}; \quad (28)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = p (\omega_{1r} - \omega_{2r}). \quad (29)$$

Уравнения (13)—(24), аналогичные уравнениям (1)—(12), описывают процессы во втором генераторе.

Уравнения регуляторов возбуждения. В схеме регулятора применен двухкаскадный магнитный усилитель, нагруженный на обмотку возбуждения возбудителя и охваченный гибкой отрицательной обратной связью. Регулятор описывается следующими уравнениями:

$$T_{my} \frac{dF_1}{dt} + F_1 = k_u (U_0 - U) - \frac{k_Q}{U} (Q_1 - Q_2) - T_{ct} \frac{du_{1f}}{dt}; \quad (30)$$

$$T_b \frac{du_{1f}}{dt} + u_{1f} = f_b (F_1), \quad (31)$$

где F_1 — суммарная н. с. управляющих обмоток магнитного усилителя; u_f — напряжение возбуждения генератора; T_{my} , T_b , T_{ct} — постоянные времени магнитного усилителя, возбудителя и дифференцирующего трансформатора; f_b — статическая характеристика магнитного усилителя; k_u , k_Q — коэффициенты усиления регулятора по каналам стабилизации напряжения и распределения реактивной мощности. Реактивная мощность генератора

$$Q_1 = \frac{3}{2} (u_q i_{1d} - u_d i_{1q}). \quad (32)$$

Для второго агрегата также можно записать уравнения (33)—(35), аналогичные (30)—(32).

Действующее напряжение (линейное)

$$U = \sqrt{\frac{3}{2} (u_d^2 + u_q^2)}. \quad (36)$$

Уравнения регуляторов скорости и корректоров частоты. Уравнение баланса сил на плунжере золотника:

$$x_1 = k_x \left(\frac{\omega_{1r}}{\omega_0} \right)^2 + k_\beta \beta_1 + k_\zeta \zeta_1 - F_x, \quad (37)$$

где x_1 — смещение золотника от нейтрального положения; β_1 — смещение конца рычага жесткой обратной связи; ζ_1 — смещение кулачка корректора частоты; F_x — пропорционально начальной затяжке пружины настройки.

Смещение конца рычага жесткой обратной связи β_1 определяется профилем кулачка на штоке и соотношением плеч рычага:

$$\beta_1 = k_1 - \sqrt{k_1^2 - (a_1 - k_2)^2}. \quad (38)$$

Корректор частоты считаем чисто интегрирующим звеном вследствие малости постоянных времени его магнитных усилителей:

$$\frac{d\zeta_1}{dt} = k_\omega (\omega_{1r} - \omega_0) + \frac{k_p}{U} (P_1 - P_2). \quad (39)$$

Активная мощность генератора

$$P_1 = \frac{3}{2} (u_d i_{1d} + u_q i_{1q}). \quad (40)$$

Здесь α — угол открытия дроссельной заслонки; $k_x, k_p, k_c, k_1, k_2, k_p, k_\omega$ — коэффициенты, определяемые профилем кулачка на штоке, соотношением плеч рычага и конструкцией КЧ.

Аналогичные уравнения (41) — (44) можно записать для второго агрегата.

Уравнение баланса сил на штоке гидроцилиндра

$$S\Delta p_1 = k_3(\alpha_{\max} - \alpha_1) \alpha_1^4 (p_{\text{вх}} - p_{12}) + F_\alpha, \quad (45)$$

где S — площадь поршня; Δp_1 — перепад давлений слева и справа от поршня; F_α — момент пружины заслонки, приведенный к штоку; k_3 — известная величина.

Первый член в правой части уравнения (45) представляет собой приведенный к штоку момент, возникающий на заслонке от взаимодействия с потоком воздуха. Действительно, между кромкой заслонки и стенкой трубы возникает участок с повышенной скоростью, и следовательно, с пониженным давлением. Это понижение давления притягивает кромки заслонки к трубе, создавая момент, закрывающий заслонку [Л. 6].

Зависимость скорости движения поршня от усилия на штоке и смещения золотника довольно сложна, так как золотник выполнен с круглыми окнами и с отрицательным перекрытием. Эту скорость можно найти из следующей системы уравнений:

$$\begin{aligned} f(m - x_1) \sqrt{p_0 - p_{1n}} &= (f(n + x_1) + g_{\text{ж}}) \times \\ &\times \sqrt{p_{1n}} + S \frac{dy_1}{dt}; \end{aligned} \quad (I)$$

$$\begin{aligned} f(m + x_1) \sqrt{p_0 - p_{1n}} &= (f(n - x_1) + g_{\text{ж}}) \times \\ &\times \sqrt{p_{1n}} - S \frac{dy_1}{dt}; \end{aligned} \quad (II)$$

$$p_{1n} - p_{1\pi} = \Delta p_1; \quad (III)$$

$$\alpha_1 = k_\alpha y_1. \quad (IV)$$

Уравнения (I) и (II) являются уравнениями баланса расхода масла для левой и правой полостей гидроцилиндра при обычном допущении, что квадрат скорости масла в узком сечении сопротивления или жиклера пропорционален перепаду давлений на нем. В этих уравнениях m и n — открытия окон при $x_1 = 0$, $p_{1\pi}$ и p_{1n} — давления масла слева и справа от поршня; y_1 — смещение поршня от крайнего положения; p_0 — давление масла на входе в золотник; $g_{\text{ж}}$ — проводимость жиклеров, пропускающих масло из цилиндра на слив; $f(x)$ — функция проводимости, пропорциональная открытой части окна золотника. Эта зависимость на начальном участке хорошо аппроксимируется полукубичной параболой (т. е. степенной функцией с показателем степени $\frac{3}{2}$).

Аналитическое решение системы (I) — (IV) относительно $\frac{dy_1}{dt}$ затруднительно. При численном решении

выяснилось, что во всем рабочем диапазоне скорость поршня практически линейно зависит от усилия на штоке и смещения золотника. Поэтому урав-

нение движения заслонки можно записать в следующем виде:

$$\frac{d\alpha_1}{dt} = -k_4 \Delta p_1 - k_5 x_1, \quad (46)$$

где k_4 и k_5 — коэффициенты пропорциональности, определяемые при аппроксимации решений системы уравнений (I) — (IV).

Аналогичные уравнения (47) и (48) можно записать и для второго агрегата.

Уравнения движения генератора и привода. При отсутствии обгонных муфт и постоянной в течение одного расчета скорости двигателя

$$\omega_{1r} = \omega_{1\pi} + \omega_{1d}; \quad (V)$$

$$\frac{d\omega_{1r}}{dt} = \frac{d\omega_{1\pi}}{dt} = \frac{M_{1\pi} - M_{1\phi} - M_0}{J_\pi + J_r}, \quad (VI)$$

где $\omega_{1\pi}$ и ω_{1d} — скорости турбины и двигателя; $M_{1\pi}$ — крутящий момент турбины; J_π и J_r — моменты инерции привода и генератора; M_0 — постоянный момент потерь в генераторе. Все величины здесь и далее приведены к валу генератора [Л. 1].

Для того чтобы учесть влияние обгонной муфты и ускорения двигателя, рассечем мысленно вал синхронного генератора и запишем уравнения движения отдельно для каждой половины системы, заменяя отброшенную часть ее реакцией — моментом на валу $M_{1в}$,

$$\frac{d\omega_{1\pi}}{dt} = \frac{1}{J_\pi} (M_{1\pi} - M_{1в}); \quad (49)$$

$$\frac{d\omega_{1r}}{dt} = \frac{1}{J_r} (M_{1в} - M_{1\phi} - M_0). \quad (50)$$

Продифференцировав (V) и подставив в него (49) и (50), после преобразований получим:

$$M_{1в} = \frac{J_r J_\pi}{J_r + J_\pi} \left(\frac{M_{1\pi}}{J_\pi} + \frac{M_{1\phi} + M_0}{J_r} + \frac{d\omega_{1d}}{dt} \right). \quad (51)$$

При таком алгоритме расчета [уравнение (51), затем (49) и (50)] ускорение двигателя учитывается автоматически. Анализ влияния обгонных муфт приводит к двум легко реализуемым на машине условиям:

$$M_{1в} \geq 0; \quad (VII)$$

$$\omega_{1r} \geq \omega_{1\pi} + \omega_{1d}, \quad (VIII)$$

причем хотя бы в одном из них имеет место равенство.

Это означает, что если при расчете по (51) получилось $M_{1в} < 0$ или при проверке условия (V) оказалось, что $\omega_{1d} + \omega_{1\pi}$, то в уравнениях (49) и (50) подставляется $M_{1в} = 0$.

Следует отметить, что вследствие погрешностей вычислений условия (V) или (VIII) при описанном алгоритме расчета могут нарушаться. То же самое произойдет, если задать переменную скорость двигателя как функцию времени. Для сохранения условий (V) или (VIII) следует принять специальные меры при программировании.

Уравнения (52) — (54) аналогичны уравнениям (49) — (51).

Уравнения турбины и дроссельной заслонки. Уравнения турбины составлены в соответствии с [Л. 7] и экспериментальными данными, получен-

ными при исследовании привода. Мощность турбины

$$N_1 = L_{1ад} G_{1T} \eta_{1T}, \quad (IX)$$

где $L_{1ад}$ — адиабатическая работа расширения одного килограмма воздуха; G_{1T} — весовой расход воздуха; η_{1T} — эффективный к. п. д. турбины.

Адиабатическая работа

$$L_{1ад} = \frac{k}{k-1} R T_1 \left(1 - \left(\frac{p_{вх}}{p_{1z}} \right)^{\frac{k-1}{k}} \right) = 102,5 T_1 \left(1 - \left(\frac{p_{вх}}{p_{1z}} \right)^{0,286} \right), \quad (X)$$

где $k=1,4$ — показатель адиабаты; $R=29,27$ — газовая постоянная; T_1 — абсолютная температура на входе в турбину; p_{1z} — давление воздуха на входе в турбину; $p_{вх}$ — выходное давление.

Эффективный к. п. д. турбины зависит от отношения окружной скорости колеса (u_1) к адиабатической скорости истечения воздуха ($c_{1ад}$). Для активной турбины, примененной в приводе, скорость истечения

$$c_{1ад} = \sqrt{2g L_{1ад}}. \quad (XI)$$

Окружная скорость

$$u_1 = \omega_{1T} r, \quad (XII)$$

где ω_{1T} — угловая скорость колеса турбины (не приведенная к генератору); r — радиус лопаточной части колеса.

Коэффициент полезного действия в общем виде [Л. 7]

$$\eta_{1T} = k_6 \left(k_7 - \frac{u_1}{c_{1ад}} \right) \frac{u_1}{c_{1ад}}, \quad (XIII)$$

где k_6 и k_7 зависят от конструктивных особенностей турбины и определены из экспериментальной кривой.

Расход воздуха через турбину в зависимости от параметров воздуха на входе в турбину и скорости вращения задан экспериментальными графиками, аналогичными кривым в [Л. 7].

Но параметры воздуха на входе в турбину сами зависят от скорости вращения турбины, положения дроссельной заслонки и параметров воздуха перед ней.

Расход воздуха через дроссельную заслонку может быть определен по уравнениям [Л. 8] с учетом поправки на сжимаемость.

После преобразований

$$G_{1д} = k_9 \frac{p_{вх}}{\sqrt{T_1}} \sqrt{\frac{1}{\xi} \left(\frac{p_{1z}}{p_{вх}} \right)^{1,43} \left(1 - \left(\frac{p_{1z}}{p_{вх}} \right)^{0,286} \right)}, \quad (XIV)$$

где ξ — коэффициент сопротивления дросселя; $G_{1д}$ — секундный весовой расход воздуха через дроссель; $p_{вх}$ — давление на входе в агрегат (перед заслонкой); k_9 — известный коэффициент, определяемый конструкцией дроссельной заслонки.

Учитывая, что $G_{1T} = G_{1д}$, можно принять следующий порядок построения характеристик турбины. Строим в осях $p_z - G$ семейство кривых, определяемых уравнением (XIV) с параметром α при нескольких значениях $p_{вх}$, и семейство кривых, определяющих расход воздуха через турбину с параметром ω_r при нескольких значениях выходных давле-

ний. Точки пересечения определяют значения G и p_z при различных значениях $p_{вх}$, α , ω_r , $p_{вх}$. Аппроксимируя полученные кривые аналитическими зависимостями, после преобразований получаем:

$$M_{1и} = \left(p_{1z} - \frac{a_1^2}{k_{10}(p_{1z} - a_1) + a_1} \right) \left(k_{11} \frac{p_{1z} - k_{12} p_{вх}}{p_{1z} - k_{13} p_{вх}} - k_{14} \frac{\omega_{1п}}{\sqrt{T_1}} \right); \quad (55)$$

$$p_{1z} = p_{вх} + \lambda_1 (p_{вх} - p_{вх}), \quad (56)$$

где a_1 и λ_1 — вспомогательные переменные, определяемые следующими выражениями:

$$a_1 = p_{вх} \left(1 - k_9 \frac{\omega_{1п}^2}{T_1} \right); \quad (57)$$

$$\lambda_1 = \frac{k_{15}(\alpha_1 - k_{16})}{k_{17} + |\alpha_1 - k_{16}|} + k_{18}, \quad (58)$$

$k_9 - k_{18}$ — известные коэффициенты, входящие в аппроксимирующие выражения.

Аналогичные уравнения (59) — (62) описывают работу второго привода.

В результате получим систему из 62 уравнений с шестьюдесятью двумя неизвестными функциями времени.

Программирование. Решение системы дифференциальных уравнений производилось на ЦВМ «Урал-2». Для решения была применена одна из разновидностей метода Рунге—Кутты. Кроме основной программы решения системы дифференциальных уравнений были составлены вспомогательные программы для расчета установившегося режима и для накопления результатов интегрирования, которые выводятся на печать сразу большим массивом. Включение вспомогательных программ, а также блока учета обгонных муфт производится включением соответствующих ключей на пульте управления машины. Расчеты велись с постоянным шагом 0,001 или 0,002 сек. В зависимости от шага и времени интегрирования расчет одного варианта длился от одного до трех часов.

Описанная программа предназначена в основном для исследования агрегатов с идентичными параметрами. Неидентичность некоторых параметров может быть учтена посредством введения в память машины дополнительных участков программы. Вспомогательная программа расчета установившегося режима пригодна только для симметричных режимов.

Некоторые результаты исследования. С помощью рассмотренной программы были рассчитаны некоторые варианты переходных процессов в системе. Для двух вариантов было произведено сравнение расчет-

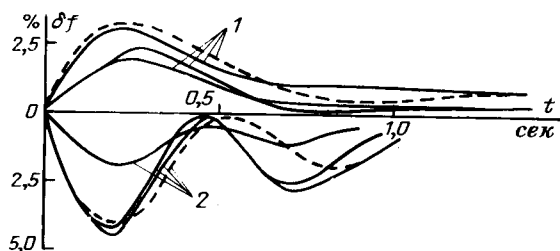


Рис. 2. Кривые изменения частоты при коммутации нагрузки. 1 — сброс нагрузки; 2 — наброс нагрузки.

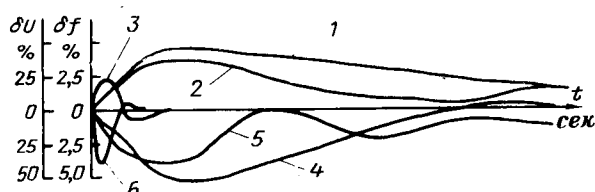


Рис. 3. Процессы при коммутации нагрузки.

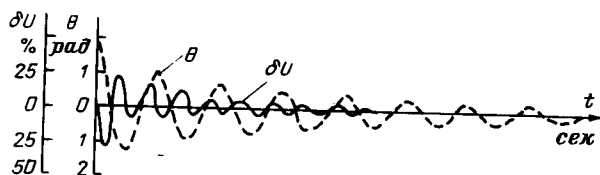


Рис. 4. Процессы при синхронизации.

ных кривых изменения частоты с осциллограммами, полученными при испытаниях реальной системы. Сплошные кривые на рис. 2 воспроизводят осциллограммы, полученные на трех различных образцах системы, а пунктирные построены по результатам расчетов. Совпадение результатов расчета с экспериментом дает основание считать, что в математическом описании турбины и регулятора скорости нет грубых ошибок. Аналогичное сравнение было произведено и для кривых изменения напряжения.

Расчеты показали, что работоспособность системы обеспечивается на всех режимах (сюда не относятся аварии).

При коммутациях нагрузки возникают большие кратковременные броски напряжения и сравнительно длительные процессы в контуре стабилизации частоты. При симметричных коммутациях (т. е. при таких коммутациях, когда процессы в обоих агрегатах одинаковы) переходный процесс по напряжению не зависит от изменения частоты и быстро затухает (рис. 3, кривые 3 и 6). Характер кривой изменения частоты зависит от нагрузки, что объясняется нелинейностью характеристик турбины. На холостом ходу (рис. 3, кривые 1 и 2) процесс по частоте близок к аperiodическому, тогда как под нагрузкой (рис. 3, кривые 4 и 5) он имеет явно выраженный колебательный характер.

Режим работы объекта меньше влияет на характер переходного процесса. На рис. 3 приведены кривые изменения частоты при минимальных (кривые 1 и 4) и при максимальных (кривые 2 и 5) оборотах первичного двигателя.

Из несимметричных эксплуатационных режимов интересно включение генераторов на параллельную работу при равенстве скоростей и ненулевом угле между роторами (рис. 4). При таком включении возникают длительные качания роторов машин. Процессы в контуре стабилизации напряжения уже нельзя считать независимыми от механических процессов.

Во всех рассмотренных выше случаях обгонные муфты практически не влияли на процессы в систе-

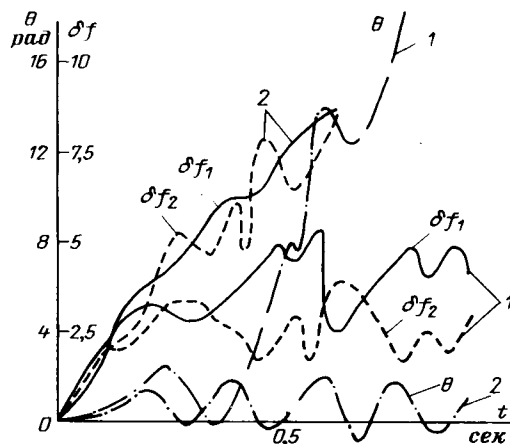


Рис. 5. Процессы при сбросе нагрузки и заклиненной заслонке первого РС.

ме, так как моменты на валах генераторов оставались положительными. Кроме эксплуатационных режимов были исследованы некоторые аварийные, т. е. обрывы некоторых цепей управления и поломки механизмов. Из этих расчетов интересно отметить процесс при сбросе нагрузки до нуля с заклиненной дроссельной заслонкой. При этом, если на генераторах нет обгонных муфт, система выходит из синхронизма (рис. 5, кривые 1). Генератор с исправным приводом временно переходит в двигательный режим и подтормаживает другой генератор. Снабженная обгонными муфтами система остается в синхронизме (рис. 5, кривые 2), но подтормаживание одного генератора другим уже невозможно и скорости увеличиваются (через 0,3 сек после коммутации — 5%, через 0,6 сек — 8%). Таким образом, предположение о полезности обгонных муфт в системах с мягкими механическими характеристиками приводов расчетами не подтверждается.

Литература

1. Руденко Н. Ф., Планетарные передачи, Машгиз, 1947.
2. Страхов С. В., Трубаев В. Т. и Урдин В. И., Применение ЦВМ для исследования динамики автоматически регулируемых по частоте и напряжению многомашинных автономных энергосистем, сб. «Применение вычислительной техники в электроэнергетике», Изд. Московского дома научно-технической пропаганды им. Ф. Э. Дзержинского, 1970.
3. Страхов С. В., Трубаев В. Т. и Эпштейн Г. Л., Динамика системы электроснабжения самолетов на переменном токе с гидромеханическим приводом постоянной скорости, Труды МИИТ, вып. 324, изд-во «Транспорт», 1969.
4. Страхов С. В., Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока, Госэнергоиздат, 1960.
5. Важнов А. И., Основы теории переходных процессов синхронной машины, Госэнергоиздат, 1960.
6. Вюнш Гвидо, Регуляторы количества и давления, Госэнергоиздат, 1932.
7. Стечкин Б. С. и др., Теория реактивных двигателей, Лопаточные машины, Оборонгиз, 1956.
8. Идельчик И. Е., Справочник по гидравлическим сопротивлениям, Госэнергоиздат, 1960.

[25.9.1969]



Компенсация внутренней обратной связи двигателя постоянного тока в системах электропривода с подчиненным регулированием

Доц. В. П. БЫЧКОВ и инж. К. М. ВЕГА

Московский энергетический институт

В существующих системах управления электроприводами с подчиненным регулированием при расчете передаточной функции регулятора тока пренебрегают влиянием внутренней обратной связи по э. д. с. двигателя. Система управления без учета этой внутренней обратной связи двигателя проще поддается расчету и, что весьма важно, она, оптимизированная при воздействии со стороны управления, остается оптимизированной также и при воздействии со стороны нагрузки.

В системе же, в которой влиянием внутренней обратной связи пренебречь нельзя, получение оптимальных переходных процессов как при воздействии со стороны управления, так и при воздействии со стороны нагрузки связано со значительными трудностями.

На рис. 1 изображена блок-схема системы Г—Д с подчиненным регулированием. В этой системе приняты следующие обозначения:

$$F_{p.c} = \frac{T_m K_r}{8 T_n K_c}; F_{p.r} = \frac{(1 + T_n p) K_n}{4 T_n p} \frac{K_n}{K_r}; F_{p.n} = \frac{(1 + T_n p)}{2 T_n p} \frac{1}{K_n K_r K_n}$$

— передаточные функции соответственно регулятора скорости, регулятора тока и регулятора напряжения; K_c ; K_r ; K_n — коэффициенты обратных связей по скорости, току и напряжению; $F_n = \frac{K_n}{1 + T_n p}$; $F_r = \frac{K_r}{1 + T_r p}$ — передаточные функции вентильного преобразователя и генератора; T_n ; T_m — электромагнитная и электроме- ханическая постоянные времени [Л.1].

В данном случае передаточная функция регулятора тока выбрана без учета влияния внутренней обратной связи двигателя. Если это влияние несущественно, то переходные процессы как при воздействии со стороны управления, так и при воздействии со стороны нагрузки близки к оптимальным. В противном случае переходные процессы сильно отличаются от оптимальных.

На рис. 2,а изображены графики скорости и тока при воздействии на систему электропривода со

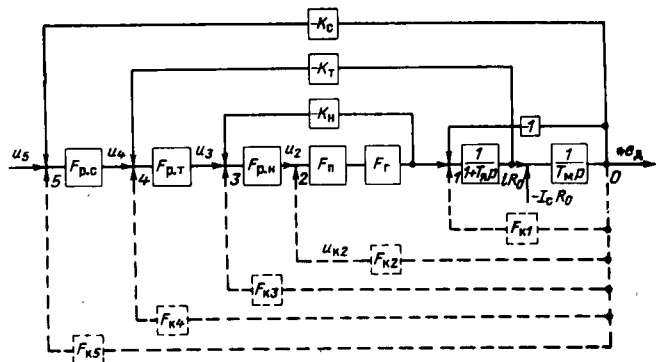


Рис. 1. Блок-схема системы Г—Д с подчиненным регулированием и различными вариантами компенсации влияния противо- э. д. с. двигателя.

стороны управления, на рис. 2,б — то же, но при воздействии со стороны нагрузки. Пунктирные кривые соответствуют случаю полного отсутствия влияния внутренней обратной связи (процессы оптимальные), сплошные кривые — случаю наличия этого влияния. Как следует из анализа указанных графиков, внутренняя обратная связь увеличивает колебательность переходного процесса, вызывая при этом замедление в изменении скорости вращения двигателя.

Степень влияния внутренней обратной связи двигателя на характер переходных процессов зависит от соотношения постоянных времени $\frac{T_m}{T_n}$ и $\frac{T_m}{T_n}$. Чем

меньше эти соотношения, тем сильнее сказывается неблагоприятное влияние внутренней обратной связи на характер переходных процессов. Вообще говоря, получить заданный оптимальный характер переходного процесса при воздействии со стороны управления можно и при очень малых значениях указанных соотношений, если применить регулятор тока с передаточной функцией

$$F_{p.r} = \frac{1 + T_n p + \frac{1}{T_m p}}{4 T_n p} \frac{K_n}{K_r} \quad (1)$$

или включить в цепь обратной связи по току системы УРВ—Д [Л. 2] дополнительное звено с передаточной функцией

$$W(p) = A \frac{1 + T_1 p}{1 + T_2 p}, \quad (2)$$

где

$$A = \frac{T_m - 2T_n}{T_m}; T_1 = \frac{T_n T_m - 2T_n^2}{T_m - 2T_n}; T_2 = T_n.$$

Однако указанные меры позволяют получить требуемый оптимальный характер переходного процесса при воздействии только со стороны управления и не обеспечивают улучшения характера переходного процесса при воздействии со стороны нагрузки.

Оптимальный характер переходных процессов при воздействии как со стороны управления, так и

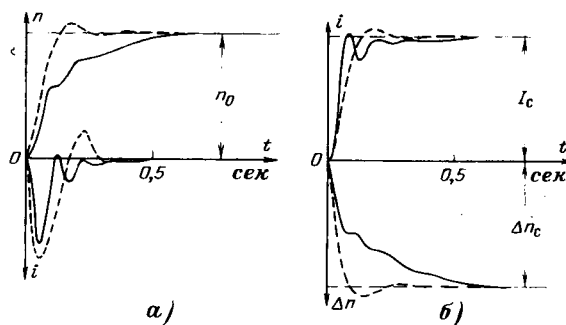


Рис. 2. Переходные процессы в системе Г—Д с подчиненным регулированием при $T_m=0,04$ сек, $T_n=0,02$ сек, $T_n=0,01$ сек. При воздействии со стороны управления (а) и со стороны нагрузки (б).

со стороны нагрузки будет получен, если скомпенсировать действие внутренней обратной связи двигателя на переходные процессы. Это можно осуществить введением в систему управления дополнительной компенсирующей обратной связи, действие которой на переходные процессы было бы одинаково и встречно действию внутренней обратной связи, т. е. компенсирующая обратная связь должна быть положительной.

В рассматриваемой системе (рис. 1) показаны пять вариантов включения обратных связей, компенсирующих влияние внутренней обратной связи двигателя. Вход компенсирующей обратной связи каждого варианта является общим со входом внутренней обратной связи (точка 0), а выходы их подключены к разным точкам (1, 2, 3, 4, 5) схемы.

В первом варианте выход компенсирующей обратной связи подключен к цепи якоря двигателя (точка 1). При этом компенсирующая обратная связь единичная и положительная:

$$F_{к1}=1, \quad (3)$$

так как внутренняя обратная связь, компенсируемая, единичная и отрицательная.

На рис. 3 дана физическая интерпретация такой единичной компенсирующей обратной связи, представляющей собой источник напряжения ИН, напряжение $U_{и.н}$ которого в любой момент времени равно и направлено встречно э. д. с. двигателя e_d . Для цепи якоря двигателя в этом случае справедливо равенство

$$e_r = iR_o + T_{я} p i R_o. \quad (4)$$

Такая компенсирующая обратная связь, примененная в системе Г—Д с подчиненным регулированием, превратила бы эту систему в эквивалентную систему без внутренней обратной связи, для которой получение оптимальных переходных процессов как при управляющем, так и при возмущающем воздействиях не вызывает затруднений. Однако применение компенсирующей обратной связи в таком виде технически нецелесообразно.

Во втором варианте выход компенсирующей обратной связи подключен к входу тиристорного возбудителя (точка 2 на рис. 1).

В этом случае справедливо такое равенство:

$$[(U_s - e_r K_n) F_{p.н} + e_d F_{к2}] F_{п} F_{г} - e_d = (1 + T_{я} p) i R_o, \quad (5)$$

где U_s — напряжение выхода регулятора тока;

$$e_r = (1 + T_{м} p + T_{я} T_{м} p^2) e_d.$$

Для эквивалентной системы без внутренней обратной связи действительно равенство

$$(U_s - e'_r K_n) F_{p.н} F_{п} F_{г} = (1 + T_{я} p) i R_o, \quad (6)$$

где $e'_r = T_{м} p (1 + T_{я} p) e_d$ — э. д. с. генератора эквивалентной системы.

Учитывая, что

$$e_r = e'_r + e_d,$$

перепишем (5) в следующем виде:

$$(U_s - e'_r K_n) F_{p.н} F_{п} F_{г} - e_d K_n F_{p.н} F_{п} F_{г} + e_d F_{к2} F_{п} F_{г} - e_d = (1 + T_{я} p) i R_o. \quad (7)$$

Сравнив между собой уравнения (5) и (7), заметим, что для исключения влияния внутренней обратной связи двигателя необходимо, чтобы

$$-K_n F_{p.н} F_{п} F_{г} + F_{к2} F_{п} F_{г} - 1 = 0,$$

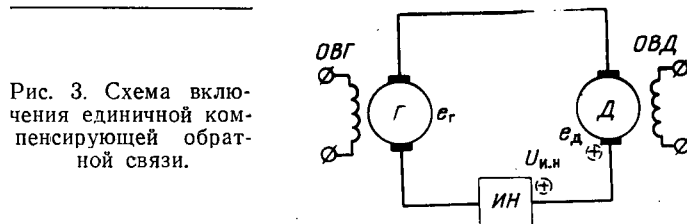


Рис. 3. Схема включения единичной компенсирующей обратной связи.

откуда

$$F_{к2} = \frac{1}{F_{п} F_{г}} + K_n F_{p.н}.$$

После соответствующих преобразований получим:

$$F_{к2} = \frac{(1 + T_{я} p) [2T_{п} p (T_{п} p + 1) + 1]}{2T_{п} p} \frac{1}{K_n K_g}. \quad (8)$$

Характерным для второго варианта компенсации внутренней обратной связи двигателя является наличие в передаточной функции компенсирующей связи (8) интегральной составляющей. Это обстоятельство приводит к неограниченному росту напряжений на выходе компенсирующего звена и выходе регулятора напряжения.

На рис. 4 изображены осциллограммы переходных процессов в рассматриваемой системе Г—Д при наличии упрощенного второго варианта компенсации внутренней обратной связи. Эти осциллограммы свидетельствуют о том, что скорость (э. д. с.) и ток двигателя изменяются по заданным законам, а напряжение выхода корректирующего звена и напряжение выхода регулятора напряжения непрерывно увеличиваются. По указанной причине второй вариант компенсации также не может быть рекомендован для использования.

В третьем варианте выход компенсирующей обратной связи подключен ко входу регулятора напряжения (точка 3 на рис. 1). Этому случаю соответствует следующее равенство:

$$(U_s + e_d F_{к3}) F_{п} - e_d = (1 + T_{я} p) i R_o, \quad (9)$$

где $F_{п} = \frac{1}{[2T_{п} p (T_{п} p + 1) + 1] K_n}$ — передаточная функция замкнутого контура напряжения.

Для полной компенсации внутренней обратной связи двигателя необходимо, чтобы

$$F_{к3} F_{п} - 1 = 0.$$

В этом случае передаточная функция компенсирующего звена будет равна

$$F_{к3} = \frac{1}{F_{п}} = K_n [2T_{п} p (T_{п} p + 1) + 1]. \quad (10)$$

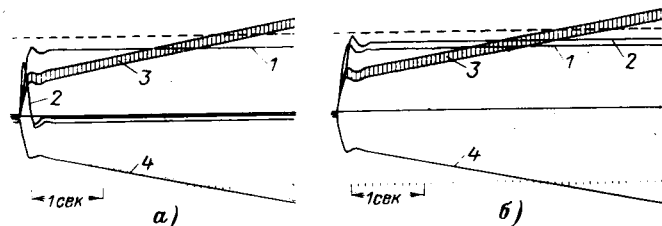


Рис. 4. Переходные процессы при компенсации влияния противо-э. д. с. двигателя $F_{к2}$.

а — при воздействии со стороны управления; б — при воздействии со стороны нагрузки; 1 — графики $n(t)$; 2 — $i(t)$; 3 — $u_2(t)$; 4 — $u_{к2}(t)$; u_2 — напряжение выхода регулятора напряжения; $u_{к2}$ — напряжение выхода компенсирующего звена.

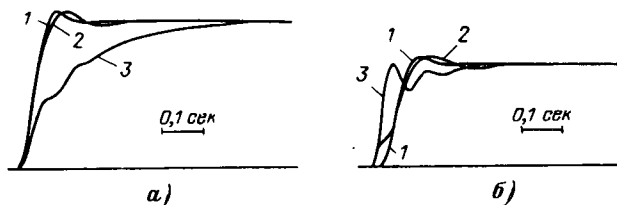


Рис. 5. Переходные процессы при различной степени компенсации влияния противо-э. д. с. двигателя при $T_m=0,025$ сек, $T_a=0,04$ сек, $T_n=0,01$ сек.

а — графики скорости $n(t)$ при воздействии со стороны управления; б — графики тока $i(t)$ при воздействии со стороны нагрузки; 1 — при полной компенсации влияния противо-э. д. с. двигателя; 2 — при компенсации $F_{к3}$; 3 — без компенсации.

Точная реализация передаточной функции (10), обеспечивающая полную компенсацию влияния внутренней обратной связи, затруднительна, поэтому возникает необходимость в упрощении этого выражения. Указанное упрощение должно быть выполнено так, чтобы получить легко реализуемую передаточную функцию компенсирующего звена и одновременно иметь несущественное отличие действительного переходного процесса от оптимального (заданного).

Целесообразное упрощение (10) сводится к пренебрежению малой постоянной времени T_n и замене идеального дифференцирующего звена реальным:

$$F_{к3} \approx K_n \left(1 + \frac{2T_{np}}{1 + T_p} \right). \quad (11)$$

На рис. 5 изображены графики переходных процессов в системе электропривода при воздействии со стороны нагрузки, полученные на АВМ при следующих данных: $T_r=2,5$ сек, $T_a=0,04$ сек, $T_m=0,025$ сек, $T_n=0,01$ сек, $T=0,01$ сек.

Кривые 2 (рис. 5), построенные при наличии компенсирующей обратной связи с упрощенной передаточной функцией (11), в сравнении с кривыми 1 и 3 показывают, что принятое упрощение передаточной функции значительно улучшает характер переходного процесса, приближая его к оптимальному как при воздействии со стороны управления, так и при воздействии со стороны нагрузки.

В четвертом варианте выход компенсирующей обратной связи подключен к входу регулятора тока

(точка 4 на рис. 1). Для этого случая справедливо равенство

$$(U_4 + e_d F_{к4} - i R_0 K_T) F_{p.r} F_n - e_d = (1 + T_{яp}) i R_0, \quad (12)$$

где U_4 — напряжение выхода регулятора скорости.

Для полной компенсации внутренней обратной связи двигателя необходимо, чтобы

$$F_{к4} F_{p.r} F_n - 1 = 0.$$

Отсюда передаточная функция компенсирующего звена равна:

$$F_{к4} = \frac{1}{F_{p.r} F_n} = K_T \frac{4T_{np} [2T_{np} (T_{np} + 1) + 1]}{1 + T_{яp}}. \quad (13)$$

Наконец, для пятого варианта справедливо следующее равенство:

$$[(U_5 + F_{к5} e_d - e_d K_c) F_{p.c} - i R_0 K_T] F_{p.r} F_n - e_d = (1 + T_{яp}) i R_0, \quad (14)$$

где U_5 — напряжение входа системы.

При полной компенсации внутренней обратной связи по э. д. с. двигателя должно быть выполнено условие

$$F_{к5} F_{p.c} F_{p.r} F_n - 1 = 0,$$

откуда передаточная функция компенсирующего звена

$$F_{к5} = \frac{1}{F_{p.c} F_{p.r} F_n} = \frac{8T_{np}}{T_m} \frac{4T_{np} [2T_{np} (T_{np} + 1) + 1] K_c}{1 + T_{яp}}. \quad (15)$$

Передаточные функции компенсирующих звеньев в четвертом и пятом вариантах более сложны по сравнению с передаточной функцией в третьем варианте, поэтому из всех рассмотренных предпочтение следует отдать третьему варианту и использовать упрощенную передаточную функцию компенсирующего звена (11).

Литература

1. Чиликин М. Г. и др., Системы управления электроприводами постоянного тока с последовательной коррекцией, Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок, Изд. Государственного проектного института «Тяжпромэлектропроект», 1967, № 11.

2. Шевелев Н. В., Уточненный расчет контура тока в схеме регулятора скорости двигателя, Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок, Изд. ГПИ «Тяжпромэлектропроект», 1967, № 11. [26.3.1970]



Новые книги издательства «Энергия»

Арнополин А. Г., Шевченко Н. Ф. Взрывозащищенная пускорегулирующая аппаратура и аппаратура управления. 1970. 168 с. 51 к.

Быстродействующие электронные компенсационно-мостовые приборы. 1970. 136 с. 39 к.

Виноградов Н. В. Производство электрических машин. Учебное пособие для студентов высших учебных заведений. 1970. 288 с. 1 р. 53 к.

Добронравов О. Е. и др., Проектирование схем ЭЦВМ на туннельных диодах. 1970. 264 с. 87 к.

Взаимокомпенсация энергии электромагнитных полей многофазной нагрузки

В. С. ВЫСОЧАНСКИЙ

Москва

Энергия электромагнитных полей нагрузки каждый полупериод переменного напряжения частично производит работу, а частично возвращается в сеть (избыточная энергия).

В многофазных нагрузках переменного тока в любой момент времени ток в одних фазах увеличивается, а в других уменьшается. Поэтому возможно передавать избыточную электромагнитную энергию полей тех фаз, ток которых убывает, в те фазы, ток которых в это время увеличивается. Для того чтобы обмен электромагнитной энергией между фазами происходил без участия источника питания и каких-либо внешних накопителей энергии, следует непрерывную гальваническую связь между источником и нагрузкой заменить дискретной связью и энергию электромагнитных полей одних фаз нагрузки направлять непосредственно в другие фазы нагрузки. Для этого необходимо

нагрузку переменного тока подключать к сети с помощью управляемых вентилях, допускающих принудительную (произвольную по времени) коммутацию цепей нагрузки. Это позволит каждый полупериод переменного тока в каждой фазе нагрузки разделить на время потребления энергии и время «генерирования» энергии, накопленной электромагнитным полем нагрузки;

наложить дополнительные вентиля связи между фазами нагрузки таким образом, чтобы генерируемая коммутируемой фазой энергия, минуя цепь источника питания, направлялась в те фазы нагрузки, которые в это время потребляют энергию.

В результате будет осуществляться полная взаимокompенсация фаз — электромагнитная энергия полей нагрузки будет поочередно передаваться из одних ее фаз в другие. Поток энергии в сети станет однонаправленным — к нагрузке. Сеть и источник питания будут разгружены от циркуляции энергии магнитных полей нагрузки¹.

Для пояснения принципа построения систем с взаимокompенсацией электромагнитной энергии фаз рассмотрим ряд схем. Проанализируем работу многофазного мостового инвертора, в котором применены полностью управляемые идеальные вентили и диоды (рис. 1).

Пусть число фаз симметричной нагрузки инвертора равно трем и ток проводят вентили 1, 2 и 3. Первым должен быть заперт вентиль 1. Ток фазы А под действием энергии, запасенной ее магнитным полем, будет протекать через фазу С, вентиль 2 и диод 1'. Если на вентиль 4 подать отпирающий импульс, то он откроется сразу же, как только израсходуется энергия поля фазы А и ток i_A станет равным нулю. Далее ток i_A изменит свое направление. Через $\Delta t = T/6$ запирают вентиль 2. Энергия магнитного поля фазы С расходуется в фазах С и В, а ток фазы С протекает через диод 2' и вентиль 3. Когда

ток фазы С станет равным нулю, под действием отпирающего импульса и положительного анодного напряжения вступает в работу вентиль 5 и ток фазы С меняет направление. Работа других элементов схемы происходит аналогично.

На рис. 2 приведены кривые напряжения и токов трехфазного инвертора. Уравнения, описывающие эти кривые, сведены в табл. 1 приложения. При выводе уравнений предполагалось, что сопротивление открытых вентилях и диодов равно нулю, сопротивление закрытых вентилях и диодов бесконечно велико, сопротивление источника и время восстановления вентиляхной прочности вентилях равны нулю.

Как видно из кривых, в моменты коммутации вентилях ток сети на входе инвертора уменьшается на значение тока отключаемой фазы. Уменьшение тока тем больше, чем больше фазовый сдвиг между напряжением и током нагрузки φ_u . При нагрузке, $\cos \varphi$ которой при синусоидальном напряжении был бы равен 0,55, $\varphi_u = 60$ эл. град. В этом случае входной ток инвертора I в моменты запирающих вентилях уменьшается до нуля. Значению $\cos \varphi = 0,55$ соответствует такое соотношение частоты f , индуктивности L и активного сопротивления нагрузки r , при которых $f \frac{L}{r} = f\tau = 0,24$.

При $f\tau \leq 0,24$ вентиляхные свойства в характере проводимости цепи источника питания проявить себя не могут, поскольку ток постоянно протекает в одном направлении к нагрузке. При увеличении индуктивности нагрузки или частоты коммутации вентилях φ_u увеличивается. Если $\varphi_u > 60$ эл. град, то в моменты коммутации нарушаются гальванические связи в инверторе. Энергия, накопленная магнитным полем фазы, не успевает израсходоваться за шестую часть периода — время между коммутациями очередных вентилях. В результате этого возникают интервалы времени Δt_0 , когда все управляемые вентили, подключенные к одному полюсу источника, оказываются запертыми, а ток на входе

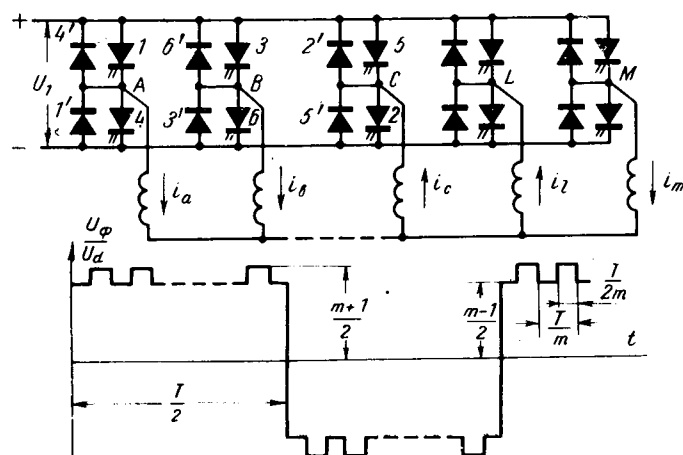


Рис. 1. Многофазный мостовой инвертор.

(1-6 — полностью управляемые вентили; 1'-6' — обратные диоды).

¹ Частичная взаимокompенсация фаз при активно-индуктивной нагрузке в трехфазном инверторе напряжения была установлена в [Л. 1].

инвертора стремится изменить направление. Поэтому при униполярной проводимости сети возникают перенапряжения, и избыточная энергия нагрузки разрушает вентили схемы.

Покажем, что перенапряжения, возникающие в инверторе при взаимокомпенсации фаз, не являются обязательным следствием непосредственной передачи электромагнитной энергии из фазы в фазу нагрузки [Л. 1—3].

Взаимокомпенсацию фаз при сколь угодно больших значениях $f\tau$ возможно осуществить изменением формы кривой выходного напряжения в функции параметров нагрузки и увеличением числа фаз преобразователя при неизменной форме его напряжения. При $f\tau > 0,24$ энергия, потребляемая нагрузкой от источника, накапливается в ней быстрее, чем расходуется. Поэтому к моменту очередной коммутации вентилей оказывается неизрасходованной избыточная энергия ранее скоммутированной фазы, и возникает необходимость возврата части избыточной энергии источнику питания.

Для исключения перенапряжений необходимо изменить режим работы вентилей преобразователя таким образом, чтобы исключить непрерывное накопление избыточной энергии. Режим работы преобразователя должен быть таким, чтобы интервалы времени, соответствующие рассеиванию и накоплению энергии в нагрузке, чередовались с интервалами времени, когда энергия в нагрузке только бы рассеивалась. Этого можно добиться, периодически отключая нагрузку от источника питания, наложив предварительно такие дополнительные гальванические связи между фазами нагрузки, которые обеспечили бы в момент отключения вентили сохранения значения и направления тока во всех ее фазах. Например, при $f\tau > 0,24$ в момент отключения вентилей 1 следует снова включить вентиль 6 (момент t_3 , рис. 3). Тогда все три фазы нагрузки будут собраны в узловую точку на минусовой шине. В результате избыточная электромагнитная энергия, накопившаяся в нагрузке за время $t_2 \div t_3$, будет израсходована в ней же за время $t_3 \div t_4$.

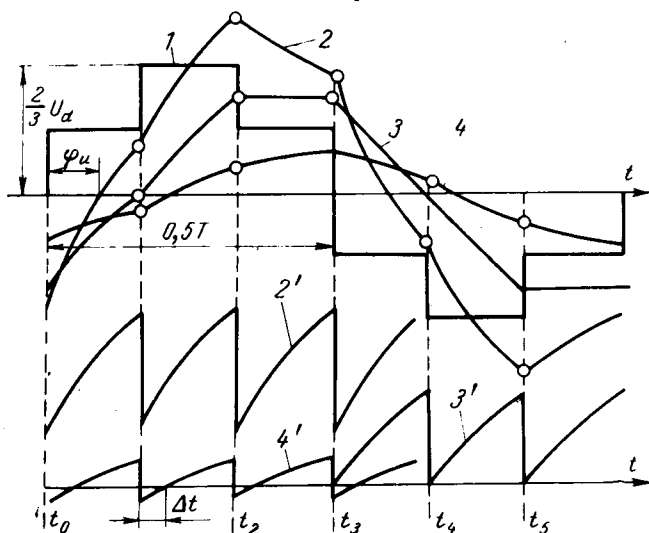


Рис. 2. Кривые токов и напряжения трехфазного мостового инвертора.

1 — напряжение фазы; 2(2') — ток фазы (ток источника) при $\cos \varphi = 0,75$; 3 (3') — ток фазы (ток источника) при $\cos \varphi = 0,55$; 4 (4') — ток фазы (ток источника) при $\cos \varphi = 0,2$.

Нагрузка будет готова к приему следующей порции энергии сразу, как только ток в ранее скоммутированной фазе (в данном случае в фазе B) станет равным нулю. В этот момент может быть открыт очередной вентиль (вентиль 3). В интервал времени $t_4 \div t_5$ снова начнется потребление энергии от источника. В момент t_5 должен быть закрыт вентиль 2 и вновь открыт вентиль 1 до момента t_6 , когда ток фазы A уменьшится до нуля; закроется вентиль 1 и будет открыт вентиль 4. Далее процесс будет происходить аналогично.

На рис. 3 приведена кривая фазного напряжения нагрузки и примерная форма тока, потребляемого от источника при работе инвертора на двигатель с низким $\cos \varphi$. При уменьшении значения $\cos \varphi$ интервалы времени потребления энергии Δt_{π} становятся меньше и при $\cos \varphi \rightarrow 0$ кривая фазного напряжения вырождается в серию импульсов бесконечно малой продолжительности. Характер кривой тока в нагрузке в интервалы времени Δt_0 определяется параметрами нагрузки. При работе инвертора на пассивную нагрузку в интервалы времени Δt_0 ток во всех фазах нагрузки снижается по экспоненте, поэтому уменьшение тока до нуля во всех фазах происходит одновременно. В этом случае инвертор все время работает в переходном режиме. Три-четыре включения очередных вентилей с интервалами времени Δt_{π} , вслед за чем нагрузка отключается от источника, а все ее фазы закорачиваются до тех пор, пока не рассеется энергия, запасенная магнитными полями нагрузки.

При работе инвертора на двигатель, благодаря его э. д. с., ток в каждой фазе двигателя в интервалы времени Δt_0 изменяется по синусоидальному закону. Двигатель в это время работает генератором в режиме короткого замыкания.

Реально для ненагруженного асинхронного двигателя $\cos \varphi = 0,2-0,3$. Поэтому фазовый сдвиг между 1-й гармоникой напряжения и E_{ϕ} близок к 180 эл. град и значения токов короткого замыкания, возникающих в моменты времени $t_1, t_3, t_5, \dots$ оказываются близкими к значениям предшествующего режима. Скорость изменения токов в фазах двигателя в интервалы времени Δt_0 будет зависеть от соотношения значения E_{ϕ} и напряжения на активно-индуктивном сопротивлении фазы двигателя ΔU . Если они равны, то скорость изменения токов фаз в моменты $t_1, t_3, t_5, \dots$ не меняется и характер фазных токов в интервалы времени Δt_{π} и Δt_0 остается одинаковым. Если $E_{\phi} > \Delta U$, то при закорачивании двигателя скорость изменения токов в его обмотках будет больше, в результате чего при одном и том же значении $f\tau$ продолжительность интервалов Δt_0 станет меньше.

Таким образом, при $m=3$ полная взаимокомпенсация фаз при $f\tau > 0,24$ осуществляется одновременно с изменением формы фазного напряжения.

Рассмотрим теперь возможность полной взаимокомпенсации фаз при любом конечном значении $f\tau > 0,24$, но уже при неизменной форме выходного напряжения преобразователя. Этот способ предполагает увеличение числа фаз преобразователя. Рассмотрим сначала условия взаимокомпенсации в мостовом инверторе в функции числа его фаз m , если последнее равно числу фаз нагрузки m (рис. 1).

При этом будем анализировать только симметричные системы, в которых угол сдвига между напряжениями смежных фаз одинаков и сопротивления нагрузки во всех фазах равны. Поскольку в этом случае при удвоении числа фаз нагрузки условия взаимокомпенсации не меняются, будем рассматривать только инверторы и нагрузку с нечетным числом фаз. С увеличением числа фаз, коммутируемых инвертором, условия обмена энергией магнитных полей существенно меняются. Начиная с $m=5$, при любой частоте переменного тока и любой индуктивности нагрузки в момент записывания очередного вентиля всегда образуется новая цепь для тока отключаемой фазы через диод, вентили и нагрузку других фаз. Правда, и в этих инверторах, начиная с некоторого критического значения $(f\tau)_{кр}$, являющегося функцией числа фаз, возникают интервалы времени, когда сумма мгновенных значений токов фаз, энергия которых генерируется в сеть постоянного тока, превышает сумму мгновенных значений токов фаз, потребляющих энергию от этой же сети. В этом случае и в этих многофазных инверторах при источнике питания с униполярной проводимостью возникают перенапряжения. Однако принципиально новым по сравнению со случаем $m_n=3$ является то обстоятельство, что перенапряжения при этом имеют конечные значения. Тенденция к появлению перенапряжений вообще возникает лишь в случае, если на шинах постоянного тока нет других потребителей энергии или если мощность, ими потребляемая, незначительна. Если же значение тока, потребляемого ими из сети, не меньше значения тока, генерируемого нагрузкой инвертора в сеть, то нарушения режима работы коммутируемой фазы не происходит независимо от характера проводимости источника. Генерируемая в сеть электромагнитная энергия одного потребителя будет скомпенсирована другими потребителями энергии.

Поскольку перенапряжения зависят от времени записывания вентиля и от собственной емкости вентиля и диодов, то точный расчет их значений является сложной задачей. Расчет же граничной зоны — критических значений $(f\tau)_{кр}$, за пределами которых возникают перенапряжения, может быть выполнен сравнительно просто, так как кривая напряжения $U_\phi(t, m)$ может быть заранее определена. Определение критических значений $(f\tau)_{кр}$ сводится к определению условий, при которых ток в цепи источника сохраняет свое направление (табл. 2 приложения).

Как показали исследования, значение $(f\tau)_{кр}$ меняется пропорционально изменению числа фаз инвертора. Поэтому граничные значения параметров нагрузки, при которых возможны перенапряжения, по мере увеличения числа фаз изменяются достаточно интенсивно: $(f\tau)_{кр} \approx 0,08 m$ при $m=2n+1$, где $n=1, 2, 3, \dots$

Характерно, что условия взаимокомпенсации энергии магнитных полей многофазной нагрузки зависят не только от числа ее фаз, но и в большой степени определяются всей схемой преобразователя. Например, в многофазном инверторе, собранном из однофазных, как показано на рис. 4, выходное напряжение независимо от числа фаз может иметь вид прямоугольных импульсов. Для создания напряже-

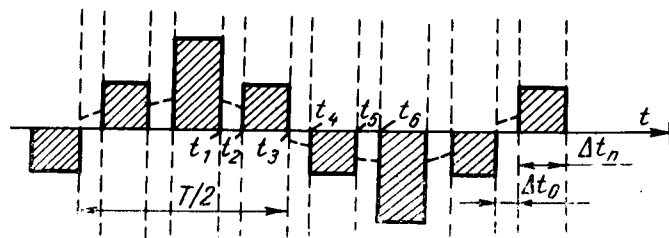


Рис. 3. Напряжение фазы А нагрузки и временная последовательность работы вентилях схемы рис. 1 при $f\tau > 0,24$.

ния такого вида управляемые вентили каждой фазы надо открывать попарно (1 и 2, 3 и 4), а запирают поочередно (сначала 1, потом 2; сначала 3, потом 4). Изменением времени работы вентилях (выбором оптимальной скважности в кривой фазного напряжения) можно добиться существенного улучшения условий взаимокомпенсации фаз нагрузки. Высокая степень взаимокомпенсации становится возможной уже при $m=2$ ($\cos \varphi_{кр} = 0,41$).

Поскольку в этом случае исследовались условия обмена энергии в системах, которые могут состоять и из различных однофазных потребителей электроэнергии с одинаковыми параметрами нагрузки, то при анализе было снято принятое ранее ограничение по симметрии фазных напряжений. Во всех случаях для этих инверторов был принят фазовый сдвиг не $\frac{2\pi}{m}$, а $\frac{\pi}{m}$, при котором условия взаимокомпенсации фаз наилучшие. Это позволило проанализировать условия взаимокомпенсации и при четном числе фаз. При нечетном же числе фаз условия их взаимокомпенсации при фазовом сдвиге $\frac{\pi}{m}$ такие же, как и при фазовом сдвиге $\frac{2\pi}{m}$. В этом случае $(f\tau)_{кр} \approx 0,16 m$, где $m=2, 3, 4, \dots$

Условия взаимокомпенсации фаз оказываются более благоприятными в инверторах, число фаз которых превосходит число фаз нагрузки. Форма кривой выходного напряжения этих инверторов оказывается тем более близкой к идеальной, чем больше кратность числа фаз инвертора m_n по отношению к числу фаз нагрузки m [Л. 4].

Выше были рассмотрены принципы построения преобразователей с управляемыми потоками электромагнитной энергии и методы борьбы с возможными в них перенапряжениями, целесообразные при

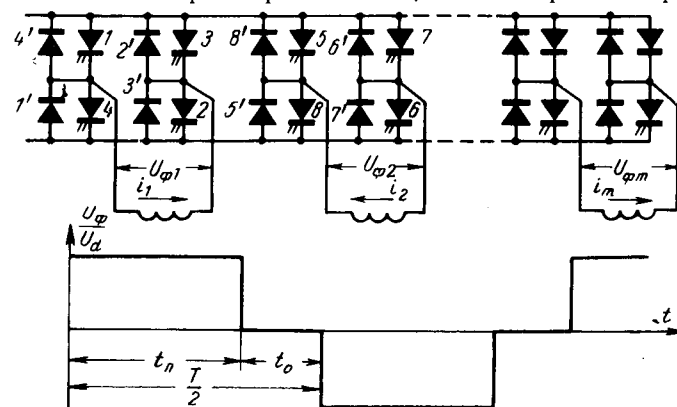


Рис. 4. Схема m -однофазных инверторов с общим источником питания.

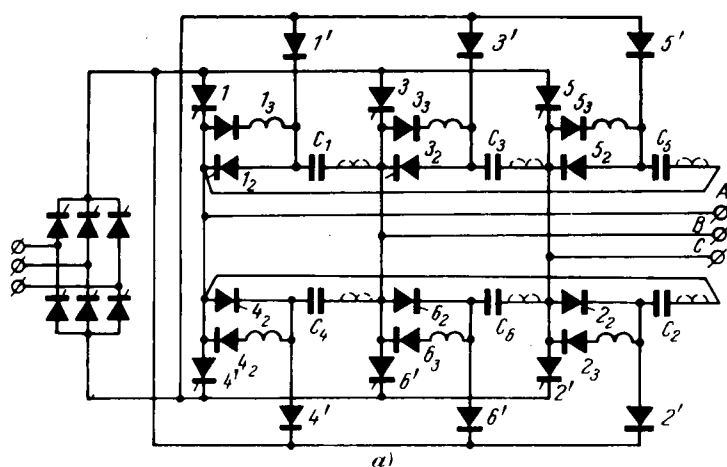


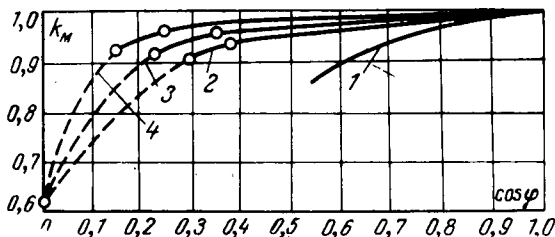
Рис. 5. Схема трехфазного инвертора на тиристорах.

1—6 — основные вентили; 1'—6' — обратные диоды; 1₂—6₂ — коммутационные тиристоры; C₁—C₆ — коммутационные конденсаторы; 1₃—6₃ — слаботочные диоды для заряда конденсаторов.

использовании диодов и полностью управляемых вентилей. Если же вместо последних использовать тиристоры, то борьба с перенапряжениями облегчается, так как для запираания тиристоров в схему включаются конденсаторы, что принципиально меняет характер гальванических связей, поскольку сохраняются эти связи между фазами и при $\cos \varphi < \cos \varphi_{кр}$.

Пусть, например, инвертор выполнен по схеме рис. 5. В связи с тем, что в этом инверторе отсутствует входная индуктивность, а конденсаторы, выбранные из условия обеспечения времени для восстановления вентильной прочности основных тиристоров, взаимодействуют с нагрузкой только во время коммутации, его выходное напряжение имеет вид ступенчатой периодической функции, т. е. напряжение и ток этого инвертора весьма близки к напряжению и току инвертора по схеме рис. 1.

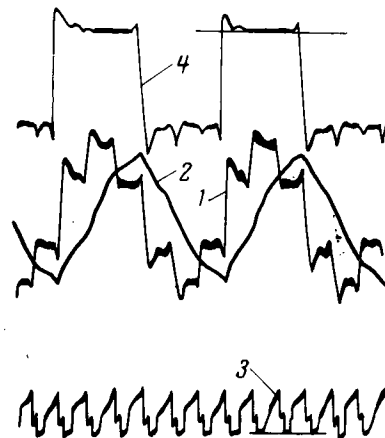
При нагрузке с $\cos \varphi < 0,55$ и источнике питания с односторонней проводимостью в интервалы времени, когда гальванические связи между фазами через тиристоры и диоды оказываются нарушенными, продолжают существовать связи через коммутационные конденсаторы. Например, после запираания тиристора 1 и перезаряда конденсатора C₁ ток фазы A замыкается через фазу C, тиристор 2 и диод 1'. В момент запираания тиристора 2 этот тракт для тока фазы A закрывается. Ток фазы A теперь частично замыкается через конденсатор C₂, а частично через диод 2', тиристор 3, конденсатор C₁ и тиристор 1₂. Напряжение на коммутационных конденсаторах C₁ и C₂ оказывается больше, чем напряжение источника питания. Ток на выходе инвертора становится равным нулю до тех пор, пока в нагрузке не израсходуется избыточная энергия фазы A. После перезаряда конденсатора током нагрузки, накопленная им энергия отдается в смежную фазу нагрузки в момент очередной коммутации ее вентилей. Так, энергия, накопленная конденсатором C₁, после запираания тиристора 1 передается в фазу B при запираании тиристора 3. Благодаря взаимокомпенсации фаз, коммутационные перенапряжения незначительны, несмотря на то, что емкость коммутационных конденсаторов во много раз меньше тех емкостей, которые потребовались бы для компенсации реактивной мощности каждой фазы нагрузки [при снятии осциллограммы (рис. 6) суммарная емкость коммутационных конденсаторов была примерно в 40 раз меньше суммарной емкости, требовавшейся бы для компенсации отстающего тока нагрузки].

Рис. 7. Зависимость коэффициента мощности источника постоянного тока от $\cos \varphi$ трехфазной нагрузки и числа фаз инвертора.

1 — $m_x=3$; 2 — $m_x=6$; 3 — $m_x=9$; 4 — $m_x=12$.

Рис. 6. Осциллограмма токов и напряжений инвертора при активно-индуктивной нагрузке с $\cos \varphi=0,1$ и емкости коммутационных конденсаторов, в 40 раз меньшей компенсирующей емкости.

1, (2) — напряжение (ток) фазы; 3 — ток на входе инвертора; 4 — напряжение на основном вентиле.



саторах C₁ и C₂ оказывается больше, чем напряжение источника питания. Ток на выходе инвертора становится равным нулю до тех пор, пока в нагрузке не израсходуется избыточная энергия фазы A. После перезаряда конденсатора током нагрузки, накопленная им энергия отдается в смежную фазу нагрузки в момент очередной коммутации ее вентилей. Так, энергия, накопленная конденсатором C₁, после запираания тиристора 1 передается в фазу B при запираании тиристора 3. Благодаря взаимокомпенсации фаз, коммутационные перенапряжения незначительны, несмотря на то, что емкость коммутационных конденсаторов во много раз меньше тех емкостей, которые потребовались бы для компенсации реактивной мощности каждой фазы нагрузки [при снятии осциллограммы (рис. 6) суммарная емкость коммутационных конденсаторов была примерно в 40 раз меньше суммарной емкости, требовавшейся бы для компенсации отстающего тока нагрузки].

В связи с тем, что при взаимокомпенсации фаз энергия поступает от источника неравномерно, о нагрузке источника питания и сети удобно судить по значению коэффициента мощности K_m , который определяется как отношение средней мощности к произведению действующих значений тока и напряжения. При постоянном напряжении на входе инвертора $K_m = \frac{I_d}{I_\phi}$, где I_d и I_ϕ — среднее и действующее значения тока источника питания соответственно.

На рис. 7 приведены кривые зависимости K_m сети постоянного тока на входе инвертора от $\cos \varphi$ трехфазной нагрузки и числа фаз инвертора. Значение K_m заметно уменьшается лишь при $\cos \varphi < \cos \varphi_{кр}$, но все равно остается достаточно значительным.

Если учесть, что запираание вентилей практически мгновенно, то $\lim_{\cos \varphi \rightarrow 0} K_m = 0,61$. Коэффициент мощности в сети переменного тока $\tilde{K}_m$ на входе трехфазного мостового выпрямителя, питающего инвертор, при угле коммутации вентилей выпрямителя, близком к нулю, $\tilde{K}_m = 0,955 K_m$.

При нормальной нагрузке трехфазных асинхронных двигателей их $\cos \varphi$ равен 0,4—0,8. Следовательно, взаимокомпенсация электромагнитной энергии фаз уже при $m_x=6$ позволит увеличить $\tilde{K}_m$ до 0,9—0,945.

Проанализированный здесь способ повышения коэффициента мощности источника питания и сети основан на эффекте взаимной компенсации электромагнитной энергии фаз нагрузки. А так как при симметричной нагрузке $\cos \varphi$ во всех ее фазах меняется одновременно, то применение этого способа позволяет получить максимально возможный коэффициент мощности сети независимо от $\cos \varphi$ нагрузки.

Следует добавить, что взаимокомпенсация электромагнитной энергии фаз возможна не только при

передаче энергии с помощью преобразователей со звеном постоянного тока. Полная взаимокомпенсация фаз возможна и в преобразователях частоты с непосредственной связью. Она возможна и при непосредственной передаче электрической энергии от трехфазной сети к трехфазному потребителю той же частоты [Л. 4].

Использование эффекта взаимокомпенсации фаз требует управляемых вентилей, поэтому оно целесообразно в первую очередь в инверторах и преобразователях частоты.

Таблица 1

Приложение. Уравнения токов трехфазного мостового инвертора при работе на активно-индуктивную нагрузку, соединенную в "звезду"

$f\tau \approx 0,24$				$i_{\phi \max}$	$I_{\max}$	$I_{\min}$	Примечание	
t	$U_{\phi}(t)$	$i_{\phi}(t)$	i_0					
$t_0 - t_1$	$\frac{U_d}{3}$	$I - (I - i_0)e^{-\frac{t}{\tau}}$	$I \frac{\gamma^2 - 1}{\gamma^2 - \gamma + 1}$	при $f\tau \leq 0,24$ $I \frac{\gamma^2 - 3\gamma + 2}{\gamma^2 - \gamma + 1}; I \frac{\gamma^2 - 3\gamma + 2}{\gamma^2 - \gamma + 1}; I \frac{2\gamma^2 - 3\gamma + 1}{\gamma^2 - \gamma + 1}$			$I = \frac{U_d}{3r}$ $\tau = \frac{L}{r}$	
$t_1 - t_2$	$\frac{2U_d}{3}$	$2I - (2I - i_0)e^{-\frac{t}{\tau}}$	$I \frac{2\gamma^2 - 3\gamma + 1}{\gamma^2 - \gamma + 1}$					
$t_2 - t_3$	$\frac{U_d}{3}$	$I - (I - i_0)e^{-\frac{t}{\tau}}$	$I \frac{\gamma^2 - 3\gamma + 2}{\gamma^2 - \gamma + 1}$	при $f\tau > 0,24$ $I \frac{1 - \gamma^2}{\gamma^2 - \gamma + 1}; I \frac{\gamma^2 - 3\gamma + 2}{\gamma^2 - \gamma + 1}; I \frac{2\gamma^2 - 3\gamma + 1}{\gamma^2 - \gamma + 1}$				$\gamma = e^{-\frac{\pi}{3\text{tg } \varphi}}$ $\text{tg } \varphi = \omega\tau$
$t_3 - t_4$	$-\frac{U_d}{3}$	$-I + (I + i_0)e^{-\frac{t}{\tau}}$	$I \frac{1 - \gamma^2}{\gamma^2 - \gamma + 1}$					

Таблица 2

Граничные условия взаимокомпенсации фаз мостового инвертора при активно-индуктивной нагрузке

m	$I_{\min}$	m	$I_{\min}$
3	$\frac{U_d}{3r(1+\gamma^3)} [2\gamma^3 - \gamma^2 - 2\gamma + 1]$	11	$\frac{U_d}{11r(1+\gamma^{11})} [30\gamma^{11} - 5\gamma^{10} - 6\gamma^9 - 5\gamma^8 - 6\gamma^7 - 5\gamma^6 - 6\gamma^5 - 5\gamma^4 - 6\gamma^3 - 5\gamma^2 - 6\gamma + 25]$
5	$\frac{U_d}{5r(1+\gamma^5)} [6\gamma^5 - 2\gamma^4 - 3\gamma^3 - 2\gamma^2 - 3\gamma + 4]$	$2n+1$	$\frac{U_d}{(2n+1)r(1+\gamma^{2n+1})} [n(n+1)\gamma^{2n+1} - n\gamma^{2n} - (n+1)\gamma^{2n-1} - n\gamma^{2n-2} - \dots - (n+1)\gamma^3 - n\gamma^2 - (n+1)\gamma + n^2]$
7	$\frac{U_d}{7r(1+\gamma^7)} [12\gamma^7 - 3\gamma^6 - 4\gamma^5 - 3\gamma^4 - 4\gamma^3 - 3\gamma^2 - 4\gamma + 9]$		
9	$\frac{U_d}{9r(1+\gamma^9)} [20\gamma^9 - 4\gamma^8 - 5\gamma^7 - 4\gamma^6 - 5\gamma^5 - 4\gamma^4 - 5\gamma^3 - 4\gamma^2 - 5\gamma + 16]$		$\tau = \frac{L}{r}; \text{tg } \varphi = \frac{\omega L}{r}; \gamma = e^{-\frac{\pi}{m \text{tg } \varphi}} \text{ при } I_{\min} \geq 0$ $\Delta U = U_{\max} - U_d = 0;$ $(f\tau)_{\text{кр}} \approx 0,08(2n+1)$

Литература

- Хасаев О. И., Работа асинхронного двигателя от преобразователя частоты на полупроводниковых триодах, «Электричество», 1961, № 9.
- Некрасов Л. Т. и Ситник Н. Х., Автономные инверторы на тиристорах для питания асинхронного короткозамкнутого электродвигателя, Силовая полупроводниковая техника, Труды МНИЭИ, вып. 3, Отделение ВНИИЭМ, 1965.

- Сандлер А. С. и Сарбатов Р. А. Преобразователи частоты для управления асинхронными двигателями, изд-во «Энергия», 1966.

- Способ компенсации реактивной энергии многофазной нагрузки переменного тока, Авторское свидетельство № 230955, Бюллетень изобретений, 1968, № 35.

[31.3.1968]



Перенапряжения на реакторе и трансформаторе 500 кВ при коммутациях реактора выключателем ВВ-500

Канд. техн. наук В. С. РАШКЕС, инженеры М. О. ГАЛЬПЕРИНА, С. М. ПОПОВ
ВНИИЭ, СССР,

доктор техн. наук Р. КОШТАЛЮК, инженеры А. ИВАНОВСКИЙ и А. КМЕЧЬ
Институт энергетики, ПНР

Исследование перенапряжений при коммутациях шунтирующего реактора 500 кВ выключателем ВВ-400 начато ВНИИЭ в 1967 г. [Л. 1 и 2]. Изучение перенапряжений, возникающих при коммутациях реактора 500 кВ выключателем ВВ-500 осуществлено совместно ВНИИЭ и Институтом энергетики (ПНР) на подстанции 500 кВ¹.

Схема испытаний и методика измерений. Подстанция обладает развитым распределительным устройством 500 кВ с двойной системой шин, четырьмя присоединениями линий и двумя присоединениями автотрансформаторов 500 кВ [Л. 3]. К одной из шин 500 кВ через выключатель ВВ-500 подключена группа шунтирующего реактора, фазы А и С которой (типа РОДГА-55000/500) являются в СССР обычными для сетей 500 кВ, а фаза В (типа РОДГ-55000/500-66) является опытным прототипом фазы шунтирующего реактора 750 кВ. Фазы реактора типа РОДГА имеют неиспользуемые отпайки 119 кВ, на вводах которых отсутствует ошиновка и какая-либо аппаратура. Отделитель реакторного выключателя 500 кВ шунтирован устройством искрового подключения, выполненным в виде искрового промежутка 1 200 мм [Л. 4 и 5].

Реактор защищен неотключаемым вентильным разрядником РВМК-500 [Л. 6], что соответствует рекомендациям [Л. 7], трансформаторы 500 кВ — разрядниками РВМГ-500.

С августа 1966 г. эксплуатационная операция «включение — отключение шунтирующего реактора» производилась в среднем один раз в 4 дня. За трехлетний срок счетчики на вентильном разряднике типа РР-2, включенные в цепи вентильных элементов разрядника РВМК-500 («коммутационные счетчики»), сработали около 370 раз; такие же счетчики в цепи его искровых элементов («грозовые счетчики»), как и счетчики разрядников РВМГ-500, не работали. Это указывало на работу разрядника РВМК-500 при коммутациях в сети 500 кВ в основном реакторным выключателем.

Экспериментальная часть исследования заключалась в многократном повторении операций включения и отключения реактора при одновременном осциллографировании напряжения на выводах 500 и 119 кВ реактора и контактах реакторного выключателя, тока реактора и разрядника РВМК-500, магнитного потока фазы В реактора.

Схема измерения приведена на рис. 1. Для регистрации явлений использованы электронные осциллографы с механической разверткой, скорость

которой составляла 2,5; 5 и 25 м/сек, и импульсные электронные осциллографы со ждущей электрической разверткой от 160 до 1 600 мксек на экран. Длина коаксиальных кабелей составляла 35—200 м; среднеквадратическая погрешность измерения перенапряжений оценивается примерно в 4% [Л. 8]. Токи реактора и магнитный поток фазы В осциллографировались с помощью усилителей постоянного тока У-3 по методике, изложенной в [Л. 9]; среднеквадратическая погрешность измерения тока и потока также близка к 4%. Запуск осциллографов, интегратора и реакторного выключателя осуществлялся от электронно-релейного блока автоматики.

Применение разнообразной советской и польской измерительной аппаратуры позволило детально изучить процессы при коммутациях шунтирующего реактора и дало информацию о величинах перенапряжений, токах через реакторный разрядник, характеристике намагничивания опытной фазы реактора. Сравнение показаний счетчиков срабатывания реакторного разрядника типа РР-2 после

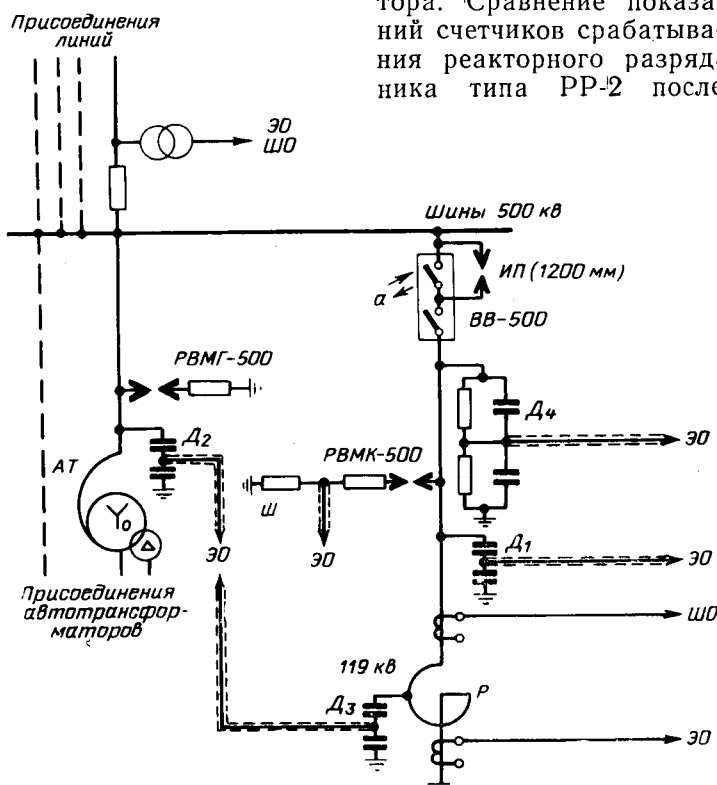


Рис. 1. Принципиальная схема измерений при коммутациях шунтирующего реактора 500 кВ выключателем ВВ-500.

Р — группа шунтирующего реактора (2×РОДГА-55000/500 и 1×РОДГ-55000/500-66); АТ — автотрансформатор 3×АОДЦТГ-135000/500, 500/242/38,5 кВ; D₁, D₂ — емкостные делители напряжения на обкладках ПИН вводов 500 кВ (C=600—1 200 пФ); D₃ — то же вводов 119 кВ (C=200 пФ); D₄ — временно смонтированный емкостно-омический делитель напряжения 500 кВ (C=40 пФ, R=218 Ом); Ш — временно смонтированные безындуктивные токовые шунты (R=0,46 и 0,23 ом); ЗО — измерительные цепи к электроннолучевым осциллографам и усилителям У-3; ШО — то же к магнитоэлектрическому осциллографу и измерительным приборам; α — управление выключателем от блока автоматики.

¹ В работе участвовали инженеры К. И. Кузьмичева, О. С. Косовцева, Л. М. Федосова, В. М. Филиппов, К. В. Хоецян, Л. Н. Хохлов, М. Боярский, Г. В. Калинина. Подготовке и проведению испытаний активно содействовали сотрудники Управления по эксплуатации дальних электропередач.

каждого опыта с осциллограммами позволило оценить качество работы этих счетчиков.

Опыт включения реактора был повторен 26 раз, отключения — 27 раз. Максимальное значение вынужденного напряжения [Л. 1] на шинах 500 кВ во время опытов составляло 407—414 кВ или $0,95-0,97 U_{\phi}$, где $U_{\phi}=428$ кВ — амплитуда наибольшего рабочего фазного напряжения для сети 500 кВ. Вследствие большой мощности питающей сети отключение реактора увеличивало напряжение на шинах 500 кВ только на 1%.

Переходный процесс и перенапряжения на стороне 500 кВ при включении реактора. Характерные осциллограммы включения реактора, полученные на электронных осциллографах с механической разверткой, приведены на рис. 2. Окончательному включению реактора предшествует небольшой по амплитуде колебательный процесс, возбуждаемый, по-видимому, искровыми пробоями между сходящимися контактами камер отделителя ВВ-500 и приводящий к биениям за счет электромагнитной связи между ошиновкой фаз реактора длиной около 120 м. Включение фаз выключателя происходило со значительным разбросом во времени, достигавшим 20,4 мсек.

В 50% случаев в момент окончательного включения фаз происходили срабатывания разрядника РВМК-500. Эти срабатывания вызывались падением на ошиновку реактора в момент включения практически вертикального импульса, приводящего к развитию на реакторе колебаний очень высокой частоты, накладывающихся на рабочее напряжение. Рассчитанная с помощью анализатора грозозащиты АГП-5 частота этих колебаний оказалась близка к 250 кГц. Амплитуда возникающего перенапряже-

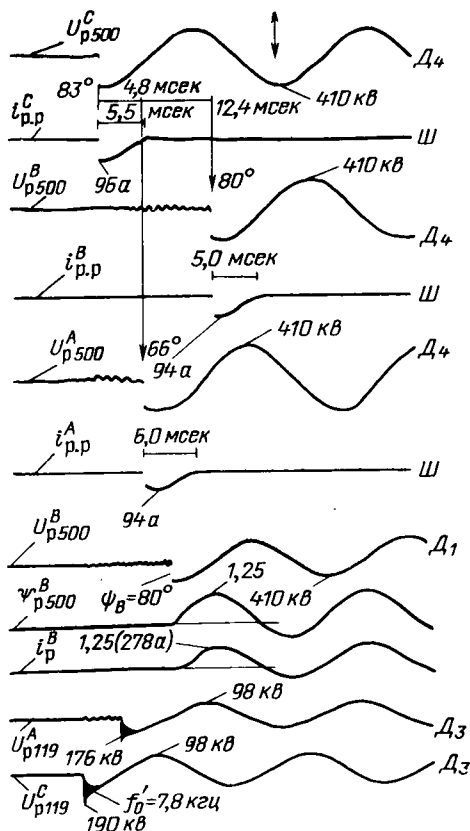


Рис. 2. Характерная осциллограмма включения реактора выключателем ВВ-500, снятая на электроннолучевых осциллографах с механической разверткой. (Обозначения измерительных цепей указаны в соответствии с рис. 1.)

U_{p500} и U_{p119} — напряжение на выводах 500 и 119 кВ реактора; U_{500} — то же на питающих шинах; U_a — то же на контактах реакторного выключателя; ψ_p — магнитный поток реактора на стороне 500 кВ; i_p — ток реактора; $i_{p,p}$ — ток через реакторный разрядник.

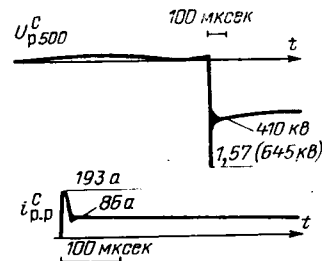
ния не может быть вычислена с помощью анализатора, так как он не обеспечивает правильного воспроизведения затухания импульса.

На рис. 3 приведена осциллограмма, снятая при включении реактора импульсным осциллографом со ждущей разверткой. Как видно из рис. 3, ник импульсного напряжения в 1,5—1,6 раза превышает напряжение промышленной частоты в момент включения. С другой стороны, в области времен 2÷50 мсек пробивные напряжения разрядников 500 кВ снижаются примерно на 50% по сравнению с измеренными на 50 Гц [Л. 10], достигая уровня $1,15-1,25 U_{\phi}$. Поэтому срабатывание разрядника становится возможным, как это неоднократно отмечалось в настоящих испытаниях, при углах включения, заметно меньших 90° .

Перенапряжения на выводах 119 кВ при включении реактора. Из-за наличия собственных емкостей у обмотки реактора и ввода 119 кВ падение крутой волны со стороны ввода 500 кВ реактора при его включении вызывает на выводе 119 кВ перенапряжения в виде затухающих синусоидальных колебаний $f'_0 \approx 7,8$ кГц, наложенных на вынужденное напряжение 50 Гц. Измеренные в опытах перенапряжения оказались безопасными для изоляции вывода 119 кВ и не превысили $2,1 U'_{\phi}$, где $U'_{\phi} = U_{\phi} \frac{119}{500} = 102$ кВ — максимальное значение фазного напряжения на стороне 119 кВ, эквивалентное наибольшему рабочему напряжению в сети 500 кВ.

Результаты опытов включения представляют значительный интерес для оценки условий использования искровой форсировки шунтирующего реактора [Л. 4 и 5]. Отношение перенапряжения на выводе 119 кВ к вынужденному напряжению промышленной частоты на этом выводе в момент включения оказалось близким к 2, что хорошо согласуется с измерениями, выполненными с помощью синхροграфа [Л. 11]. Это отношение можно рассматривать так же, как характеризующее соотношение между кратностью перенапряжения на выводе 119 кВ (в долях U'_{ϕ}) и кратностью коммутационного перенапряжения в сети 500 кВ (в долях U_{ϕ}) в момент искрового присоединения к ней реактора. При отношении этих кратностей, равном 2, искровая форсировка шунтирующего реактора практически не может быть отстроена от срабатываний при его искровом подключении к сети 500 кВ. Последнее подтверждается испытаниями ВНИИЭ [Л. 12].

Таким образом, селективное использование искровой форсировки реактора возможно только при глухом его подключении к сети 500 кВ. Если же реактор подключается к сети устройством искрового подключения, установка промежутка для искровой форсировки нецелесообразна: в зависимости от рас-



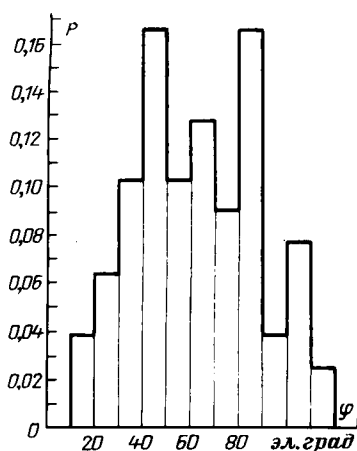


Рис. 4. Гистограмма распределения углов включения реакторного выключателя ВВ-500 (78 фазовключений).

значимости (65%), позволяет отнести их к единой генеральной совокупности. Суммарная гистограмма распределения углов включения для реакторного выключателя дана на рис. 4; точность определения углов близка к $\pm 5^\circ$.

Характеристика намагничивания опытной фазы реактора РОДГ-55000/500-66. Хотя в проведенных опытах включения в момент перехода питающего напряжения через нуль не осуществлялись, в нескольких опытах углы включения оказались достаточно малыми для получения потокосцеплений до 1,8 от номинального значения.

Для определения зависимости $\psi(i)$ использованы три осциллограммы с наибольшими бросками намагничивающего тока обеих полярностей. Опытные точки нанесены на рис. 5 в долях от номинального потокосцепления и тока реактора. Как видно из рис. 5, опытные точки тесно ложатся вокруг общей кривой, не обнаруживая сколько-нибудь существенного влияния остаточной намагниченности, что объясняется двумя факторами:

размагничивающим действием предшествующего отключения, при котором напряжение на отключившемся реакторе имеет форму знакопеременного затухающего колебания;

наличием в магнитной цепи большого воздушного промежутка, обусловленного специальной конструкцией фазы.

Как следует из рис. 5, характеристика намагничивания опытной фазы реактора 500 кВ, являющейся

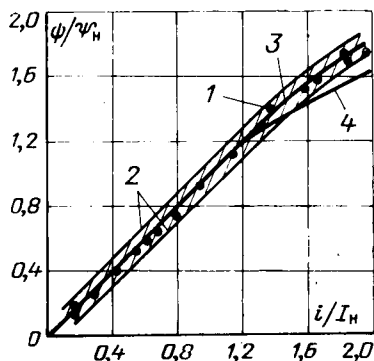


Рис. 5. Характеристика намагничивания опытной фазы реактора типа РОДГ-55000/500-66.

1 — опытные точки, определенные по осциллограммам с наибольшими бросками намагничивающего тока; 2 — границы доверительного интервала, отвечающие вероятности 95%; 3 — характеристика намагничивания опытной фазы реактора 500 кВ; 4 — то же для обычной конструкции реакторов 400—500 кВ по [Л. 13].

четного аварийного режима реактор может быть заранее форсирован включением шунтирующего выключателя 110 кВ либо оставлен нефорсированным.

Углы включения выключателя ВВ-500. Включение каждой фазы выключателя происходит практически при отсутствии напряжения со стороны реактора, благодаря чему фазы являются взаимно независимыми. Сопоставление углов включения, измеренных на каждой фазе, произведенное по критерию Вилькоксона с высоким уровнем

значимости (65%), позволяет отнести их к единой генеральной совокупности. Суммарная гистограмма распределения углов включения для реакторного выключателя дана на рис. 4; точность определения углов близка к $\pm 5^\circ$.

Переходный процесс и перенапряжения на стороне 500 кВ при отключении реактора. Характерная осциллограмма отключения реактора выключателем ВВ-500 приведена на рис. 6. В основных чертах процесс отключения аналогичен изученному ранее отключению реактора выключателем ВВ-400 [Л. 1 и 2], однако более интенсивное дугогашение в выключателе ВВ-500 и наличие на реакторе разрядника придали процессу отключения следующие особенности.

1. Неуспешная попытка обрыва тока реактора через 0,01 сек после расхождения контактов выключателя в части опытов имела характер быстроповторяющихся срезов тока (фаза А на рис. 6).

2. Повторный пробой межконтактного промежутка после неуспешной попытки обрыва тока реактора в подавляющем большинстве случаев сопровождался срабатыванием разрядника РВМК-500, вызванным, как и в случае простого включения реактора, падением на него импульсной волны с крутым фронтом.

3. Примерно в 30% случаев окончательное отключение сопровождалось срабатыванием разрядника на фронте возникавшего перенапряжения (фаза В на рис. 6). При срабатывании разрядника за начальной частью синусоиды собственных колебаний $f_0 = 1,1$ кГц следовал срез напряжения разрядником до малой величины с последующим снижением напряжения до нуля и гашением весьма малого остаточного тока разрядника. Ничтожная часть энергии, сохранившаяся к этому моменту в индуктивности реактора, рассеивалась путем дальнейших затухающих колебаний очень малой амплитуды с частотой f_0 .

Емкость на стороне реактора С, оцененная по частоте собственных колебаний f_0 , оказалась близкой к 4 500 нФ.

Как и для выключателя ВВ-400 [Л. 1 и 2], фазная проверка по критерию Вилькоксона с уровнем значимости 5% показала, что перенапряжения при неуспешных попытках обрыва тока и окончательном отключении реактора выключателем ВВ-500 (II и III по рис. 6) равноопасны и могут объединяться в единую генеральную совокупность. Сближению величин перенапряжений в этих случаях способствуют, с одной стороны, значительная электрическая прочность межконтактного промежутка выключателя, достигаемая к моменту второй попытки обрыва тока реактора, а с другой стороны — срабатывания разрядника, ограничивающие перенапряжения в части случаев окончательного отключения.

В фазе А на 27 отключений пришлось соответственно 52 значительных воздействия перенапряжения на реакторную изоляцию, в фазе В — 27 воздействий, в фазе С — 31 воздействие. Для «усредненного» выключателя ВВ-500 на одно фазоотключение приходится в среднем 1,35 воздействия перенапряжения на изоляцию фазы реактора.

Кривая распределения ударных коэффициентов перенапряжений при отключении реактора «усредненным» выключателем ВВ-500 построена на рис. 7

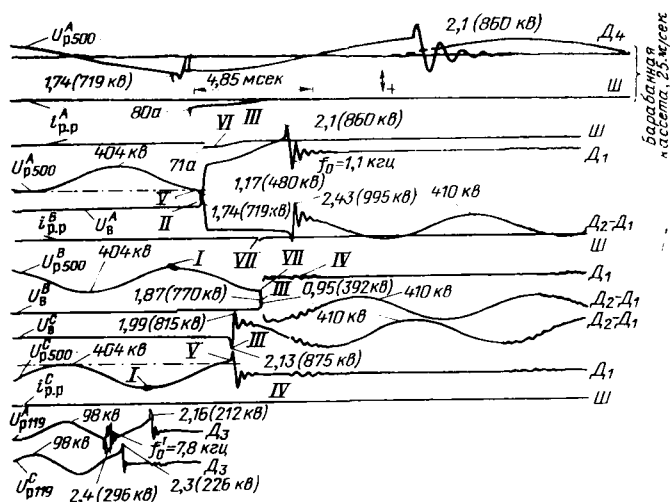


Рис. 6. Характерная осциллограмма отключения реактора 500 кВ выключателем ВВ-500.

I — первая попытка обрыва тока реактора; II — вторая, неуспешная попытка обрыва тока; III — окончательное отключение; IV — колебания, возбужденные отключением другой фазы через электромагнитную связь ошиновки фаз; V — повышение напряжения на реакторе, связанное с форсированным снижением к нулю тока до момента среза; VI — срабатывание реакторного разрядника при повторном пробое межконтактного промежутка выключателя; VII — то же при окончательном отключении реактора.

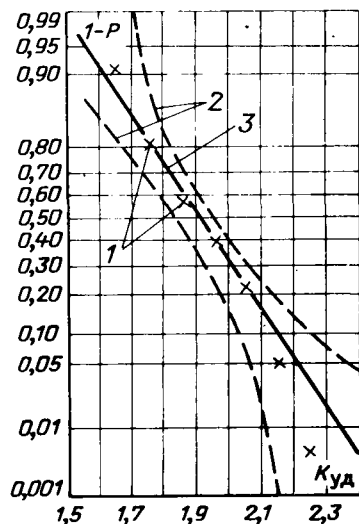


Рис. 7. Кумулятивная кривая распределения ударных коэффициентов перенапряжений на реакторе 500 кВ при его отключении выключателем ВВ-500.

1 — опытные точки (81 фазовое отключение; 110 опытных точек; 24 срабатывания разрядника РВМК-500, ограничивающих перенапряжения); 2 — границы доверительного интервала, отвечающие доверительной вероятности 95%; 3 — нормальное распределение с параметрами $k_{уд} = 1,91$; $\sigma_{куд} = 0,16$.

на так называемой «вероятностной клетчатке». Как видно из рис. 7, распределение удовлетворительно следует нормальному закону с определенными по опытным точкам параметрами $k_{уд} = 1,91$; $\sigma_{куд} = 0,16$.

Математическая обработка дала вместе с тем значительные расхождения в значениях $k_{уд}$, измеренных на разных фазах, что может быть объяснено двумя причинами: повышенной частотой срабатывания разрядника на фазе В и наличием индивидуальных особенностей изготовления и наладки выключателя. Влияние второго фактора было выявлено ранее в [Л. 1 и 2]. Для испытывавшихся фаз ВВ-500 расхождение в значениях $k_{уд}$ при одном и том же значении вероятности достигает 16%.

Ударные коэффициенты по рис. 7 с точностью до нескольких процентов совпадают с кратностями перенапряжений, выражаемыми в долях от $U_{ф}$ и характеризующими опасность воздействия для изоляции. Как видно из рис. 7, при защите реактора разрядником РВМК-500 возникающие перенапряже-

ния безопасны для реакторной изоляции, рассчитанной на уровень воздействий до $2,8 U_{ф}$.

Из осциллограмм следует, что в 50% случаев момент обрыва тока реактора опережает момент естественного перехода синусоиды через нуль на 16, а в 2% — на 25 эл. град. Срез синусоидального тока, достигающего в последнем случае 95 а, привел бы к перенапряжениям более $4,5 U_{ф}$, совершенно недопустимым для изоляции. Однако обычно срезу тока предшествует его форсированное снижение к нулю. По 87 фазоотключениям, не сопровождавшимся работой разрядника, максимальное значение срезаемого тока достигало 30—35 а, а доля его от мгновенного значения синусоиды изменялась в широком диапазоне (0,32—1,0). Последнее затрудняет уточненную оценку перенапряжений, возможных при отсутствии на реакторе разрядника. По-видимому, в этом случае перенапряжения могут превзойти уровень изоляции реактора, на что указывают также два обстоятельства:

срабатывания разрядника происходили при малых предразрядных временах (10—200 мсек), отвечающих значительной крутизне нарастания волны перенапряжения, т. е. большим токам среза;

по единичным измерениям ВЭИ [Л. 7], перенапряжения на реакторе, отключаемом выключателем ВВ-500, достигали уровня $2,7 U_{ф}$, который мог быть превзойден при большем объеме испытаний.

С учетом этих соображений и требований грозозащиты рекомендация [Л. 7] об обязательной защите реактора 500 кВ, коммутируемого выключателем ВВ-500, вентиляционным разрядником 500 кВ представляется вполне обоснованной.

Нарастание во времени электрической прочности межконтактного промежутка выключателя ВВ-500 характеризуется диаграммой рис. 8, где в качестве нуля по оси времени условно принят момент первой попытки обрыва тока (в начале расхождения контактов). Повторные пробы при напряжениях 0,9—1,5 $U_{ф}$ обусловлены сравнительно медленным расхождением контактов и нарастанием электрической прочности выключателя ВВ-500 в начальной стадии дугогашения, что согласуется с данными [Л. 14]. Семь случаев повторного пробы при напряжении 1,8—1,93 $U_{ф}$ указывают на способность выключателя ВВ-500 в небольшой доле случаев давать опасные повторные пробы при отключении холостой

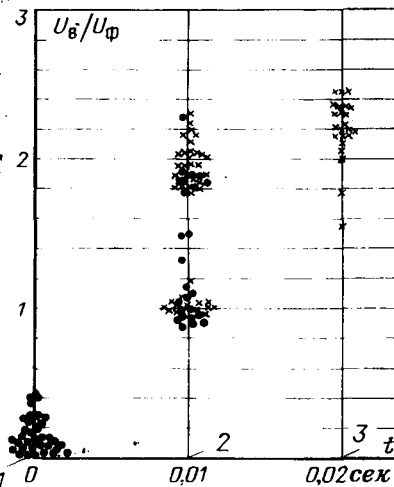


Рис. 8. Нарастание во времени электрической прочности межконтактного промежутка выключателя ВВ-500 при отключении им реактора 500 кВ (154 опытных точек, 24 срабатывания разрядника).

1 — первая попытка обрыва тока; 2 — окончательное отключение либо вторая попытка обрыва тока; 3 — окончательное отключение.
O — повторный пробой;
x — окончательное отключение.

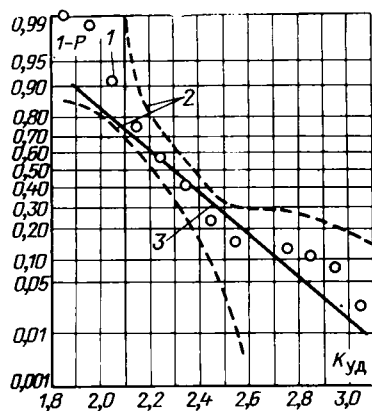


Рис. 9. Кумулятивная кривая распределения ударных коэффициентов перенапряжений на выводе 119 кВ шунтирующего реактора 500 кВ при его отключении выключателем ВВ-500.

1 — опытные точки (50 фазоотключений; 77 опытных точек); 2 — границы доверительного интервала, отвечающие доверительной вероятности 95%; 3 — нормальное распределение с параметрами

$$\bar{k}_{уд} = 2,29, \sigma_{k_{уд}} = 0,27.$$

линии (по ранее выполненным ВНИИЭ измерениям вероятность таких пробоев близка к 2%).

Межконтактные напряжения не превысили в опытах $2,45 U_{\phi}$, что много ниже полного уровня изоляции, обеспечиваемого выключателем [Л. 14].

Перенапряжения на стороне 119 кВ при отключении реактора. Как видно из рис. 6, при успешном отключении реактора форма и кратность перенапряжения на выводе 119 кВ примерно соответствуют зарегистрированным на стороне 500 кВ. Искажение синусоиды $f_0 = 1,1$ кГц внутренними колебаниями в реакторе в этом случае не очень велико.

При неуспешной попытке отключения повторный пробой межконтактного промежутка выключателя приводит к падению на реактор крутой волны напряжения и возбуждает на выводе 119 кВ затухающие колебания частотой $f'_0 = 7,8$ кГц. В отличие от случая простого включения повторный пробой происходит при ненулевых начальных условиях, что приводит к наибольшим перенапряжениям. Форма перенапряжения оказывается особенно сложной, если неуспешная попытка отключения сопровождается многократными обрывами тока (фаза А на рис. 6).

Распределение перенапряжений, возникающих на выводе 119 кВ при отключении реактора, приведено на рис. 9. В первом приближении распределение может быть аппроксимировано нормальным законом с полученными по опытным точкам параметрами $\bar{k}_{уд} = 2,29$, $\sigma_{k_{уд}} = 0,27$. Благодаря весьма высокому уровню изоляции отпайки 119 кВ, равному $3,85 U_{\phi}$, возникающие перенапряжения не представляют опасности для выводов 119 кВ и не требуют их защиты вентильными разрядниками. Как показал последующий расчет, при наличии на подстанции 3—4 отходящих линий 500 кВ и 2—3 вентильных разрядников 500 кВ отказ от защиты выводов 119 кВ реактора вентильными разрядниками допустим и с точки зрения грозозащиты.

Перенапряжения, действующие на трансформаторы и разрядники 500 кВ подстанции. Образование импульсных перенапряжений на ошиновке подстанции при неуспешных попытках обрыва тока реактора рассмотрено в [Л. 1 и 2]. Срабатывание реакторного разрядника при повторном пробое межконтактного промежутка выключателя происходит с запаздыванием относительно момента пробоя на 2—3 мксек и не сказывается на импульсной волне, проникающей на ошиновку подстанции. На одно

фазоотключение реактора выключателем ВВ-500 приходится в среднем 0,44 случая возникновения импульсной волны. Распределение амплитуд этих волн хорошо аппроксимируется нормальным законом с параметрами $\bar{U}_0 = 0,95 U_{\phi}$, $\sigma_{U_0} = 0,21 U_{\phi}$. Из сравнения этих параметров с данными [Л. 1 и 2] следует, что амплитуды волн оказались для выключателя ВВ-500 значительно меньшими, чем для выключателя ВВ-400, при практически одинаковой частоте их появления.

Расчет перенапряжений, возникающих при падении на ошиновку подстанции экспоненциального импульса с постоянной времени $Cz = 1,45$ мксек, был выполнен на анализаторе грозозащиты АГП-5. Расчет показал, что возникающие перенапряжения безопасны для изоляции автотрансформаторов 500 кВ и недостаточны для срабатывания их вентильных разрядников РВМГ-500 даже на провале вольт-секундной характеристики. Последнее подтверждается опытом эксплуатации этих разрядников.

Срабатывания реакторного разрядника РВМК-500 и их регистрация. Срабатывания разрядника во время опытов разделяются на два вида. При включении реактора (39 срабатываний) или повторном пробое межконтактного промежутка выключателя во время отключения (25 срабатываний) через разрядник протекал кратковременный (около 20 мксек) импульс тока 150—300 а, за которым следовал сопровождающий ток промышленной частоты с амплитудой ~ 90 а и длительностью 3—5 мсек и более (рис. 2, 3 и 6). Этот вид срабатываний вызывается падением на разрядник крутого импульса напряжения, при котором пробивное напряжение разрядника снижается до 1,15—1,25 U_{ϕ} , т. е. не связан с воздействием сколько-нибудь значительных перенапряжений.

При окончательном отключении реактора зарегистрировано 24 срабатывания разрядника от коммутационного перенапряжения. Срабатывания наблюдались только на фронте первого полупериода синусоиды 1,1 кГц, имевшего ту же полярность, что и предшествующая полуволна напряжения промышленной частоты (рис. 6). Пробивное напряжение разрядника в этих случаях составило 1,6—2,16 U_{ϕ} , а предразрядное время 10—220 мксек. Ток разрядника при таких срабатываниях имеет вид импульса с амплитудой, достигающей, согласно вольт-амперной характеристике разрядника, 1,2 ка при длительности порядка 10 мксек [Л. 7]; за импульсом следует пренебрежимо малый ток (порядка ампер) длительностью около 1 мсек.

Большая часть срабатываний второго вида относится к предразрядным временам более 30—40 мксек, до настоящего времени не обследованным применительно к разрядникам 500 кВ. При предразрядном времени 100—200 мксек измеренные значения пробивных напряжений разрядника РВМК-500 оказались лежащими в диапазоне 0,64—0,86 от нормируемой верхней границы пробивного напряжения при 50 гц (2,5 U_{ϕ}), причем влияние полярности перенапряжения практически отсутствовало.

Сопоставляя полученную в опытах частоту работы разрядника с общим числом коммутаций ре-

актора за 3 года эксплуатации, можно приближенно оценить количество срабатываний реакторного разрядника за этот срок. В среднем на каждую фазу по такой оценке приходится 220 срабатываний от круглого фронта и 75 — от коммутационного перенапряжения, что значительно превышает число срабатываний счетчика разрядника. Ввиду малой продолжительности и сравнительно малых амплитуд тока эти срабатывания не представляют опасности для разрядника.

В силу инерционности электромагнитного механизма счетчика срабатывания типа РР-2, рассчитанного на импульс тока 40 А длительностью 3 мсек, следовало ожидать, что им будут зарегистрированы срабатывания разрядников только первого вида. В семи случаях счетчики, однако, не регистрировали такие срабатывания, а в пяти случаях наблюдалась неправильная или ложная работа счетчиков, в том числе вообще при отсутствии электрического воздействия по его входу. Неправильная работа счетчиков отмечена на всех фазах разрядника.

Таким образом, счетчики срабатываний разрядников типа РР-2 не удовлетворяют требованиям эксплуатации энергосистем ни по своим техническим данным, ни по качеству изготовления. Счетчики не обеспечивают регистрации всех срабатываний разрядника и не выделяют случаи опасных для изоляции воздействий.

Выводы. 1. Требование [Л. 7] о защите реактора, коммутируемого выключателем ВВ-500, с помощью разрядника 500 кВ является обоснованным. При отключении фазы реактора этим выключателем приходится в среднем 1,35 воздействия перенапряжения на ее изоляцию. В случае защиты разрядником РВМК-500 амплитуды перенапряжений распределены приблизительно нормально (на стороне 500 кВ $\bar{E}_{уд} = 1,91$, $\sigma_{E_{уд}} = 0,16$; на отпайке 119 кВ $\bar{E}_{уд} = 2,29$, $\sigma_{E_{уд}} = 0,27$) и в некоторой степени зависят от индивидуальных особенностей выключателя.

Благодаря высокому уровню изоляции отпаек 119 кВ, защита их вентильным разрядником 110 кВ не требуется.

2. Импульсные перенапряжения, возникающие на ошиновке подстанции при повторных пробоях межконтактного промежутка реакторного выключателя ВВ-500, безопасны для изоляции трансформаторов 500 кВ и не вызывают срабатывания трансформаторных разрядников РВМГ-500.

3. Счетчики срабатывания вентильных разрядников типа РР-2 не удовлетворяют потребностям эксплуатации энергосистем ни по своим техническим данным, ни по качеству изготовления. Их показания не должны приниматься во внимание при анализе аварий основного электрооборудования 500 кВ.

4. Применение устройства искровой форсировки на реакторах 500 кВ с искровым подключением нецелесообразно: в зависимости от ожидаемого режима реактор может быть заранее форсирован включением шунтирующего выключателя 110 кВ либо остановлен нефорсированным.

5. В обследованной зоне (до 1,8 Ψ_n) характеристика намагничивания опытной фазы реактора 500 кВ (прототипа реактора 750 кВ) более линейна, чем у серийных реакторов 400—500 кВ.

Литература

1. Попов С. М. и Рашкес В. С., Перенапряжения на реакторе и трансформаторе 500 кВ при отключении реактора выключателем ВВ-400, «Электрические станции», 1969, № 9.
2. Попов С. М. и Рашкес В. С., Исследование перенапряжений, возникающих при отключении реактора 500 кВ выключателем ВВ-400, Труды ВНИИЭ, вып. 36, изд-во «Энергия», 1969.
3. Рокотян С. С., Схемы дальних электропередач 500 кВ, сб. «Дальние электропередачи 500 кВ», изд-во «Энергия», 1964.
4. Лысков Ю. И., Ограничение внутренних перенапряжений в дальних электропередачах шунтирующими реакторами, подключаемыми через искровые промежутки, «Электрические станции», 1962, № 5.
5. Дмоховская Л. Ф. и др., Разработка и внедрение искрового присоединения и форсировки реактора в дальних электропередачах, «Электричество», 1965, № 4.
6. Савельев В. П. и Бронфман А. И., Разрядники 500 кВ, сб. «Дальние электропередачи 500 кВ», изд-во «Энергия», 1964.
7. Руководящие указания по защите от перенапряжений электротехнических установок переменного тока 3—500 кВ (проект), «Электрические станции», 1964, № 11.
8. Гальперина М. О. и Рашкес В. С., Об оценке погрешности измерения внутренних перенапряжений при полевых испытаниях, Труды ВНИИЭ, вып. 34, изд-во «Энергия», 1969.
9. Беляков Н. Н. и Зихерман М. Х., Исследование характеристик намагничивания силовых трансформаторов сверхвысокого напряжения, Труды ВНИИЭ, вып. 34, изд-во «Энергия», 1969.
10. Бронфман А. И. и др., Исследование разрядных характеристик магнитно-вентильных разрядников 500 кВ, сб. «Дальние электропередачи 500 кВ», изд-во «Энергия», 1964.
11. Жаков Е. М., Исследование волновых процессов на подстанциях с помощью синхрографа, «Электричество», 1969, № 6.
12. Кузьмичева К. И., Испытания схемы искрового присоединения реакторов 500 кВ, «Электрические станции», 1966, № 12.
13. Акопян А. А. и др., Измерение характеристик намагничивания силового трансформатора и шунтирующего реактора 400 кВ, сб. «Исследования и пусконаладочные работы на электропередаче 400 кВ Волжская ГЭС им. В. И. Ленина—Москва», Госэнергоиздат, 1959.
14. Акопян А. А. и др., Испытание воздушных выключателей 500 кВ на электропередаче Волжская ГЭС им. XXII съезда КПСС—Москва, «Электрические станции», 1962, № 1.

[17.6.1970]



Классический метод расчета колебаний токов и напряжений при отключении длинной линии¹

Доктор техн. наук Р. И. КАРАЕВ и канд. техн. наук Л. З. ШЕНКМАН

Москва

Внутренние перенапряжения, возникающие при коммутациях в схемах длинных линий, могут быть обусловлены включением или отключением самой линии передачи или отдельных ее элементов. При этом переходный процесс должен рассматриваться на относительно большом интервале времени. Поэтому в этом случае целесообразно применить способ, основанный на разложении токов и напряжений в линии на собственные колебания, а не в виде блуждающих волн [Л. 1].

Применяемый ниже классический метод разложения искомых величин на собственные колебания [Л. 2] заимствован из аналитической механики Лагранжа [Л. 3] с использованием электромеханических аналогий Максвелла [Л. 4]. Этот метод обладает наглядностью и дает возможность все вычисления выполнять с действительными числами, поэтому он получил преимущественное распространение в прикладной теории упругих колебаний [Л. 5]. Рассматриваемая нами задача может быть решена и операторным методом [Л. 6], но такое решение связано с применением комплексных чисел и усложненными расчетами.

В [Л. 2] исследованы процессы, возникающие при включении длинных линий. Переходные процессы, обусловленные отключением линий или ее элементов, этим способом не изучались. Рассмотрим эту задачу подробнее.

Чтобы исключить режим, предшествующий коммутации, применяют принцип наложения. Поэтому расчету подложит схема, на которую включается источник тока. В этих условиях, как это будет показано ниже, в качестве основной расчетной величины следует принять магнитное потокосцепление, соответствующее напряжению на линии:

$$\Psi(x, t) = \int u(x, t) dt.$$

Потокосцепление $\Psi(x, t)$ связано с током и напряжением на линии следующими равенствами:

$$i(x, t) = -\frac{1}{L_0} \frac{\partial \Psi(x, t)}{\partial x}, \quad (1)$$

$$u(x, t) = \frac{\partial \Psi(x, t)}{\partial t}, \quad (2)$$

где L_0 — индуктивность фазы единицы длины линии.

Применяя способ разделения переменных Фурье — Бернулли, представим потокосцепление в виде [Л. 2]:

$$\Psi(x, t) = \sum_k p_k(t) X_k(x) = \sum_k p_k(t) \left(A_k \sin \frac{\omega_k}{v} x + B_k \cos \frac{\omega_k}{v} x \right), \quad (3)$$

где $p_k(t)$ — обобщенные координаты; $X_k(x)$ — функции распределения, определяемые с помощью граничных условий; ω_k — частоты собственных колебаний системы.

Чтобы найти обобщенную силу f_k , нужно дать приращение обобщенной координате. При этом источник совершит работу, равную работе обобщенной силы:

$$i_k \Delta \Psi_k = f_k \Delta p_k,$$

где Ψ_k — потокосцепление, соответствующее напряжению на источнике тока.

В результате обобщенная сила определяется выражением:

$$f_k = \frac{i_k \Delta \Psi_k}{\Delta p_k}.$$

Для примера рассмотрим некоторые частные случаи схем включения источника.

1. Источник тока включен на линию непосредственно (рис. 1, а):

$$f_k = \frac{i_k X_k(x_k) \Delta p_k}{\Delta p_k} = i_k X(x_k), \quad (4)$$

где x_k — абсцисса точки присоединения источника.

2. Последовательно с источником тока включена сосредоточенная емкость C (рис. 1, б):

$$\Psi_k = \Psi + \Psi_C = \Psi + \int u_C dt,$$

где

$$u_C = \frac{1}{C} \int idt = -\frac{1}{CL_0} \int \frac{\partial \Psi}{\partial x} dt.$$

Учитывая соотношение [Л. 2] $p''_k = -\omega_k^2 p_k$, которое при нулевых начальных условиях равносильно $\iint p_k dt^2 = -\frac{1}{\omega_k^2} p_k$, найдем выражение для обобщенной силы:

$$f_k = i_k \left[X_k(x) + \frac{1}{CL_0 \omega_k^2} X'_k(x) \right]_{x=x_k}.$$

Таким образом, элемент, шунтирующий источник тока, не влияет на величину обобщенной силы, но реализуется в краевых условиях, а элемент, включенный последовательно с источником тока, реализуется при определении обобщенной силы, но не влияет на краевые условия.

Итак, если в рассматриваемом случае в качестве расчетной величины² выбрать потокосцепление Ψ , то обобщенная сила получается пропорциональной току источника.

Применение в качестве основной расчетной величины потокосцепления означает, что между электрической системой и эквивалентной ей механической (для которой записано уравнение Лагранжа) существует вторая система электромеханических аналогий Максвелла [Л. 4]. Поэтому кинетической энергии механической системы T соответствует электрическая энергия, накопленная в емкостных элементах линии, а потенциальной энергии V соот-

² При анализе схем включения на линию источника э. д. с. в качестве расчетной величины применяется заряд $Q = \int idt$ [Л. 2].

¹ В порядке обсуждения.

ветствует магнитная энергия индуктивных элементов.

Уравнение энергии электрического поля (кинетической энергии системы) имеет вид:

$$T = \sum_{(m)} \int_{l_{(m)}} \frac{C_{0(m)}}{2} u_{(m)}^2 dx + \sum_{\xi} \frac{C_{\xi}}{2} u_{\xi}^2 =$$

$$= \sum_{(m)} \int_{l_{(m)}} \frac{C_{0(m)}}{2} \left(\frac{\partial \Psi_{(m)}}{\partial t} \right)^2 dx + \sum_{\xi} \frac{C_{\xi}}{2} \left(\frac{\partial \Psi_{\xi}}{\partial t} \right)^2, \quad (5)$$

где $C_{0(m)}$ — емкость на единицу длины линии участка m ; C_{ξ} — сосредоточенная емкость.

Энергия магнитного поля (потенциальная энергия системы) равна:

$$V = \sum_{(m)} \int_{l_{(m)}} \frac{1}{2L_{0(m)}} \left(\frac{\partial \Psi_{(m)}}{\partial x} \right)^2 dx + \sum_{\eta} \frac{L_{\eta}}{2L_{0(\eta)}} \left(\frac{\partial \Psi_{\eta}}{\partial t} \right)^2, \quad (6)$$

где $L_{0(\eta)}$ — индуктивность на единицу длины линии соответствующего участка; L_{η} — сосредоточенная индуктивность.

Как известно [Л. 7], вначале должна рассматриваться схема без потерь с тем, чтобы определить функции распределения $X_k(x)$ и составить характеристическое уравнение системы. Потери энергии учитываются с помощью функции рассеяния R на стадии составления обыкновенного дифференциального уравнения для обобщенной координаты. Отметим, что функция рассеяния правильно учитывает активные потери в схеме, если коэффициент затухания всей схемы δ_k совпадает с коэффициентами затухания ее отдельных элементов. В противном случае, как показали расчеты, если не учитывать попарных произведений обобщенных координат [Л. 2], заметная погрешность появляется при $\delta_k \geq 0,5 \omega_k$. (В подавляющем большинстве случаев в реальных схемах $\delta_k \leq 0,5 \omega_k$.)

Релей придал функции рассеяния форму кинетической энергии, что дало возможность учесть потери мощности, обусловленные силами внешнего сопротивления, т. е. пропорциональные квадратам скоростей. В связи с этим функция рассеяния зависела от производных обобщенных координат по времени.

В нашем случае функция рассеяния Релея, имеющая форму кинетической энергии, дает возможность учесть активные потери в проводимостях участка линии $g_{0(m)}$, которые мы предполагаем постоянными, т. е. независимыми от напряжения на линии:

$$R_{g0(m)} = \int_{l_{(m)}} \frac{g_{0(m)}}{2} u_{(m)}^2 = \int_{l_{(m)}} \frac{g_{0(m)}}{2} \left(\frac{\partial \Psi_{(m)}}{\partial t} \right)^2 dx =$$

$$= \sum_{l_{(m)}} (p'_k)^2 \int_{l_{(m)}} \frac{g_{0(m)}}{2} X_{k(m)}^2 dx.$$

Для сосредоточенных поперечных активных проводимостей g_{ξ} это выражение имеет вид:

$$R_{g_{\xi}} = \frac{g_{\xi}}{2} u_{\xi}^2 = \frac{g_{\xi}}{2} \left(\frac{\partial \Psi_{\xi}}{\partial t} \right)^2 = \sum_k (p'_k)^2 \frac{g_{\xi}}{2} X_{k\xi}^2.$$

Однако функции рассеяния, учитывающие потери мощности в активных сопротивлениях участка линии

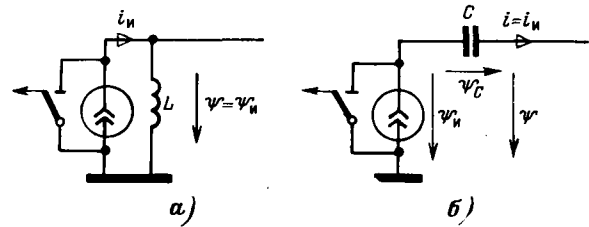


Рис. 1.

$r_{0(m)}$ и в сосредоточенных продольных сопротивлениях r_{η} , соответственно определяются выражениями:

$$R_{r0(m)} = \int_{l_{(m)}} \frac{r_{0(m)}}{2} i_{(m)}^2 = \int_{l_{(m)}} \frac{r_{0(m)}}{2L_{0(m)}^2} \left(\frac{\partial \Psi_{(m)}}{\partial x} \right)^2 dx =$$

$$= \sum_k p_k^2 \int_{l_{(m)}} \frac{r_{0(m)}}{2L_{0(m)}^2} \left(\frac{dX_{k(m)}}{dx} \right)^2 dx;$$

$$R_{r_{\eta}} = \frac{r_{\eta}}{2} i_{\eta}^2 = \frac{r_{\eta}}{2L_{0(\eta)}^2} \left(\frac{\partial \Psi_{\eta}}{\partial x} \right)^2 = \sum_k p_k^2 \frac{r_{\eta}}{2L_{0(\eta)}^2} \left(\frac{dX_{k(\eta)}}{dx} \right)^2$$

и зависят от самих обобщенных координат p_k , т. е. имеют форму потенциальной энергии, что не предусмотрено в [Л. 7]. Аналогичное затруднение возникает и при необходимости учета потерь на внутреннее трение при исследовании колебаний упругих систем. Это затруднение было преодолено с помощью комплексной формы теории внутреннего трения [Л. 8].

Поступая аналогично, запишем уравнение Лагранжа в комплексной форме:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \dot{r}}{\partial \dot{p}_k} \right) + \frac{\partial \dot{V}}{\partial \dot{p}_k} = \dot{F}_k, \quad (7)$$

где $\dot{p}_k = P_{km} e^{-\delta_k t + j(\omega_{kr} t + \phi_k)} = P_{km} e^{j(\tilde{\omega}_k t + \phi_k)}$ — комплексное значение обобщенной координаты; $\tilde{\omega}_k = \omega_{kr} + j\delta_k$; $\omega_{kr} = \sqrt{\omega_k^2 - \delta_k^2}$ — собственная частота в схеме с потерями.

Для того чтобы в (7) не выделять функцию рассеяния, активные потери в схеме линии будем учитывать в значениях индуктивности продольного и емкости поперечного элементов линии в виде:

$$\tilde{L} = L + \frac{r}{j\tilde{\omega}_k};$$

$$\tilde{C} = C + \frac{g}{j\tilde{\omega}_k}.$$

Вычислим комплексное значение потенциальной энергий $\dot{V}$. Для упрощения покажем это на примере одного участка линии (индекс m участка линии опускаем):

$$\dot{V} = \int_l \frac{1}{2\tilde{L}_0} \left(\frac{\partial \Psi}{\partial x} \right)^2 dx = \sum_k \dot{p}_k^2 \int_l \frac{1}{2\tilde{L}_0} \left(\frac{dX_k}{dx} \right)^2 dx. \quad (8)$$

Величина, обратная индуктивности $\tilde{L}_0$, определяется выражением:

$$\frac{1}{\tilde{L}_0} = \frac{j\tilde{\omega}_k}{r_0 + j\tilde{\omega}_k L_0} = \frac{-\delta_k + j\omega_{kr}}{r_0 - \delta_k L_0 + j\omega_{kr} L_0} =$$

$$= \frac{(\omega_{kr}^2 + \delta_k^2) L_0 + j\tilde{\omega}_k r_0}{r_0^2 - 2\delta_k r_0 L_0 + (\omega_{kr}^2 + \delta_k^2) L_0^2}.$$

Так как $\omega_k^2 + \delta_k^2 = \omega_k^2$ и $r_0^2 - 2\delta_k r_0 L_0 \ll \omega_k^2 L_0^2$,

то выражение для $\frac{1}{\tilde{L}_0}$ примет вид³:

$$\frac{1}{\tilde{L}_0} \approx \frac{1}{L_0} + j\tilde{\omega}_k \frac{r_0}{\omega_k^2 L_0^2}.$$

Учитывая, что $\dot{P}'_k = j\tilde{\omega}_k \dot{P}_k$ и дифференцируя (8) по обобщенной координате, получим:

$$\frac{\partial \dot{V}}{\partial \dot{P}'_k} \approx \sum_k \dot{P}_k \int \frac{1}{L_0} \left(\frac{dX_k}{dx} \right)^2 dx + \sum_k \dot{P}'_k \int \frac{r_0}{\omega_k^2 L_0^2} \times \left(\frac{dX_k}{dx} \right)^2 dx. \quad (9)$$

Поскольку емкость $\tilde{C}_0$ в выражении кинетической энергии T входит в числитель (5), то первое слагаемое уравнения (7) после соответствующих преобразований приводится к виду:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \dot{T}}{\partial \dot{P}'_k} \right) = \sum_k \dot{P}''_k \int C_0 X_k^2 dx + \sum_k \dot{P}'_k \int g_0 X_k^2 dx. \quad (10)$$

После подстановки (9) и (10) в (7) для k -го колебания имеем:

$$a_k \dot{P}''_k + b_k \dot{P}'_k + c_k \dot{P}_k = \dot{F}_k, \quad (11)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_k &= C_0 \int X_k^2 dx; \quad c_k = \frac{1}{L_0} \int \left(\frac{dX_k}{dx} \right)^2 dx; \\ b_k &= b_{k(g)} + b_{k(r)} = \frac{g_0}{C_0} a_k + \\ &+ \frac{r_0}{\omega_k^2 L_0} c_k; \quad \delta_k = \frac{b_k}{2a_k}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Поскольку все коэффициенты в (11) являются действительными величинами, взяв мнимую часть от обеих сторон уравнения, получаем:

$$a_k p''_k + b_k p'_k + c_k p_k = f_k. \quad (13)$$

В общем случае, когда схема состоит из m участков линий и содержит η продольных и ξ поперечных сосредоточенных элементов, имеем:

$$\left. \begin{aligned} a_k &= \sum_{(m)} a_{k(m)} + \sum_{\eta} a_{k(\eta)} + \sum_{\xi} a_{k\xi}; \\ c_k &= \sum_{(m)} c_{k(m)} + \sum_{\eta} c_{k\eta} + \sum_{\xi} c_{k\xi}; \\ b_k &= \sum_{(m)} \left(\frac{g_{0(m)}}{C_{0(m)}} a_{k(m)} + \frac{r_{0(m)}}{\omega_k^2 L_{0(m)}} c_{k(m)} \right) + \\ &+ \sum_{\xi} g_{\xi} X_{k\xi}^2 + \sum_{\eta} \frac{r_{\eta}}{\omega_k^2 L_{0(\eta)}} \left(\frac{dX_{k(\eta)}}{dx} \right)^2. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Отметим, что для всей схемы в целом между коэффициентами a_k и c_k существует соотношение [Л. 2], которое позволяет значительно упростить вычисления:

$$c_k = \omega_k^2 a_k. \quad (15)$$

³ Погрешность возникает, если коэффициент затухания линии $\delta_{kl} = r_0/2L_0$ не совпадает с коэффициентом затухания δ_k всей схемы. Ее нет в слагаемых, обусловленных активными проводимостями ($g_{0(m)}$ и g_{ξ}) схемы [см. (14)].

В некоторых случаях характеристическое уравнение рассматриваемой системы содержит нулевой корень ($\omega_k = 0$). Тогда функция распределения в (1) принимает значение $X_0(x) = B_0 = \text{const}$, которое может быть введено в состав обобщенной координаты $p_0(t)$ (см. пример). Поэтому $X_0(x) = 1$.

На основании равенства (8) соответствующая слагаемая потенциальной энергии $\dot{V}_0$ и коэффициенты c_0 и $b_{0(r)}$ будут равны нулю.

Для этого же корня $\omega_k = 0$ согласно (12) получим:

$$a_0 = C_0 l; \quad b_0 = b_{0(g)} = \frac{g_0}{C_0} a_0 = g_0 l.$$

Нулевому корню соответствует укороченное уравнение при $c_0 = 0$:

$$a_0 p''_0 + b_0 p'_0 = f_0. \quad (16)$$

Если проинтегрировать (13) и (16), то получим обобщенные координаты $p_k(t)$, $p_0(t)$ и искомое потосцепление (3), ток (1) и напряжение (2) на линии. Таким образом, хотя для вывода уравнения (13) пришлось применить комплексные функции, конкретные расчеты производятся с действительными числами.

В заключение укажем, что рассмотренный метод расчета переходного процесса в длинных линиях позволяет исследовать схемы с большими потерями. Как показано в [Л. 2], учет попарных произведений коэффициентов в функции рассеяния приводит обычно лишь к незначительным уточнениям в величине токов и напряжений. Отметим также, что в схеме с относительно большими потерями частота собственных колебаний ω_{kr} (7) значительно меньше частоты ω_k в схеме без потерь. При выполнении расчетов операторным методом [Л. 6] для ее определения вместо данной формулы следует по методу Ньютона искать второе приближение корней характеристического уравнения, так как первое дает лишь значение коэффициента затухания δ_k . А это сопряжено с громоздкими вычислениями в комплексных числах.

Пример. Рассмотрим схему включения источника тока $i_x = I_m \sin \omega t$ на длинную линию (рис. 2). Для того чтобы более полно проиллюстрировать метод расчета, предусмотрим в схеме активные сопротивления, сосредоточенные емкости и индуктивность, а также активную проводимость, шунтирующую источник тока [Л. 9].

Для каждого из участков линии согласно (3) запишем:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_1(x, t) &= \sum p_k(t) \left(A_k \sin \frac{\omega_k}{v} x + B_k \cos \frac{\omega_k}{v} x \right), \\ &0 \leq x \leq l; \\ \Psi_2(x, t) &= \sum p_k(t) \left(E_k \sin \frac{\omega_k}{v} x + F_k \cos \frac{\omega_k}{v} x \right), \\ &l \leq x \leq 2l. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

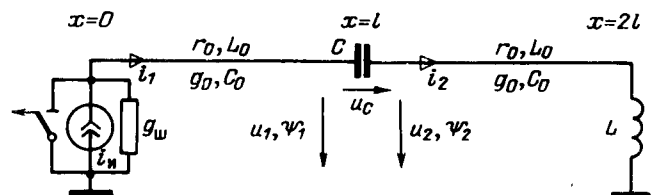


Рис. 2.

Краевые условия для свободного режима в линии без потерь при $x=0$:

$$i(0, t) = 0, \text{ т. е. } \left| -\frac{1}{L_0} \frac{\partial \Psi_1}{\partial x} \right|_{x=0} = 0. \quad (18)$$

При $x=l$ имеем:

$$i_1(l, t) = i_C = i_2(l, t), \text{ т. е. } \left| -\frac{1}{L_0} \frac{\partial \Psi_1}{\partial x} = -\frac{1}{L_0} \frac{\partial \Psi_2}{\partial x} \right|_{x=l}; \quad (19)$$

$$u_C = u_1 - u_2, \text{ т. е. } \left| \frac{1}{C} \int i_1 dt = \frac{\partial \Psi_1}{\partial t} - \frac{\partial \Psi_2}{\partial t} \right|_{x=l}.$$

Продифференцировав это выражение, получим:

$$\left| \frac{\partial^2 \Psi_1}{\partial t^2} - \frac{\partial^2 \Psi_2}{\partial t^2} = -\frac{1}{CL_0} \frac{\partial \Psi_1}{\partial x} \right|_{x=l}. \quad (20)$$

При $x=2l$

$$u(2l, t) = L \frac{di_2}{dt}, \text{ т. е. } \left| \frac{\partial \Psi_2}{\partial t} = L \frac{\partial}{\partial t} \left(-\frac{1}{L_0} \frac{\partial \Psi_2}{\partial x} \right) \right|_{x=2l},$$

или

$$\left| \Psi_2 = -\frac{L}{L_0} \frac{\partial \Psi_2}{\partial x} \right|_{x=2l}. \quad (21)$$

Реализуя условие (18), получаем $A_k = 0$. Следовательно,

$$\Psi_1 = \sum_k p_k(t) B_k \cos \frac{\omega_k}{v} x.$$

Из краевого условия (21) имеем:

$$F_k = -E_k \operatorname{tg}(2\omega_k \tau + \theta_k), \quad (22)$$

где

$$\operatorname{tg} \theta_k = \frac{\omega_k L}{z}; \quad z = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}.$$

Реализуя условие (19), найдем связь между коэффициентами E_k и B_k :

$$E_k = -B_k \frac{\sin \omega_k \tau \cos(2\omega_k \tau + \theta_k)}{\cos(\omega_k \tau + \theta_k)}. \quad (23)$$

Подставляя (22) и (23) в (17), окончательно получаем:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_1(x, t) &= \sum_k p_k^0(t) \cos \frac{\omega_k}{v} x; \\ \Psi_2(x, t) &= \sum_k p_k^0(t) \frac{\sin \omega_k \tau}{\cos(\omega_k \tau + \theta_k)} \times \\ &\times \sin\left(2\omega_k \tau + \theta_k - \frac{\omega_k}{\tau} x\right), \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

где $p_k^0(t) = B_k p_k(t)$ — обобщенная координата потокоцепления⁴. Характеристическое уравнение получим из краевого условия (20):

$$\begin{aligned} p_k''(t) \left[\cos \omega_k \tau - \frac{\sin \omega_k \tau}{\cos(\omega_k \tau + \theta_k)} \sin(\omega_k \tau + \theta_k) \right] = \\ = -p_k(t) \frac{\omega_k}{L_0 C} \sin \omega_k \tau. \end{aligned}$$

Учитывая, что $p_k''(t) = -\omega_k^2 p_k(t)$ [Л. 2], после преобразования получим:

$$\operatorname{tg}(\omega_k \tau + \theta_k) - \operatorname{ctg} \omega_k \tau = \frac{1}{z C \omega_k}. \quad (25)$$

Кроме того, поскольку при преобразовании мы сократили на ω_k , то $\omega_0=0$ также является корнем характеристического уравнения, что будет учтено ниже.

⁴ В дальнейшем для упрощения записи значок «0» над обобщенной координатой опускается.

Найдем коэффициенты (12) дифференциального уравнения (13). Для линии, состоящей из двух участков, имеем:

$$a_{k\pi} = C_0 \int_0^l X_1^2(x) dx + C_0 \int_l^{2l} X_2^2(x) dx; \quad (26)$$

$$c_{k\pi} = \frac{1}{L_0} \int_0^l [X_1'(x)]^2 dx + \frac{1}{L_0} \int_l^{2l} [X_2'(x)]^2 dx.$$

С помощью (24) находим:

$$\left. \begin{aligned} a_{k\pi} &= \frac{1}{4z\omega_k} \left\{ 2\omega_k \tau + \sin 2\omega_k \tau + \frac{\sin^2 \omega_k \tau}{\cos^2(\omega_k \tau + \theta_k)} \times \right. \\ &\times [2\omega_k \tau + \sin 2\theta_k - \sin 2(\omega_k \tau + \theta_k)] \left. \right\}; \\ c_{k\pi} &= \frac{\omega_k}{4z} \left\{ 2\omega_k \tau - \sin 2\omega_k \tau + \frac{\sin^2 \omega_k \tau}{\cos^2(\omega_k \tau + \theta_k)} \times \right. \\ &\times [2\omega_k \tau - \sin 2\theta_k + \sin 2(\omega_k \tau + \theta_k)] \left. \right\}; \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

$$b_{k\pi} = \frac{g_0}{C_0} a_{k\pi} + \frac{r_0}{\omega_k^2 L_0} c_{k\pi}. \quad (28)$$

Для сосредоточенной емкости, включенной в рассечку линии (рис. 2), энергия электрического поля, эквивалентная кинетической энергии, равна

$$\begin{aligned} T_C &= \frac{C}{2} (u_1 - u_2)^2|_{x=l} = \frac{C}{2} \left(\frac{\partial \Psi_1}{\partial t} - \frac{\partial \Psi_2}{\partial t} \right)^2 \Big|_{x=l} = \\ &= \frac{C}{2} [p_k'(t)]^2 [X_1(x) - X_2(x)]_{x=l}^2. \end{aligned}$$

Выражение для соответствующего коэффициента имеет вид:

$$a_{kC} = C [X_1(x) - X_2(x)]_{x=l}^2 = C [\cos \omega_k \tau - \sin \omega_k \tau \operatorname{tg}(\omega_k \tau + \theta_k)]^2. \quad (29)$$

Учитывая, что в начале линии $X_{1k}(0)=1$, находим соответствующую величину для сосредоточенной проводимости:

$$b_{k\pi} = g_{\pi}. \quad (30)$$

Для всей схемы рис. 2, учитывая равенства (14) и (15), имеем:

$$a_k = a_{k\pi} + a_{kC}; \quad b_k = b_{k\pi} + b_{k\pi}; \quad c_k = \omega_k^2 a_k. \quad (31)$$

Эти коэффициенты являются параметрами колебательного контура (рис. 3).

Так как $X_1(0)=1$, то согласно (4) обобщенная сила равна:

$$f_k = i_k = I_m \sin \omega t.$$

Фаза тока i_k принята равной нулю, так как предполагается, что обрыв дуги происходит в момент прохождения тока через нуль.

Для того чтобы составить укороченное дифференциальное уравнение (16), в равенствах (17) положим $\omega_k=0$; получим выражения:

$$\Psi_{10} = p_0(t) B_0; \quad \Psi_{20} = p_0(t) F_0.$$

Реализуя условие (21), получаем $F_0=0$. Включая, как и ранее, B_0 в состав обобщенной координаты, для нулевого корня имеем:

$$X_{10}=1; \quad X_{20}=0. \quad (32)$$

Представляет интерес рассмотреть случай $L=\infty$. Найдем связь между B_0 и F_0 из краевого условия при $x=l$, а именно: $u_{C0}=u_{10}-u_{20}$. Учтем, что при $X_{10}=B_0=\text{const}$ и $X_{20}=F_0=\text{const}$ линия вырождается в цепь со сосредоточенными параметрами,

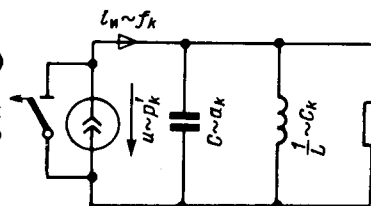


Рис. 3.

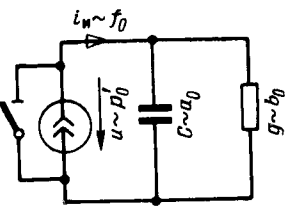


Рис. 4.

Формула	(25)	(27)	(27)	(28)	(29) (31)	(30) (31)	(36)	(33)	(36)	(35)	(34)	Относительная ошибка
Расчетная величина	ω_k , рад/сек	a_{kl} , мкф	c_{kl} , 1/гн	b_{kl} , сим	a_k , мкф	b_k , сим	δ_k , сек ⁻¹	ω_{kr} , рад/сек	φ_k , рад	U_{km} , отн. ед.	$U_{прт.}$, отн. ед.	
$k=0$	0	4,38	0	0	62,4	$1,67 \cdot 10^{-3}$	26,8	0	1,49	0,072		
$k=1$	220	8,45	$3,56 \cdot 10^{-2}$	$0,017 \cdot 10^{-3}$	8,80	$1,69 \cdot 10^{-3}$	96,0	198	0,700	1,005	1,01	1%
$k=2$	1400	4,38	$8,62 \cdot 10^{-2}$	$0,101 \cdot 10^{-3}$	4,57	$1,77 \cdot 10^{-3}$	194,0	1390	-1,51	0,052		

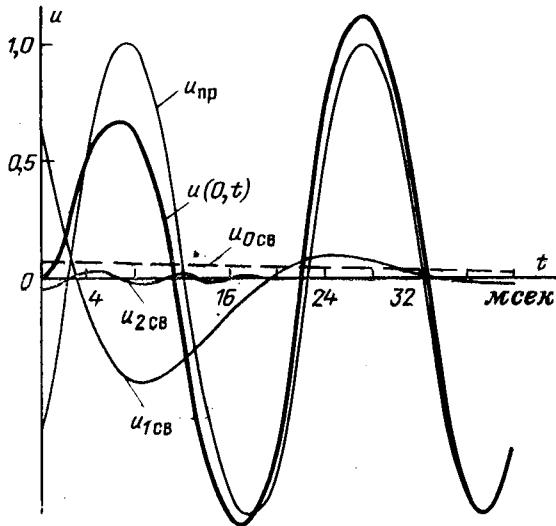


Рис. 5.

причем каждый участок линии в реактивной схеме представлен емкостью $C_0 l$. Поэтому напряжения u_{20} и u_{10} связаны со-

отношением $u_{20} = u_{10} \frac{C}{C_0 l + C}$, откуда

$$F_0 = B_0 \frac{C}{C_0 l + C}.$$

Таким образом, в этом случае имеем⁵:

$$X_{10} = 1; X_{20} = \frac{C}{C_0 l + C}. \quad (33)$$

Тогда согласно (26), (28) и (29), а также с учетом (32) и (33) имеем:

$$a_0 = a_{0л} + a_{0C} = C_0 l + C;$$

$$b_0 = \frac{g_0}{C_0} a_{0л} = g_0 l \text{ при } L \neq \infty;$$

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= C_0 l \left[1 + \left(\frac{C}{C_0 l + C} \right)^2 \right] + C \left(\frac{C_0 l}{C_0 l + C} \right)^2 = \\ &= C_0 l \frac{C_0 l + 2C}{C_0 l + C}; \\ b_0 &= \frac{g_0}{C_0} a_{0л} = g_0 l \left[1 + \left(\frac{C}{C_0 l + C} \right)^2 \right] \end{aligned} \right\} \text{ при } L = \infty.$$

Соответствующая схема дана на рис. 4.

⁵ Те же результаты можно получить, рассматривая реактивную схему с закороченными индуктивностями.

С помощью схем рис. 3 и 4 и [Л. 2] находим напряжение на источнике тока, что соответствует напряжению на рубильнике, отключающему линию:

$$\begin{aligned} u_n &= \left| \frac{\partial \Psi_1}{\partial t} \right|_{x=0} = \sum_{k=1}^{\infty} p'_k(t) + p'_0(t) = \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \left\{ \sin(\omega t - \varphi_k) - e^{-\delta_k t} \left[\left(\frac{\omega_k^2}{\omega \omega_{kr}} \cos \varphi_k + \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{\delta_k}{\omega_{kr}} \sin \varphi_k \right) \sin \omega_{kr} t - \sin \varphi_k \cos \omega_{kr} t \right] \right\} + \\ &\quad + U_{0m} [\sin(\omega t - \varphi_0) + \sin \varphi_0 e^{-\delta_0 t}], \end{aligned} \quad (34)$$

где

$$U_{km} = \frac{I_m \omega \sin \varphi_k}{(\omega^2 - \omega_k^2) a_k}; U_{0m} = \frac{I_m}{\sqrt{(\omega a_0)^2 + b_0^2}}; \quad (35)$$

$$\left. \begin{aligned} \omega_{kr} &= \sqrt{\omega_k^2 - \delta_k^2}; \delta_k = \frac{b_k}{2a_k}; \varphi_k = \arctg \frac{\omega^2 - \omega_k^2}{2\delta_k \omega}; \\ \delta_0 &= \frac{b_0}{a_0}; \varphi_0 = \arctg \frac{\omega a_0}{b_0}. \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

Отметим, что вычисляемая по формуле (34) вынужденная составляющая напряжения u_n может быть также найдена символическим методом, что может служить контролем точности расчета. Отметим также, что при $L = \infty$ (конец линии разомкнут) и при отсутствии потерь в составе свободного режима остается незатухающая слагаемая, обусловленная пучевым корнем:

$$U_0 = \frac{I_m}{\omega a_0} = \frac{I_m}{\omega C_0 l} \frac{C_0 l + C}{C_0 l + 2C}.$$

Для схемы рис. 2 произведем численный расчет переходного процесса. Основные параметры схемы: $L_0 = 0,943$ гн/км; $C_0 = 0,0125$ мкф; $r_0 = 0,0217$ ом/км; $g_0 = 0$; $l = 350$ км; $C = 58$ мкф; $L = 2,3$ гн. Результаты расчета сведены в таблицу, а на рис. 5 приведены кривые соответствующих составляющих напряжения на источнике тока в переходном режиме. Активная проводимость, шунтирующая источник тока, вызвала быстрое затухание переходного процесса.

Выводы. 1. Для того чтобы классическим методом найти переходной процесс при отключении длинной линии, необходимо в качестве расчетной величины принять магнитное потокоцепление, соответствующее напряжению на линии.

2. Обобщенные координаты, определяющие искомые величины, находятся в результате интегрирования обыкновенных дифференциальных уравнений. Все расчеты значительно облегчаются, так как они выполняются с действительными числами.

3. Метод не дает погрешности, если коэффициент затухания всей схемы совпадает с коэффициентом

Тиристорный источник реактивной мощности

Инж. Б. Я. ГУМАНОВСКИЙ и канд. техн. наук В. И. ПЛЕСКОВ

Горьковский политехнический институт,

инженеры С. И. ВОРОПАЕВ и А. А. ПОСКРОБКО

Мордовский научно-исследовательский электротехнический институт

Тиристорные источники реактивной мощности могут найти применение в электрических сетях 0,4—10 кВ для компенсации коэффициента мощности и регулирования напряжения наряду с существующими средствами [Л. 1]. Особенно целесообразно применение тиристорных источников реактивной мощности в системах электроснабжения в качестве стабилизаторов напряжения и компенсаторов реактивной мощности при наличии в системах управляемых статических преобразователей с глубоким регулированием выходных параметров, когда конденсаторные батареи выходят из строя вследствие искажения напряжения сети высшими гармоническими.

Приведенные на рис. 1 два варианта силовой схемы тиристорных источников реактивной мощности представляют собой трехфазный управляемый выпрямительный мост, нагрузкой которого является реактор P_n с малым значением активного сопротивления. Отличие схем заключается лишь в способе искусственной коммутации тока тиристор.

Тиристоры моста отпираются ранее точки естественной коммутации на угол α , который при работе на индуктивную нагрузку P_n с малым активным сопротивлением приблизительно равен 90 эл. град, а среднее значение выпрямленного напряжения близко к нулю (рис. 2, диаграммы токов и напряжений соответствуют схеме 1,а).

Первая гармоническая тока опережает фазное напряжение на угол, близкий к значению 90 эл. град, и источник отдает в сеть реактивную мощность индуктивного режима

$$Q = S \sin \varphi = \sqrt{3} UI \sin \varphi, \quad (1)$$

где S — полная мощность источника; U — действующее значение линейного напряжения; I — 1-я гармоническая тока;

$$\varphi = \alpha - \frac{\gamma}{2} \approx 90 \text{ эл. град.}$$

Искусственная коммутация источника (рис. 1,а) осуществляется по схеме с отсекающими диодами

тами затухания ее отдельных элементов. В противном случае заметная погрешность появляется при $\delta_k \geq 0,5 \omega_k$.

Литература

1. Бьюлей Л. В., Волновые процессы в линиях передачи и трансформаторах, ОНТИ, 1938.
2. Караев Р. И., Переходные процессы в линиях большой протяженности, Госэнергоиздат, 1963.
3. Лагранж Ж., Аналитическая механика, т. 1, Гостехиздат, 1950.
4. Тетельбаум И. М., Электрическое моделирование, Физматгиз, 1959.

$D_1—D_6$. Достоинства приведенных схем — простота системы управления, недостаток — наличие дополнительных диодов в силовой цепи и потери мощности в них. Обратное напряжение на отсекающих диодах $D_1—D_6$ равно двойному значению амплитудного напряжения сети. Перезаряд коммутирующих конденсаторов $C_1—C_6$ в схеме рис. 1,а осуществляется током нагрузки и поэтому диапазон регулирования схемы $D = \frac{Q_{\min}}{Q_n}$ не превышает 1:30

для тиристоров с временем восстановления запирающих свойств $\Delta t_v = 70 \text{ мксек}$. Минимальное значение реактивной мощности $Q_{\min}$ взято при $\alpha = 180^\circ$. Диапазон регулирования тока нагрузки расширяется при тиристорах с малым временем восстановления запирающих свойств вследствие уменьшения необходимой емкости коммутирующих конденсаторов.

Схема с шунтирующими диодами на тиристорах и коммутирующими LC-контуром (рис. 1,б) может работать при более широком диапазоне изменения тока нагрузки (практически от нуля до номинального значения). В коммутирующих конденсаторах за цикл коммутации происходит колебательный перезаряд независимо от тока нагрузки. При запираании тиристоров к ним прикладывается небольшое отрицательное напряжение, равное прямому падению напряжения на шунтирующих диодах, а не амплитудное значение линейного напряжения сети, как в схеме рис. 1,а. Потери активной мощности в контурах коммутации схемы рис. 1,б больше, чем в схеме рис. 1,а.

Диаграммы напряжений на элементах силовой схемы рис. 1,б подобны приведенным для схемы рис. 1,а и отличаются на величину дополнительных перенапряжений, обусловленных наличием индуктивностей в контурах коммутации.

При расчете основных элементов тиристорного источника приняты следующие допущения.

1. Форма кривой напряжения питающей сети принимается синусоидальной. Это возможно при наличии на входе источника LC-фильтров [Л. 2] или блока защиты от коммутационных перенапряжений БЗКП по схеме, приведенной на рис. 1,а.

5. Паповко Я. Г., Основы прикладной теории упругих колебаний, изд-во «Машиностроение», 1967.

6. Лосев С. В. и Чернин А. Б., Практический метод расчета переходных процессов при коротких замыканиях на линиях с распределенными параметрами, «Электричество», 1957, № 4.

7. Релей (Дж. В. Стрэтт), Теория звука, т. 1, Гостехиздат, 1955.

8. Сорокин Е. С., К теории внутреннего трения при колебаниях упругих систем, Стройиздат, 1960.

9. Ушаков И. М., Перенапряжения при разрывах электропередач с продольной емкостной компенсацией и их ограничение, «Научно-технический информационный бюллетень», ЛПИ, 1958, № 4.



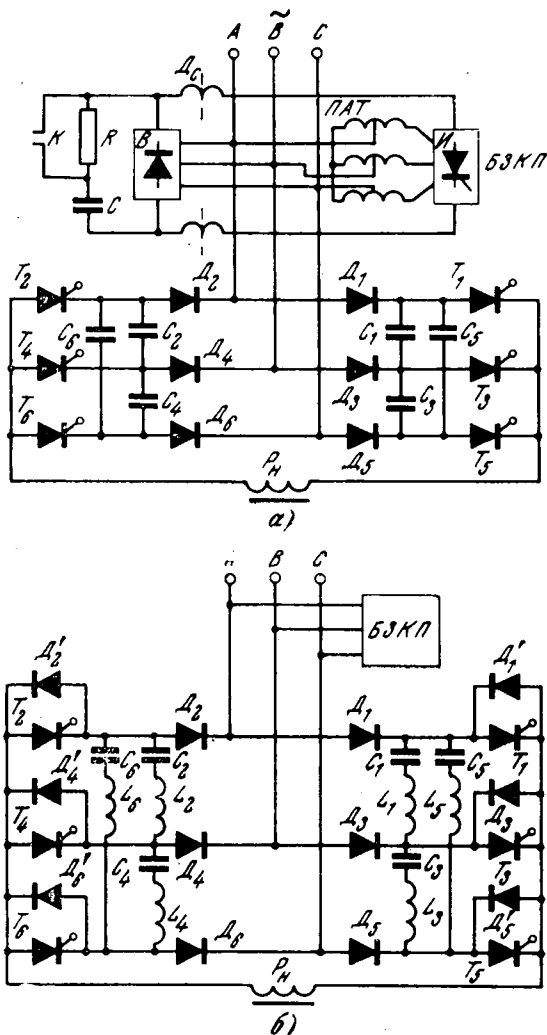


Рис. 1. Схемы силовых цепей тиристорного источника.

При этом коммутационные резкие изменения напряжения, определяемые индуктивным сопротивлением рассеяния трансформатора и линии, не превышают 5% и могут не учитываться. БЗКП представляет собой электролитический конденсатор, включенный в сеть через трехфазный диодный мост. Энергия перенапряжений между циклами коммутации отдается в питающую сеть через инвертор с фиксированным углом управления ($\beta = 15^\circ$ эл. град) и повышающего автотрансформатора ПАТ. Форма результирующей кривой тока БЗКП и тиристорного источника ближе к синусоидальной, нежели тока одного источника, вследствие того, что при коммутации энергии, накопленная в индуктивности отключаемой фазы передается в электролитический конденсатор. Однако при расчете значения индуктивности дросселя это изменение гармонического состава тока не учитывается.

2. Значение активного сопротивления реактора принимается равным нулю.

3. Резкие изменения напряжения на реакторе, появляющиеся в момент коммутации, не учитываются, так как их вольт-секундная площадь при номинальной нагрузке мала по сравнению с площадью напряжения на реакторе в интервале времени между коммутациями и не превышает 5%

в случае применения тиристоры с временем восстановления запирающих свойств Δt_v , равным 70 мксек. В схеме рис. 1,б эти всплески вообще отсутствуют.

4. Вентили и тиристоры схемы принимаются идеальными.

Принятые допущения позволяют рассчитать и выбрать индуктивность дросселя для трехфазных мостовых схем независимо от способа коммутации тока тиристоры.

Индуктивность и габаритная мощность реактора. Критерием для определения значения индуктивности реактора может служить гармонический состав тока тиристорного источника.

Для мостовых схем (рис. 1) при индуктивности реактора $L_p \rightarrow \infty$ коэффициент искажения тока k_u , пренебрегая коммутационными процессами, равен 0,955, а коэффициент гармоник k_r равен 0,310. Увеличение доли высших гармонических в токе фазы при конечной индуктивности и номинальной нагрузке по сравнению с его составом при $L_p \rightarrow \infty$ можно характеризовать относительным значением провала в кривой тока (рис. 2).

$$q = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max}}, \quad (2)$$

где $I_{\max}$ и $I_{\min}$ — соответственно максимальное и минимальное значения выпрямленного тока при номинальной нагрузке.

Задаваясь значением q , можно определить необходимое значение индуктивности реактора.

Считая, что напряжение на индуктивности нагрузки равно линейному напряжению сети и выбрав начало отсчета времени, соответствующее моменту коммутации, можно написать:

$$U_{\max} \sin(\omega t - 30^\circ) = L_p \frac{di}{dt}, \quad (3)$$

где $U_{\max}$ — амплитуда линейного напряжения; i — мгновенное значение тока дросселя.

Проинтегрировав (3) и подставив начальные условия (при $t=0$, $i=I_{\max}$), получим закон изменения тока реактора

$$i = I_{\max} + \frac{U_{\max}}{\omega L_p} [\cos 30^\circ - \cos(\omega t - 30^\circ)]. \quad (4)$$

Абсолютное значение провала в кривой тока реактора

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{U_{\max}}{\omega L_p} (1 - \cos 30^\circ). \quad (5)$$

Как видно из (5), абсолютное значение провала в кривой тока реактора не зависит от значения тока нагрузки источника реактивной мощности, если рассматривать зону непрерывных токов. Из (2) и (5) имеем:

$$L_p = \frac{U_{\max}}{q \omega I_{\max}} (1 - \cos 30^\circ). \quad (6)$$

Решая совместно (4) и (6), получим:

$$i = I_{\max} \left\{ 1 + \frac{q [\cos 30^\circ - \cos(\omega t - 30^\circ)]}{1 - \cos 30^\circ} \right\}. \quad (7)$$

При расчете мощности источника необходимо учитывать лишь 1-ю гармонику его тока I_1 , которую

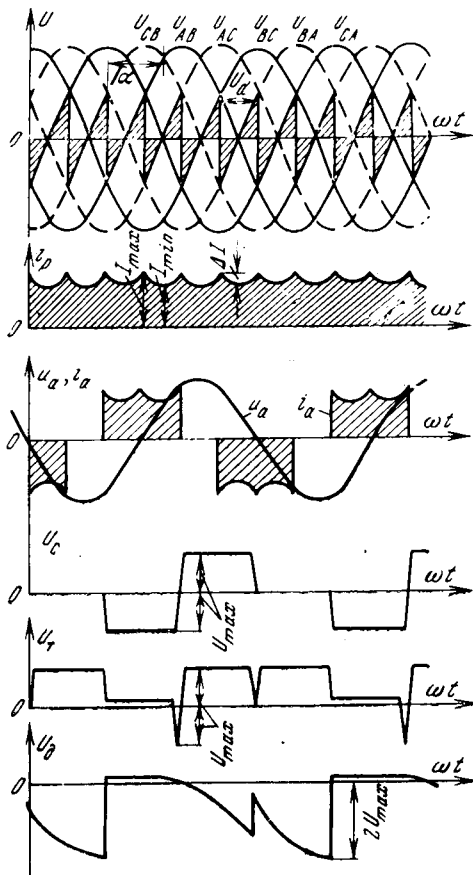


Рис. 2. Диаграмма напряжений и токов источника по схеме рис. 1, а. U — линейное напряжение; U_d — напряжение на реакторе нагрузки; i_T — мгновенное значение тока реактора нагрузки; i_a , U_a — ток и напряжение фазы источника; U_c — напряжение на коммутирующем конденсаторе; U_T — напряжение на тиристоре; U_d — напряжение на отсекающем диоде.

можно найти, как коэффициент при разложении кривой тока в ряд Фурье:

$$I_1 = \frac{4}{\pi \sqrt{2}} \int_0^{\pi/3} i \cos \omega t d\omega t, \quad (8)$$

откуда

$$I_1 = I_{\max} \left[\frac{\sqrt{6}}{\pi} - \frac{\sqrt{2} (4\pi \cos 30^\circ - 9)}{12\pi (1 - \cos 30^\circ)} q \right] = I_{\max} (0,78 - 0,527q).$$

Действующее значение тока тиристорного источника

$$I = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/3} i^2 d\omega t}$$

или

$$I = \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{4\sqrt{3} - 2\pi}{\sqrt{3}\pi(1 - \cos 30^\circ)} q + \frac{5\pi - 9\sqrt{3}}{6\pi(1 - \cos 30^\circ)^2} q^2} = I_{\max} \sqrt{0,667 - 0,888q + 0,355q^2}. \quad (9)$$

Коэффициент искажения формы тока

$$k_n = \frac{I_1}{I} = \frac{0,78 - 0,527q}{\sqrt{0,667 - 0,888q + 0,355q^2}}. \quad (10)$$

Коэффициент гармоник

$$k_r = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{1}{k_n}\right)^2 - 1} = \sqrt{\frac{0,667 - 0,888q + 0,355q^2}{(0,78 - 0,527q)^2} - 1}. \quad (11)$$

Поскольку при проектировании тиристорного источника известной величиной является номинальная реактивная мощность по 1-й гармонике тока источника, то значение индуктивности выразим через номинальное значение тока 1-й гармоники $I_{1н}$. Из совместного (6) и (8) решения

$$L_p = \frac{U \sqrt{2} (0,78 - 0,527q)}{q \omega I_{1н}} (1 - \cos 30^\circ) \quad (12)$$

или в относительных единицах (базисные значения $S_6 = \sqrt{3} U I_{1н}$, $I_6 = I_{1н}$, $\omega_6 = \omega$):

$$\bar{L}_p = \frac{L_p}{L_6} = \frac{\sqrt{2} (0,78 - 0,527q) (1 - \cos 30^\circ)}{\sqrt{3} q}. \quad (13)$$

Габариты, вес и стоимость реактора зависят от его типовой мощности, под которой понимается мощность серийного трансформатора того же класса изоляции (напряжения) с приблизительно теми же размерами, что и реактор [Л. 3]:

$$S_{тр} \approx \frac{3}{4} \omega L_p \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} I.$$

Учитывая (6), получим:

$$S_{тр} = \frac{3}{4} \frac{U I (1 - \cos 30^\circ)}{q} \quad (14)$$

или в относительных единицах

$$\bar{S}_{тр} = \frac{\sqrt{3} (1 - \cos 30^\circ)}{4 q k_n} = \frac{0,058}{q k_n}. \quad (15)$$

Параметры реактора оптимальны при $q_{\sim} = 0,3$. В этом случае $k_r = 0,35$; $k_n = 0,945$; $\bar{L}_p = 0,227$; $S_{тр} = 0,205$; $\frac{I_1}{I_{\max}} = 0,622$ при номинальном токе источника, что нужно учитывать при конструктивном расчете реактора. С уменьшением тока источника содержание высших гармоник в кривой тока увеличивается, однако абсолютное их значение не превышает абсолютного значения при номинальной нагрузке.

С целью уменьшения содержания высших гармонических в кривой тока при частичных нагрузках можно применить реактор с переменным зазором, например клиновидным. При уменьшении тока часть магнитопровода реактора у зазора выходит из насыщения и эквивалентное значение зазора уменьшается. Определенной конфигурацией зазора можно добиться постоянного коэффициента гармоник тиристорного источника при регулировании его тока. Однако его быстроедействие в этом случае несколько уменьшится.

Минимальная типовая мощность в трехфазной мостовой схеме составляет 20,5% от мощности тиристорного источника.

При 12-фазных пульсациях гармонический состав кривых тока и напряжения источника реактивной мощности значительно улучшается (рис. 3). Индуктивность реактора ТИРМ, соответствующего схеме рис. 3, а, определяется по зависимости, полученной на основании (6):

$$L_p = \frac{U_1 \sqrt{2}}{k q \omega I_1} (1 - \cos 15^\circ), \quad (16)$$

где U_1 — действующее значение первичного напряжения; k — коэффициент трансформации согласующего трансформатора.

Первая гармоническая тока

$$I_1 = \frac{I_{\max}}{k} \left[\frac{2\sqrt{6}}{\pi} - \frac{\sqrt{2}(\pi - 3) \cos 15^\circ}{\pi\sqrt{3}(1 - \cos 15^\circ)} q \right] = \frac{I_{\max}}{k} (1,56 - 1,04q). \quad (17)$$

Действующее значение тока

$$I = \frac{I_{\max}}{k} \sqrt{2,488 - 3,31q + 1,32q^2}; \quad (18)$$

коэффициенты

$$k_{\text{и}} = \frac{1,56 - 1,04q}{\sqrt{2,488 - 3,31q + 1,32q^2}}; \quad (19)$$

$$k_{\text{г}} = \frac{\sqrt{0,056 - 0,06q + 0,236q^2}}{1,56 - 1,04q}. \quad (20)$$

Решая совместно (16) и (17), получим:

$$L_{\text{р}} = \frac{U_1 \sqrt{2}(1,56 - 1,04q)(1 - \cos 15^\circ)}{q\omega I_1 k^2} \quad (21)$$

или в относительных единицах

$$\bar{L}_{\text{р}} = \frac{(1,56 - 1,04q)(1 - \cos 15^\circ) \sqrt{2}}{\sqrt{3}q}. \quad (22)$$

Типовая мощность реактора

$$S_{\text{тр}} = \frac{3}{4} \frac{U_1 I (1 - \cos 15^\circ)}{q} \quad (23)$$

или в относительных единицах

$$\bar{S}_{\text{тр}} = \frac{\sqrt{3}(1 - \cos 15^\circ)}{4qk_{\text{и}}} = \frac{0,0147}{qk_{\text{и}}}. \quad (24)$$

Анализ работы схемы рис. 3,а показал, что при конструктивном расчете реактора необходимо принимать $\bar{S}_{\text{тр}} \geq 0,075$. При этом $q=0,2$; $k_{\text{и}}=0,985$; $k_{\text{г}}=0,157$; $\bar{L}_{\text{р}}=0,188$; $I_{1\text{н}}=1,352 \frac{I_{\max}}{k}$; $I_{\text{н}}=1,372 \frac{I_{\max}}{k}$.

Типовая мощность реактора в рассматриваемой схеме почти в 3 раза меньше по сравнению с одно-мостовой схемой (рис. 1) при лучшей форме кривой тока. Быстродействие двухмостовой схемы источника реактивной мощности значительно выше одномостовой вследствие уменьшения индуктив-

ности дросселя и возможности приложения к нему в переходных процессах суммарного напряжения двух мостов.

При напряжении 0,4 кВ и отсутствии согласующего трансформатора 12-фазные пульсации можно получить, сдвинув на 30 эл. град векторы питающих напряжений двух мостов, включенных на две изолированные обмотки дросселя, которые размещены на крайних стержнях Ш-образного сердечника (рис. 3,б). Средний стержень должен иметь воздушный зазор и вдвое большее сечение, так как через него проходит постоянная составляющая н. с. обеих обмоток.

Коэффициенты $k_{\text{г}}$ и $k_{\text{и}}$ для формы тока источника рис. 3,б такие же, как в схеме по рис. 3,а. Типовые мощности дросселей нагрузки обеих схем источника мощности примерно одинаковы. Напряжение мостов схемы рис. 3,б на 3,6% больше напряжения питания, а действующее значение тока и его 1-й гармонической можно получить из выражений (17) и (18):

$$I_1 = I_{\max} (1,61 - 1,08q);$$

$$I = I_{\max} \sqrt{2,67 - 3,55q + 1,41q^2}.$$

Напряжение вторичной полуобмотки фазосдвигающего трансформатора

$$E_2 = \frac{U}{k_{\text{ф. с. т}}}, \text{ где } k_{\text{ф. с. т}} = \frac{\sqrt{3}}{\tan 15^\circ} = 6,46.$$

Действующее значение тока при $q=0,2$

$$I_2 = 0,71 I_{\max}.$$

Расчетная мощность вторичных обмоток фазосдвигающего трансформатора

$$S_2 = 6E_2 I_2 = \frac{4,26 U I_{\max}}{k_{\text{ф. с. т}}}.$$

Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_{\text{ф. с. т}} = \frac{1,42 I_{\max}}{k_{\text{ф. с. т}} \sqrt{8}} = \frac{0,5 I_{\max}}{k_{\text{ф. с. т}}}.$$

Расчетная мощность первичной обмотки

$$S_1 = 3U I_{\text{ф. с. т}} = \frac{1,5 I_{\max} U}{k_{\text{ф. с. т}}}.$$

Типовая мощность фазосдвигающего трансформатора

$$S_{\text{ф. с. т}} = \frac{S_1 + S_2}{2} = 0,446 U I_{\max}$$

или в относительных единицах

$$S_{\text{ф. с. т}} = 0,446 \frac{U}{\sqrt{3}U} \frac{I_{\max}}{I_{1\text{н}}} = 0,184. \quad (25)$$

Суммарная типовая мощность дросселя и фазосдвигающего трансформатора в данной схеме ($S_{\Sigma}=0,259$) несколько превышает типовую мощность дросселя в одномостовых схемах тиристорных источников реактивной мощности, однако, учитывая то, что типовая мощность дросселя сводится к эквивалентному однофазному трансформатору, а фазосдвигающего трансформатора — к трехфазному, габариты и стоимость этих элементов у сравниваемых схем примерно одинаковы.

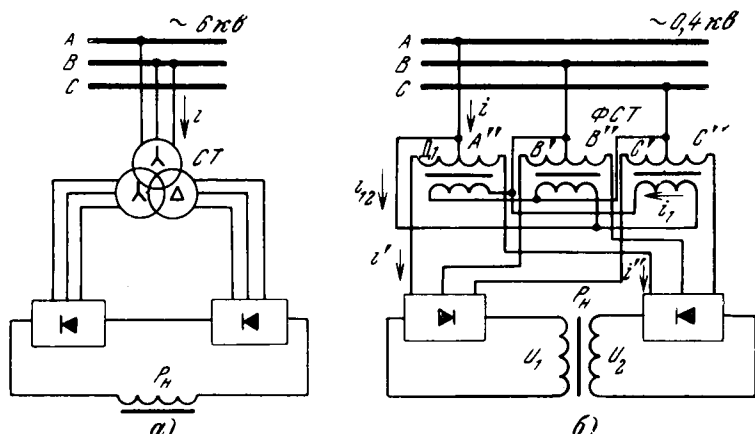


Рис. 3. Схемы тиристорных источников при 12-фазных пульсациях.

i' , i'' — токи мостов; i_1 — ток первичной обмотки фазосдвигающего трансформатора; i_2 — линейный ток первичной цепи фазосдвигающего трансформатора; i — общий ток.

Коммутирующие конденсаторы. При коммутации тока тиристора T_1 схемы рис. 1,а участвуют две параллельно соединенные цепи конденсаторов (C_1 и C_3 , C_5) и ток цепи в 1,5 раза больше тока конденсатора C_1 . Напряжение U_c на конденсаторе C_1 изменяется при цикле коммутации от $-U_{\max}$ до $+U_{\max}$ (рис. 2), причем к тиристорному прикладывается отрицательное обратное напряжение при перезаряде его от $-U_{\max}$ до нуля.

Емкость коммутирующего конденсатора по схеме с отсекающими диодами (рис. 1,а)

$$C_k = \frac{I_{\max} \Delta t_n}{1,5 U_{\max}} \quad (26)$$

Установленная мощность коммутирующих конденсаторов тиристорного источника

$$S_k = 6 U_{к.н}^2 \omega C_k, \quad (27)$$

где $U_{к.н}$ — паспортное значение действующего напряжения конденсатора при работе на синусоидальную сеть.

В относительных единицах

$$\bar{S}_k = 2 \sqrt{6} \bar{U}_{к.н}^2 \bar{I}_{\max} \Delta \bar{t}_n. \quad (28)$$

Блок защиты от коммутационных перенапряжений (БЗКП). При искусственной коммутации вентильных преобразователей возникают перенапряжения, значение которых зависит от скорости коммутации, от соотношения между мощностью преобразователя и эквивалентным сопротивлением питающей сети. При скорости коммутации тиристор, равной 50—100 мксек, перенапряжения могут превысить амплитудное значение напряжения питания.

Подавление однократных перенапряжений с малым количеством энергии может обеспечить схема, состоящая из выпрямительного моста, электролитического конденсатора и разрядного сопротивления [Л. 4]. При циклических перенапряжениях указанная схема неэкономична, так как потери мощности в разрядном сопротивлении, шунтирующем электролитический конденсатор, могут при сравнимых мощностях преобразователя и питающего трансформатора превысить 10% от мощности преобразователя.

В схеме тиристорного источника рис. 1 применен БЗКП, состоящий из выпрямительного моста В, электролитического конденсатора С и инвертора И, осуществляющего рекуперацию энергии коммутирующих перенапряжений в сеть.

Противо-э. д. с. инвертора должна быть равна среднему значению напряжения на конденсаторе

$$E_{du} = E_{d0} \cos \beta = U_{dc}.$$

Инвертор работает с минимальным фиксированным углом управления $\beta = 15-20$ эл. град, учитывающим угол коммутации, время восстановления запирающих свойств тиристора и несимметрию системы импульсного управления.

Напряжение U_c превышает амплитудное значение линейного напряжения сети и поэтому инвертор подключен через повышающий автотрансформатор ПАТ с коэффициентом трансформации, равным

1,15. Применение блока БЗКП позволяет ограничить коммутационные перенапряжения до 5%.

Быстродействие и система автоматического управления источником. Значение индуктивности реактора нагрузки P_n и параметры системы управления определяют быстродействие тиристорного источника.

При подаче на систему импульсного управления управляющего напряжения, соответствующего нарастанию тока источника от минимального значения до номинального, и начале отсчета времени при токе реактора, равном нулю, можно определить закон изменения выпрямленного тока реактора однофазного тиристорного источника.

$$i_p = \frac{q I_{\max} (1 - \cos \omega t)}{1 - \cos 30^\circ}.$$

Ток реактора нарастает до максимального значения, а ток источника до номинального значения при $\omega t_k = \arccos \left(1 - \frac{1 - \cos 30^\circ}{q} \right)$, где t_k — время нарастания выпрямленного тока от 0 до номинального значения.

При значении провала в кривой тока $q = 0,3$ длительность переходного процесса ωt_k составляет 56,5 эл. град, а так как в установившемся режиме коммутация происходит по истечении 30 эл. град после достижения током реактора нагрузки минимального значения, то задержкой начала коммутации по времени на 26,5 эл. град обеспечивается нарастание тока источника до своего номинального значения. Быстродействие источника при набросе и сбросе нагрузки с учетом времени запаздывания составляет 86,5 эл. град, или 0,25 периода. У двухфазной схемы быстродействие примерно в 2 раза выше.

В замкнутой системе автоматического регулирования скорость реакции тиристорного источника замедляется примерно до одного периода частоты питающей сети вследствие влияния постоянных времени элементов системы автоматического регулирования (датчики, корректирующие устройства). Управление тиристорным источником целесообразно осуществлять по значению напряжения сети

Рис. 4. Осциллограммы опытной установки.

а) диаграммы токов и напряжений тиристорного источника. U_ϕ — фазное напряжение сети; I_ϕ — ток фазы источника; U_T — напряжение на тиристоре моста; U_p — напряжение на реакторе; б) диаграммы токов и напряжений БЗКП. U — линейное напряжение сети на входе тиристорного источника; I_k — ток конденсатора; I_d — ток дросселя; U_n — напряжение на инверторе.

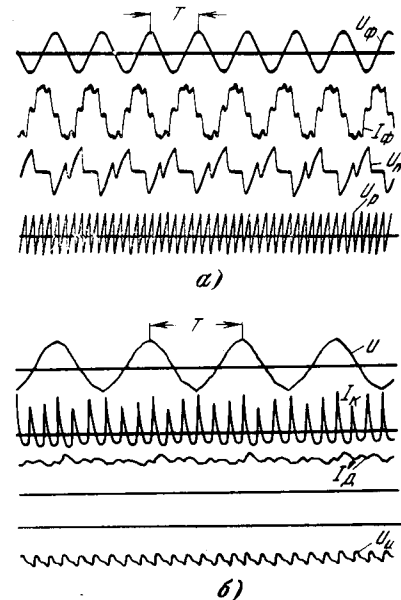


Схема замещения импульсной нагрузки и расчет стационарного процесса в цепи зарядного источника

Инж. М. В. КУЗНЕЦОВ

Московский институт радиотехники, электроники и автоматики

В различных областях науки и техники применяются импульсные электротехнические устройства, в которых электрическая энергия преобразуется в мощные импульсы других видов энергии. В качестве накопителя электроэнергии в таких устройствах обычно используется емкостной накопитель (рисунок, а) с периодическим импульсным разрядом. Весьма актуальными являются проводимые в последнее время работы по исследованию процессов в цепи зарядного источника, питающего такого рода импульсную нагрузку [Л. 1—3].

Разрядный цикл емкостного накопителя (рисунок, б) совершается за очень короткое время Δt (по сравнению с зарядным циклом). При этом напряжение на емкости u_v меняется от разрядного U_{pv} до остаточного U_0 , а в импульсном приемнике ИП возникает импульс разрядного тока i_{pv} . Исключение из рассмотрения интервала времени Δt неизменно влечет за собой переход от непрерывных функций, представляющих изменение напряжения u_v и тока i_{pv} в реальной системе,

к разрывным. Идеализация такого рода является источником прерывистых и импульсных воздействий, для функционального описания которых привлекаются кусочно-непрерывные и импульсные функции. Ранее были получены кусочно-линейные решения [Л. 4] и достаточно подробно рассмотрен стационарный процесс в простейшей зарядной цепи при различном соотношении частоты разрядов f_p емкостного накопителя и частоты f_0 синусоидальной э. д. с. источника.

Однако, если зарядная цепь описывается дифференциальным уравнением высокого порядка, то кусочно-линейное решение в общем виде получить

затруднительно. Применение импульсных функций и математического аппарата обобщенных функций дает возможность предложить новый метод, позволяющий в общем виде найти аналитическое выражение стационарного режима в зарядной цепи независимо от порядка ее дифференциального уравнения.

Исключение времени разрядного цикла при $\Delta t \rightarrow 0$ приводит к скачкообразному изменению заряда емкостного накопителя на величину Δq_v , при этом напряжение на емкости меняется скачком от U_{pv} до U_0 , а в импульсном приемнике возникает мгновенный бесконечный импульс разрядного тока:

$$\Delta q_v = (U_{pv} - U_0) C, \quad (1)$$

где C — значение емкости накопителя.

Очевидно, интеграл разрядного тока (2) остается конечной величиной, и мгновенный разрядный ток может быть представлен в виде дельта-функции (3) с амплитудой импульса Δq_v :

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \int_{t_v}^{t_v + \Delta t} i_{pv} dt = \Delta q_v; \quad (2)$$

$$i_{pv} = C (U_{pv} - U_0) \delta(t - t_v). \quad (3)$$

При этом реальное разрядное устройство (импульсный приемник) замещается идеализированным, способным мгновенно создавать и разрушать путь для прохождения тока разряда i_p . Тогда идеализированное устройство представляется в виде импульсного источника тока, работающего в режиме приемника электроэнергии.

Исследования показывают [Л. 4 и 5], что при определенных соотношениях частоты зарядного источника и частоты разрядов $\frac{2f_0}{f_p} = k$ и $U = \text{const}$ в линейной системе устанавливается устойчивый стационарный режим со знакопостоянным (k — четное) или знакопеременным (k — нечетное) разря-

[Л. 5]. В отдельных случаях является оправданным регулирование в функции реактивной мощности или коэффициента мощности.

Диаграммы токов и напряжений опытно-промышленного образца источника реактивной мощности напряжением 380 в и мощностью 250 квар приведены на рис. 4. Тиристорный источник укомплектован типовыми элементами. Его быстродействие — один период. Перегрузочная способность по току равна единице, по напряжению +15%. Потери в режиме холостого хода один киловатт, в режиме выдачи номинальной мощности — три киловатта (12 вт на квар). Мощность источника питания цепей управления — 100 вт.

Литература

1. Веников В. А. и Жуков Л. А., Регулирование режима электрических систем и дальних электропередач и повышение их устойчивости с помощью управляемых статических ИРМ, «Электричество», 1967, № 6.
2. Пфайлер Ф., Компенсация реактивной мощности и фильтрация высших гармоник тока в преобразовательных установках, «Электричество», 1968, № 4.
3. Манькин Э. А., Расчет реакторов со стальным магнитопроводом и зазорами, «Электричество», 1959, № 7.
4. Кремниевые управляемые вентили — тиристоры, под ред. В. А. Лабунцова и А. Ф. Свиридова, изд-во «Энергия», 1964.
5. Мельников Н. А. и Солдаткина Л. А., Регулирование напряжения в электрических сетях, изд-во «Энергия», 1968.

[26.5.1970]



дом, при этом $U_p = \text{const}$. В стационарном режиме ток i_p источника тока может быть представлен в виде бесконечной суммы знакопостоянных или знакопеременных импульсов тока постоянной величины, следующих через интервал времени $T_p = 1/f_p$. Совмещая начало отсчета с моментом разряда, можно записать:

для униполярного (знакопостоянного) разряда

$$i_p = \sum_{v=0}^{\infty} i_{pv} = (U_p - U_0) C \sum_{v=0, 1, 2, \dots}^{\infty} \delta(t - vT_p); \quad (4)$$

для биполярного (знакопеременного) разряда

$$i_p = \sum_{v=0, 1, 2, \dots}^{\infty} i_{pv} = (U_p - U_0) C \sum_{v=0, 1, 2, \dots}^{\infty} (-1)^v \delta(t - vT_p). \quad (5)$$

Выражения (4) и (5) можно рассматривать как обобщенные функции и проводить с ними соответствующие операции, необходимые для решения задач электротехники [Л. 5].

Если входное сопротивление зарядной цепи $Z_{вх}(j\omega)$ удовлетворяет соотношению (6), то импульсы тока i_p не проходят в зарядную цепь и замыкаются через емкость C :

$$|Z_{вх}(j\omega)| \geq \frac{1}{\omega C}. \quad (6)$$

Цепь зарядного источника практически всегда удовлетворяет соотношению (6).

Выражение тока емкостного накопителя состоит из двух слагаемых:

$$i_c \{t\} = i(t) + i_p \{t\}, \quad (7)$$

где $i(t)$ — регулярная (непрерывная) составляющая тока (ток зарядной цепи); $i_p \{t\}$ — сингулярная (импульсная) составляющая тока (ток импульсного приемника).

В соответствии с (7) напряжение на зажимах зарядной цепи также может быть представлено в виде двух слагаемых:

$$u = u_{12} \{t\} = \frac{1}{C} \int_0^t i_c \{t\} dt + u_{12}(0_-) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt - e_p \{t\}, \quad (8)$$

где $\frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt$ — регулярная (непрерывная) составляющая напряжения; $-e_p \{t\} = \frac{1}{C} \int_0^t i_p \{t\} dt + u_{12}(0_-)$ — сингулярная (разрывная) составляющая напряжения.

Напряжение источника э. д. с. e_p в схеме замещения импульсной нагрузки в стационарном режиме при униполярном разряде (9) представляет собой знакопостоянную ступенчатую функцию, выражение которой может быть записано как сумма постоянной составляющей, линейно нарастающей функции и гармонического ряда (10):

$$e_p = -\frac{1}{C} \int_0^t \left[(U_p - U_0) C \sum_{v=0, 1, 2, \dots}^{\infty} \delta(t - vT_p) \right] dt + U_p = U_p - (U_p - U_0) \sum_{v=0, 1, 2, \dots}^{\infty} 1(t - vT_p); \quad (9)$$

$$e_p = \frac{U_p + U_0}{2} - \frac{U_p - U_0}{T_p} t - \frac{2}{\pi} (U_p - U_0) \sum_{n=2, 4, 6, \dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \omega t, \quad (10)$$

где $\omega = \frac{n\pi}{T_p}$.

Последнее слагаемое в (10) представляет собой пилообразную волну напряжения с амплитудой $\frac{U_p - U_0}{2}$ и частотой f_p .

В стационарном режиме при биполярном разряде э. д. с. e_p (11) представляет собой знакопеременную ступенчатую функцию, которую можно разложить на постоянную составляющую и прямоугольную волну (12):

$$e_p = -\frac{1}{C} \int_0^t \left[(U_p - U_0) C \sum_{v=0, 1, 2, \dots}^{\infty} (-1)^v \delta(t - vT_p) \right] dt + U_p = U_p - (U_p - U_0) \sum_{v=0, 1, 2, \dots}^{\infty} (-1)^v 1(t - vT_p); \quad (11)$$

$$e_p = \frac{U_p + U_0}{2} - \frac{2}{\pi} (U_p - U_0) \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \omega t. \quad (12)$$

Для анализа процессов в линейной зарядной цепи импульсную нагрузку удобно заменить эквивалентным генератором. Имея выражения входного сопротивления и напряжения холостого хода на зажимах зарядной цепи при отключенном емкостном накопителе и импульсном приемнике:

$$Z_{вх}(j\omega) = R_x(\omega) + jX(\omega); \quad (13)$$

$$u_{х.х} = u_{12}(t)_{х.х} = U_m \sin(\omega_0 t + \gamma_0), \quad (14)$$

где γ_0 — фаза разрядов (угол, учитывающий совмещение начала отсчета с моментом разряда); трудно найти аналитические выражения тока и напряжения.

Выражение тока в линейной зарядной цепи в стационарном режиме состоит из двух слагаемых:

$$i = \tilde{i} + \bar{i}, \quad (15)$$

где $\tilde{i}$ — составляющая тока, обусловленная зарядным источником (эквивалентным зарядным генератором $e_p = u_{х.х}$); $\bar{i}$ — составляющая тока, вызванная внешним ступенчатым напряжением e_p (периодическими разрядами емкостного накопителя);

$$\tilde{i} = U_m [g(\omega_0) \sin(\omega_0 t + \gamma_0) - b(\omega_0) \cos(\omega_0 t + \gamma_0)]. \quad (16)$$

При униполярных разрядах (k — четное)

$$\bar{i} = I_0 + \frac{2}{\pi} (U_p - U_0) \sum_{n=2, 4, 6, \dots}^{\infty} \frac{1}{n} [-g(\omega) \sin \omega t + b(\omega) \cos \omega t]. \quad (17)$$

При биполярных разрядах (k — нечетное)

$$\bar{i} = \frac{2}{\pi} (U_p - U_0) \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{1}{n} [-g(\omega) \sin \omega t + b(\omega) \cos \omega t]. \quad (18)$$

В приведенных выше выражениях и во всех последующих обозначено:

$$g(\omega) = \frac{R(\omega)}{[R(\omega)]^2 + \left[X(\omega) - \frac{\omega_0}{\omega} x_c\right]^2};$$

$$b(\omega) = \frac{X(\omega) - \frac{\omega_0}{\omega} x_c}{[R(\omega)]^2 + \left[X(\omega) - \frac{\omega_0}{\omega} x_c\right]^2};$$

$$x_c = \frac{1}{\omega_0 C}; \quad \omega = \frac{n\pi}{T_p} = \frac{n}{k} \omega_0.$$

Следует отметить, что постоянная составляющая напряжения, содержащаяся в e_p (10), (12), не влияет на стационарный режим работы зарядной цепи и при рассмотрении стационарных режимов может быть опущена. Линейно нарастающее напряжение, имеющее место в e_p (10) при униполярных разрядах, вызывает постоянную составляющую тока, равную средnezарядному току:

$$I_0 = -\frac{U_p - U_0}{T_p} C = -\frac{U_p - U_0}{\pi k x_c}. \quad (19)$$

В соответствии с (8), зная выражение тока (15)–(19), можно получить закон изменения напряжения на зажимах зарядной цепи в стационарном режиме:

$$u = u_c(t) + u_p\{t\}, \quad (20)$$

где $u_c(t)$ — непрерывная составляющая напряжения (падение напряжения на емкости в эквивалентной схеме замещения); $u_p\{t\}$ — разрывная составляющая напряжения (напряжение ступенчатого источника э. д. с. e_p).

Непрерывная составляющая $u_c(t)$ состоит из двух слагаемых:

$$u_c(t) = \tilde{u}_c + \bar{u}_c, \quad (21)$$

из которых первое обусловлено зарядным источником; второе — ступенчатым;

$$\tilde{u}_c = U_m x_c [-b(\omega_0) \sin(\omega_0 t + \gamma_0) - g(\omega_0) \cos(\omega_0 t + \gamma_0)]. \quad (22)$$

При униполярных разрядах

$$\bar{u}_c = -R(0) I_0 + \frac{2}{\pi} (U_p - U_0) k x_c \times \sum_{n=2, 4, 6, \dots}^{\infty} \frac{1}{n^2} [b(\omega) \sin \omega t + g(\omega) \cos \omega t]; \quad (23)$$

$$u_p\{t\} = \frac{2}{\pi} (U_p - U_0) \sum_{n=2, 4, 6, \dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \omega t. \quad (24)$$

При биполярных разрядах

$$\bar{u}_c = \frac{2}{\pi} (U_p - U_0) k x_c \times \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{1}{n^2} [b(\omega) \sin \omega t + g(\omega) \cos \omega t]; \quad (25)$$

$$u_p\{t\} = \frac{2}{\pi} (U_p - U_0) \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \omega t. \quad (26)$$

Следует заметить, что при униполярных разрядах слагаемые $\bar{u}_c$ и $u_p\{t\}$, строго говоря, содержат линейно нарастающие функции, однако в (20) они взаимно компенсируются (их алгебраическая сумма равна падению напряжения в зарядной цепи от постоянной составляющей тока $R(0)I_0$, поэтому напряжение на зажимах зарядной цепи (20) не содержит линейной функции, оставаясь величиной ограниченной). Таким образом, в расчетах удобно принять, что в стационарном режиме при униполярных разрядах зарядный источник через последовательно включенную емкость работает на сеть бесконечной мощности с пилообразной волной напряжения (24), и в зарядной цепи имеет место постоянная составляющая тока (19). При биполярных разрядах напряжение сети бесконечной мощности — прямоугольная волна (26), в зарядной цепи постоянная составляющая тока отсутствует. Выделение волны сингулярной (разрывной) составляющей напряжения $u_p\{t\}$, однозначно определяемой режимом работы импульсного приемника (напряжениями U_p , U_0 и частотой f_p), принципиально важно для выяснения характера процесса в точках разрыва и их окрестностях (область, представляющая практический интерес), где из-за явления Гиббса наблюдаются значительные погрешности даже при неограниченном увеличении количества суммируемых слагаемых ряда Фурье.

Аналитическое выражение разрядного напряжения U_p в стационарном режиме может быть получено из (20), если учесть, что разрывная функция напряжения на зажимах зарядной цепи, представленная в виде функционального ряда, в точках разрыва сходится к полусумме пределов справа и слева, т. е. к величине $\frac{U_p + U_0}{2}$;

$$U_p = \frac{2U + U_0(A-1)}{A+1}, \quad (27)$$

$$U = U_m x_c [b(\omega_0) \sin \gamma_0 + g(\omega_0) \cos \gamma_0]. \quad (28)$$

При униполярных разрядах

$$A = \frac{2}{\pi} \frac{R(0)}{k x_c} + \frac{4}{\pi} k x_c \sum_{n=2, 4, 6, \dots}^{\infty} \frac{1}{n^2} g(\omega); \quad (29)$$

при биполярных разрядах

$$A = \frac{4}{\pi} k x_c \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{1}{n^2} g(\omega). \quad (30)$$

Коэффициент A является непрерывной функцией параметров зарядной цепи и представляет собой быстро сходящийся ряд. При отсутствии активных потерь в зарядной цепи ($R(\omega)=0$) коэффициент A обращается в нуль.

Простейшая зарядная цепь [Л. 4] имеет входное сопротивление $Z_{вх}(j\omega) = r + j\omega L$. Разложение в ряд Фурье полученных ранее кусочно-линейных выражений тока и напряжения в такой цепи приводит к формулам, тождественным (15)—(19), (20)—(26) и (27)—(30), если в них положить $R(\omega) = r$, $X(\omega) = \omega L$.

Рассмотренный выше метод нахождения стационарного режима является по существу частот-

ным методом. Для определения тока и напряжения необходимо иметь частотные характеристики зарядного источника (зарядной цепи), полученные расчетным путем или снятые экспериментально.

Литература

1. Бертинов А. И. и др., К расчету главных размеров синхронного генератора, работающего на импульсную нагрузку, «Электричество», 1968, № 12.
2. Урусов И. Д. и Поляков Л. И., Методы расчета установившихся режимов в синхронном генераторе, работающем на импульсную нагрузку, «Электричество», 1968, № 11.
3. Воробьев А. А. и др., Коэффициент полезного действия зарядки емкостного накопителя, Изв. вузов, «Электро-механика», 1968, № 12.
4. Детали и элементы радиолокационных станций, Пер. с англ., под ред. А. Я. Брейтбарта, ч. I, изд-во «Советское радио», 1952.
5. Розенфельд А. С. и Яхинсон Б. И., Переходные процессы и обобщенные функции, изд-во «Наука», 1966.

[1.12.1969]



УДК 621.314.235.001.24

К теории импульсного трансформатора напряжения с сильной связью и незамкнутым ферромагнитным сердечником

К. А. ЖЕЛТОВ

Москва

Импульсные трансформаторы напряжения применяются в качестве источников питания рентгеновских трубок, инжекторов электронов и некоторых других устройств прикладной экспериментальной физики [Л. 1—4]. Наибольшее распространение получили импульсные трансформаторы, имеющие сильную связь между обмотками.

В конструкциях с сильной связью, как правило, применяются коаксиальные цилиндрические обмотки примерно равной высоты с вставленным внутрь незамкнутым ферромагнитным сердечником [Л. 5]. Такой трансформатор имеет сравнительно небольшие размеры и достаточно высокий к. п. д. и может быть использован для получения импульсов напряжения с амплитудой свыше 10^6 в.

Для расчета основных характеристик трансформатора, таких как индуктивность рассеяния, взаимная индуктивность, радиус сердечника, амплитуда, фронт и т. д., можно рекомендовать простые формулы, полученные в результате приведенного ниже теоретического анализа. При анализе был исследован процесс, протекающий в схеме замещения электрической цепи с трансформатором, сердечник которого рассматривается как ферромагнитный эллипсоид вращения, помещенный в однородное магнитное поле.

Электрическая цепь с импульсным трансформатором напряжения показана на рис. 1, а. Схема замещения этой цепи при условии отсутствия потерь в обмотках и в ферромагнитном сердечнике представлена на рис. 1, б. Параметры схемы замещения приведены к вторичной стороне, поскольку исход-

ными данными для нагрузки являются амплитуда U_{2m} и фронт T выходного напряжения.

Система уравнений, описывающих процесс в схеме, имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} nU_0 - \frac{i_1 n^2}{pC_2} &= pLi_1 + pMi_3; \\ pMi_3 &= \frac{i_2}{pC_2}; \\ i_1 &= i_2 + i_3; \\ i_2 &= pC_2 u_2. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Решение этой системы в общем виде относительно выходного напряжения u_2 представляет собой довольно сложное выражение, состоящее из разности двух косинусоид различной частоты и одинаковой амплитуды. Причем как частоту, так и амплитуду невозможно получить в простом и наглядном виде.

Качественный анализ решения системы позволяет утверждать следующее. Форма выходного напряжения и амплитуда первого пика, величина которого свидетельствует об эффективности вклада энергии во вторичную емкость на фронте импульса, зависят от соотношения частот. Причем рост амплитуды первого пика наблюдается с увеличением отношения частот, что наглядно иллюстрируется рис. 2, где приведены кривые выходного напряжения для различных значений отношения α/β . При отношении $\alpha/\beta < 3$ амплитуда первого пика будет меньше следующего за ним второго, а начиная

с $\alpha/\beta > 3$, становится больше. При дальнейшем увеличении отношения частот отмечается непрерывное возрастание первого пика выходного импульса.

В случае сравнительно больших отношений частот, при котором выполняется условие:

$$\frac{MC_1}{n^2} \gg C_2 L, \quad (2)$$

решение системы (1) может быть получено в сравнительно простом виде.

Условие (2) выполняется, с одной стороны, при соблюдении неравенства $M > L$, что характерно для сильной связи между обмотками и, с другой — при $C_1/n^2 > C_2$, являющегося условием отсутствия перегрузки трансформатора. При этом необходимо учитывать, что, если во втором неравенстве приведенная емкость C_1/n^2 может превышать вторичную емкость C_2 примерно вдвое, то взаимная индуктивность M должна быть существенно больше индуктивности рассеяния L .

В этом случае решение системы (1) относительно выходного напряжения получается в виде соотношений, выраженных через параметры цепи:

$$u_2 \approx \frac{nU_0}{1 + \frac{n^2 C_2}{C_1} + \frac{L}{M}} (\cos \beta t - \cos \alpha t), \quad (3)$$

где

$$\alpha^2 = \frac{1 + \frac{n^2 C_2}{C_1} + \frac{L}{M}}{C_2 L};$$

$$\beta^2 = \frac{n^2}{MC_1 \left(1 + \frac{n^2 C_2}{C_1} + \frac{L}{M}\right)}.$$

Отсюда получим формулу для фронта импульса T , под которым в данном случае понимается промежуток времени от начала импульса до амплитудного значения:

$$T \approx \frac{\pi}{\alpha} = \pi \sqrt{\frac{C_2 L}{1 + \frac{n^2 C_2}{C_1} + \frac{L}{M}}}. \quad (4)$$

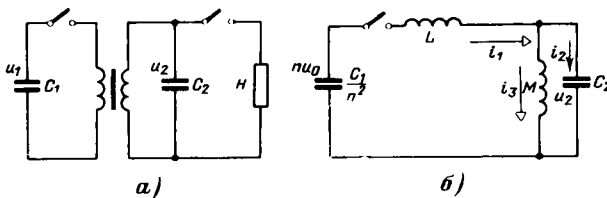


Рис. 1.

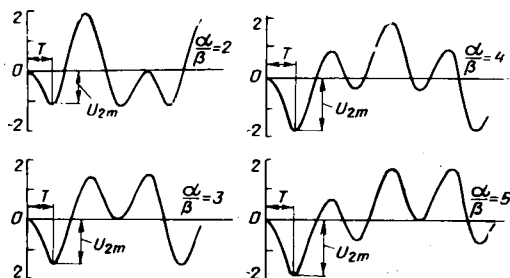


Рис. 2.

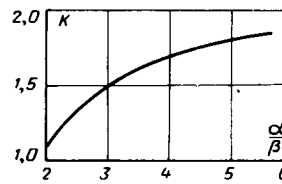


Рис. 3.

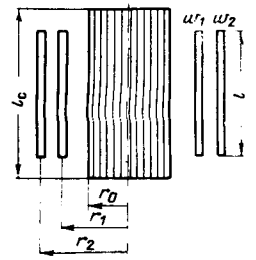


Рис. 4.

Амплитуда первого пика импульса U_{2m} следует из (3) при $t \approx T$:

$$U_{2m} = \frac{nU_0 K}{1 + \frac{n^2 C_2}{C_1} + \frac{L}{M}}, \quad (5)$$

где $K = \cos \beta T - \cos \alpha T$ — амплитудный множитель, зависящий от отношения частот α/β , находится из графика, приведенного на рис. 3.

Как правило, амплитуда первого пика U_{2m} , фронт импульса T и выходная емкость C_2 являются исходными данными, зависящими от характеристик прибора (нагрузки), подключенного к выходу трансформатора. Остальные величины (L, M, C_1, n), входящие в выражения (3)–(5) являются производными, подлежащими определению в процессе расчета.

Для определения этих величин рассмотрим простейший вариант трансформатора (рис. 4) представляющий собой цилиндрический ферромагнитный сердечник с двумя однослойными коаксиальными обмотками равной высоты.

В этом варианте определяется распределение индукции магнитного поля по сечению, перпендикулярному оси, что позволяет найти взаимную индуктивность, индуктивность рассеяния и минимальный радиус ферромагнитного сердечника.

Индукция магнитного поля внутри обмоток такого трансформатора в каждый момент времени является практически постоянной (особенно при $l > 2r$, что является одним из условий сильной связи) и равной индукции в центре, которая согласно [Л. 6] определяется выражением:

$$B_0 = \frac{\mu_0 w_2 i}{\sqrt{l^2 + 4r_2^2}}. \quad (6)$$

Внутри сердечника индукция магнитного поля растет обратно пропорционально размагничивающему фактору N , который для эллипсоида вращения записывается в виде:

$$N = \frac{4r_0^2}{l_c^2} \left[\ln \frac{l_c}{r_0} - 1 \right], \quad (7)$$

где l_c, r_0 — соответственно длина и радиус ферромагнитного стержня.

С учетом N выражение для индукции B_c внутри ферромагнитного стержня, для которого $\mu_r \gg 1$ согласно [Л. 6] имеет вид:

$$B_c = \frac{\mu_0 \mu_r H_0}{1 + (\mu_r - 1) N} \approx \frac{\mu_0 H_0}{N} = \frac{B_0}{N}. \quad (8)$$

Соотношения (6) и (8), показывающие распределение индукции магнитного поля внутри и вне

ферромагнетика, используются для определения взаимной индуктивности M и индуктивности рассеяния L . При этом рассматривается режим холостого хода со стороны вторичной обмотки при разомкнутой первичной, а выходное напряжение предпологается заданным.

Взаимная индуктивность M , приведенная к вторичной стороне, определяется выражением:

$$M = \frac{\omega_1 \Phi_1}{i_2} n.$$

Здесь магнитный поток Φ_1 равен сумме трех слагаемых:

$$\Phi_1 = \pi(r_1^2 - r_0^2) B_0 + \pi r_0^2 B_c \delta + \pi r_0^2 (1 - \delta) B_0.$$

В этом выражении первое слагаемое представляет собой поток, заключенный между сердечником и первичной обмоткой, второе — поток в ферромагнитном стержне, состоящем из тонких пластин, заполняющих часть объема в соответствии с коэффициентом заполнения δ , и третье слагаемое — поток в сечении сердечника, незаполненном ферромагнетиком.

Принимая во внимание, что $r_1 \approx r_0$ и $B_c \gg B_0$, с учетом (6) получим выражение для магнитного потока Φ_1 и взаимной индуктивности M в виде:

$$\begin{aligned} \Phi_1 &\approx \pi r_0^2 B_c \delta = \pi r_0^2 \frac{B_0 \delta}{N}; \\ M &= \pi r_0^2 \frac{\omega_1 B_0 \delta n}{N i_2} = \frac{\pi \mu_0 \omega_2^2 r_0^2 \delta}{N \sqrt{l^2 + 4r_2^2}}. \end{aligned} \quad (9)$$

Для индуктивности рассеяния L справедливо соотношение:

$$L = \frac{\omega_2 \Phi_{12}}{i_2}, \text{ где } \Phi_{12} = \pi B_0 (r_2^2 - r_1^2),$$

которое с учетом (6) примет вид:

$$L = \frac{\pi \mu_0 \omega_2^2 (r_2^2 - r_1^2)}{N \sqrt{l^2 + 4r_2^2}}. \quad (10)$$

Из (9) и (10) находится отношение $\frac{L}{M}$, которое необходимо для проверки принятого допущения $M > L$, а также при расчете амплитуды первого пика:

$$\frac{L}{M} = \frac{r_2^2 - r_1^2}{r_0^2} N. \quad (11)$$

Для определения минимального радиуса сердечника $r_{\min}$ воспользуемся дифференциальным уравнением, описывающим процесс в схеме замещения при режиме холостого хода с вторичной стороны и заданном выходном напряжении:

$$u_2 = M \frac{di_2}{dt}. \quad (12)$$

Для напряжения u_2 вместо (3) используем другое уравнение, выраженное через амплитуду первого пика и фронт:

$$u_2 = \frac{1}{2} U_{2m} \left(1 - \cos \frac{\pi}{T} t\right). \quad (13)$$

Подобная аппроксимация вполне допустима, так как интегрирование производится в интервале $(0, T)$, в котором кривые функций (3) и (13) практически совпадают. Решая совместно (11) и (12)

и разделяя переменные, получим:

$$\frac{1}{2} \int_0^T U_{2m} \left(1 - \cos \frac{\pi}{T} t\right) dt = M \int_0^{i_n} di. \quad (14)$$

Верхний предел интеграла в правой части (14) принят равным току насыщения $i_n = \frac{B_n N}{\mu_0 \omega_2} \sqrt{l^2 + 4r_2^2}$, где B_n — индукция насыщения ферромагнетика.

Предполагается, что в процессе формирования импульса индукция в сердечнике не превышает насыщения и таким образом будет сохраняться неравенство $M > L$.

После интегрирования и подстановки вместо M и i_n соответствующих значений находится минимальный радиус сердечника:

$$r_{0 \min} = \sqrt{\frac{U_{2m} T}{2\pi \omega_2 B_n \delta}}. \quad (15)$$

Приведенные формулы применимы не только для простейшего типа импульсного трансформатора с двумя коаксиальными однослойными обмотками одинаковой высоты, но и для других более сложных конструкций.

Одной из таких конструкций является трансформатор с трапецидальной в сечении многослойной вторичной обмоткой с уменьшающейся к периферии высотой слоя (рис. 5).

Условием сильной связи здесь является равенство высоты первичной обмотки и прилегающего слоя вторичной обмотки. Трансформатор подобного рода можно заменить эквивалентным с двумя коаксиальными однослойными обмотками равной высоты. Критерием является равенство индукций магнитного поля, создаваемой в центре многослойной вторичной обмоткой и эквивалентной ей однослойной, имеющей высоту первичной обмотки и некоторый, подлежащий определению радиус r_{23} .

Величина радиуса определяется из уравнения:

$$\mu_0 i_2 \sum_{i=1}^{i=n} \frac{\omega_i}{\sqrt{l_i^2 + 4r_i^2}} = \mu_0 i_2 \frac{\omega_2}{\sqrt{l^2 + 4r_{23}^2}}. \quad (16)$$

Левая часть (16) есть индукция в центре, создаваемая всеми слоями трапецидальной обмотки; правая часть — индукция, возбуждаемая эквивалентной однослойной обмоткой (l_i , r_i , ω_i — соответственно высота, радиус и число витков соответствующего слоя).

Из (16) выражение для радиуса эквивалентной обмотки получим в виде:

$$r_{23} = \frac{1}{2} \left[\frac{\omega_2^2}{\left(\sum_{i=1}^{i=n} \frac{\omega_i}{\sqrt{l_i^2 + 4r_i^2}} \right)^2} - l^2 \right]^{1/2}.$$

Определяемый выражением (17) радиус используется при расчете индуктивности рассеяния,

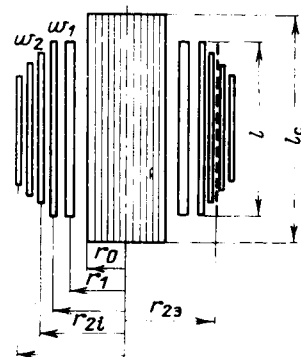


Рис. 5.

Начальные напряжения зажигания разряда в простейших газах и их смесях

Д. В. РАЗЕВИГ и М. В. СОКОЛОВА

Московский энергетический институт

В [Л. 1] было показано, что зависимость первого коэффициента ионизации α от напряженности электрического поля E и давления газа p в общем случае может быть представлена в виде:

$$\frac{\alpha}{p} = \frac{E}{p} \sum_{i=1}^k A_i e^{-B_i / \frac{E}{p}}, \quad (1)$$

где A_i и B_i — постоянные коэффициенты; k — количество составляющих в смеси газов.

Начальные напряжения в газовых промежутках могут быть достаточно просто рассчитаны [Л. 2], если функция $\frac{\alpha}{p} = f\left(\frac{E}{p}\right)$ аппроксимируется параболической зависимостью типа

$$\frac{\alpha}{p} = a \left(\frac{E}{p} - b \right)^2. \quad (2)$$

Это связано с тем, что такая зависимость хорошо представляет экспериментальные кривые $\frac{\alpha}{p} \left(\frac{E}{p} \right)$ в достаточно широком диапазоне изменения отношения $\frac{E}{p}$.

Для чистого газа ($k=1$) можно перейти от (1) к (2), если разложить функцию $\frac{\alpha}{p} = A \frac{E}{p} e^{-B / \frac{E}{p}}$ в ряд Фурье в окрестностях точки $c = \frac{E}{p} - h$ и ограничиться тремя первыми членами разложения. Тогда имеем:

$$\frac{\alpha}{p} \approx A c e^{-B/c} \left[1 + \frac{h}{c} \left(1 - \frac{B}{c} \right) + \frac{h^2}{c^2} \frac{B^2}{2c^2} \right].$$

При $c = \frac{B}{2,44}$ в квадратных скобках получится полный квадрат разности, т. е. выражение типа (2), причем

$$a = \frac{0,635A}{B}, \quad b = 0,17B$$

и приближенное выражение для a/p справедливо в пределах

$$0,17B \leq \frac{E}{p} \leq 0,813.$$

На основании полученных в [Л. 1] соотношений для чистых газов формулой (2) можно пользоваться при значениях коэффициентов:

$$a = \frac{0,635c_{и}\lambda_0}{P_n(P_n\epsilon_{и} - \Delta\epsilon)}; \quad b = 0,17 \frac{P_n\epsilon_{и} - \Delta\epsilon}{\lambda_0}, \quad (3)$$

где $\epsilon_{и}$ — энергия ионизации молекул газа; λ_0 — длина свободного пробега при $p=1$ мм рт. ст., усредненная для диапазона энергий от 0 до $3\epsilon_{и}$; $c_{и}$ — начальный наклон функции $p_{и}(\epsilon)$; P_n — значение $P(\epsilon)$ при энергиях, больших $\epsilon_{и}$:

$$\Delta\epsilon = (P_2 - P_1)\epsilon_{и1} + (P_3 - P_2)\epsilon_{и2} + \dots + (P_n - P_{n-1})\epsilon_{и(n-1)};$$

($P_1, P_2, \dots, P_n$ — значения функции $P(\epsilon)$ на различных ступеньках).

Применяя аналогичное разложение для каждой экспоненты (1), для смеси газов можно в общем случае представить зависимость $a/p = f(E/p)$ в виде суммы k парабол:

$$\frac{\alpha}{p} \approx \sum_{i=1}^k a_i \left(\frac{E}{p} - b_i \right)^2, \quad (4)$$

причем это выражение справедливо при $0,17B_k \leq \frac{E}{p} \leq 0,813B_1$. При $k=2$ коэффициенты в (4) имеют следующие значения:

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{0,635x_{и1}\lambda_{см4}\lambda_{см0}}{P_4\lambda_{и4}(P_4\epsilon_{и1} - \Delta\epsilon_1)}; \\ b_1 &= 0,17 \frac{P_4\epsilon_{и1} - \Delta\epsilon_1}{\lambda_{см0}}; \\ a_2 &= \frac{0,635\lambda_{см0}}{(P_5\epsilon_{и11} - \Delta\epsilon_2)} \left[x \left(\frac{c_{и1}}{P_5} \frac{\lambda_{см5}}{\lambda_{и5}} - \frac{c_{и1}}{P_4} \frac{\lambda_{см4}}{\lambda_{и4}} \right) + \right. \\ &\quad \left. + (1-x) \frac{c_{и11}}{P_5} \frac{\lambda_{см5}}{\lambda_{и5}} \right]; \\ b_2 &= 0,17 \frac{P_5\epsilon_{и11} - \Delta\epsilon_2}{\lambda_{см0}}; \\ \Delta\epsilon_1 &= (P_2 - P_1)\epsilon_{и3} + \dots + (P_4 - P_3)\epsilon_{и3}; \\ \Delta\epsilon_2 &= \Delta\epsilon_1 + (P_5 - P_4)\epsilon_{и4}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

взаимной индуктивности, их отношения и других величин по формулам, приведенным выше. Расчеты по этим формулам хорошо согласуются с экспериментом, что было проведено на трансформаторе, имеющим сравнительно небольшое число витков и выходное напряжение порядка 10^6 в.

Литература

1. Абрамян Е. и Вассерман С., Магнитогабаритный импульсный ускоритель электронов, «Атомная энергия», т. 23, июль, вып. 1, 1967.

2. Абрамян Е., On Possibilities of transformer type accelerators, Nuclear instruments and methods, February, 1968.

3. Белкин Н. В. и Тарасов М. С., Малогабаритный генератор одиночных импульсов высокого напряжения, «Приборы и техника эксперимента», 1968, № 1.

4. Флёров Н. Н. и др., Модернизация линейного ускорителя электронов Института атомной энергии, «Приборы и техника эксперимента», 1967, № 2.

5. Фрюнгель Ф., Импульсная техника, изд-во «Энергия», 1965.

6. Круг К. А., Основа электротехники, Госэнергоиздат, 1946.

[29.6.1970]



Здесь x — концентрация, т. е. доля первого газа в смеси; $\lambda_{см0}$, $\lambda_{см5}$, $\lambda_{д4}$ — длины свободных пробегов электронов в смеси и в чистом газе, усредненные на всем рассматриваемом диапазоне энергий вплоть до $3\epsilon_{иП}$ и на диапазонах, соответствующих отдельным ступеням кривой $P_{см}(\epsilon)$ [индексы I и II относятся к первому (с меньшей энергией ионизации) и второму газам смеси].

Для расчета напряжения зажигания разряда в однородном поле, так же как и в [Л. 2], воспользуемся условием самостоятельности разряда Таунсенда:

$$\alpha d = \ln \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right) = K,$$

где d — расстояние между электродами; γ — обобщенный коэффициент вторичной ионизации, учитывающий все процессы образования вторичных электронов.

Если коэффициент γ известен, то по условию самостоятельности разряда, соотношению для однородного поля $E = \frac{U_0}{d}$ и аппроксимации (2) может быть получена формула для расчета начального напряжения в чистом газе:

$$U_0 = bpd + \sqrt{\frac{K}{a}} \sqrt{pd}, \quad (6)$$

которая по своей структуре соответствует наиболее часто применяемым эмпирическим формулам.

Обобщенный коэффициент γ в чистых газах в основном определяется двумя процессами вторичной ионизации: бомбардировкой катода положительными ионами и фотоионизацией на катоде. В атомарных газах основное значение имеет первый процесс [Л. 3], а в молекулярных газах, обладающих более низкими уровнями возбуждения, преимущественную роль играет фотоионизация на катоде.

К сожалению, в настоящее время отсутствуют сколько-нибудь надежные сведения о величине коэффициента γ для чистых газов, основанные на непосредственном физическом эксперименте. Поэтому наиболее простым методом определения этого коэффициента для чистых газов является пересчет по (6) измеренных значений начального напряжения в однородном поле.

Условие самостоятельности разряда Таунсенда в смеси газов имеет вид:

$$\alpha_{см} d = \ln \left(1 + \frac{1}{\gamma_{см}} \right) = K_{см}, \quad (7)$$

где $\gamma_{см}$ — обобщенный коэффициент вторичной ионизации в смеси газов, учитывающий все процессы образования вторичных электронов в смеси.

Величина коэффициентов $\gamma_{см}$ зависит от того, какой из процессов вторичной ионизации является преобладающим в смеси газов. В качестве первого приближения значение $\gamma_{см}$ определяется по процентному содержанию атомов или молекул смешиваемых газов:

$$\gamma_{см} \approx x\gamma_1 + (1-x)\gamma_2. \quad (8)$$

В смеси молекулярного газа с атомарным вторичная ионизация, по-видимому, так же, как в чистом молекулярном газе, определяется фотоэффектом на катоде, связанным с возбуждением

частиц молекулярного газа. Поэтому коэффициент $\gamma_{см}$ практически равен значению γ для молекулярного газа.

В так называемых смесях Пеннинга, в которых энергия возбуждения одного из газов больше энергии ионизации другого, возникает еще один вторичный процесс — фотоионизация в объеме газа, поэтому значение $\gamma_{см}$ не может быть рассчитано на основании коэффициентов вторичной ионизации составляющих смесь газов. В этом случае возможно лишь экспериментальное определение коэффициента $\gamma_{см}$.

Если $\gamma_{см}$, а следовательно, и $K_{см}$ известны, то начальное напряжение может быть определено с помощью уравнения (6) и аппроксимации (4). При этом в общем случае получается k формул, каждая из которых справедлива в своем диапазоне изменения (pd). Например, для смеси двух газов имеем:

$$\text{при } pd \geq \frac{K_{см}}{a_1(b_2 - b_1)^2} \quad U_0 = b_1 pd + \sqrt{\frac{K_{см}}{a_1}} \sqrt{pd}; \quad (9)$$

$$\text{при } pd \leq \frac{K_{см}}{a_1(b_2 - b_1)^2} \quad U_0 = \frac{a_1 b_1 + a_2 b_2}{a_1 + a_2} pd + \sqrt{\frac{K_{см}}{a_1 + a_2}} \sqrt{pd} \sqrt{1 - \frac{a_1 a_2 (b_2 - b_1)^2}{K_{см} (a_1 + a_2)}} \sqrt{pd}. \quad (10)$$

Структура формулы (9) полностью соответствует структуре часто применяемой эмпирической формулы для однородного поля, а структура формулы (10) несколько от нее отличается. Численные расчеты, однако, показывают, что это отличие незначительно.

Проверка результатов расчета начальных напряжений для чистых газов и некоторых их смесей, а также определение коэффициентов вторичной ионизации чистых газов были осуществлены на экспериментальной установке, на которой исследовалось зажигание электрического разряда в однородном поле с расстоянием между электродами от 0,3 до 2 см при воздействии постоянного напряжения в чистых газах и их смесях при давлении от 10 до 760 мм рт. ст.

Опыты проводились с газами (He, Ne, Ar, N₂) высокой чистоты, гарантируемой заводом-изготовителем, причем при заполнении испытательной камеры аргоном высокой чистоты и неоном (при исследовании смесей Ar с Ne) осуществлялась дополнительная очистка исходных газов селикагелем и активированным углем в ловушках, охлаждаемых жидким азотом, что обеспечивало содержание примесей менее 0,001%. При исследовании смесей чистого аргона с азотом и гелия с азотом исходные газы дополнительно не очищались. Испытательная камера перед запуском газа вакуумировалась с прогревом стенок и прокаливанием электродов токами высокой частоты при давлении менее 10⁻⁶ мм рт. ст.

Смеси составлялись непосредственно в разрядной камере. Начальные напряжения зажигания разряда замерялись через 12—14 ч после составления смесей Ar с N₂ и He с N₂, что обеспечивало

равномерность перемешивания газов. Работа со смесями Ar с Ne проводилась через 2 ч после составления смеси, так как условия очистки этих газов позволяли работать только с давлениями не более 400 мм рт. ст., при которых перемешивание происходит достаточно быстро. Концентрация смеси определялась по парциальным давлениям составляющих.

Разрядная камера представляла собой стеклянный баллон (внутренний диаметр 120 мм) с впаянными дисковыми электродами из никеля диаметром 70 мм. Закругление краев электродов соответствовало профилю Роговского.

Постоянное напряжение (пульсации не более 0,05%), подаваемое на разрядный промежуток, измерялось по току через высокоомное сопротивление, включенное параллельно промежутку. Разброс величин разрядных напряжений лежит в пределах 5—7%. Погрешности в определении величин U_0 не превышают 2%, в определении величин pd — 10—12%.

На экспериментальной установке были получены зависимости $U_0 = f(pd)$ для чистых газов (рис. 1, 2, 3), для которых приводимые в литературе данные весьма разноречивы, что объясняется в [Л. 4] разной степенью чистоты использованных газов. По измеренным величинам U_0 и уравнениям (3) и (7) рассчитывались значения γ и K для чистых газов (см. таблицу).

Газ	He	Ne	Ar	N ₂
γ	0,1	0,05	0,015	0,006
K	2,39	3,04	4,19	5,12

Так как опыты со смесями проводились в тех же экспериментальных условиях, что и опыты с чистыми газами, и использовались те же исходные газы, то эксперименты позволили проверить резуль-

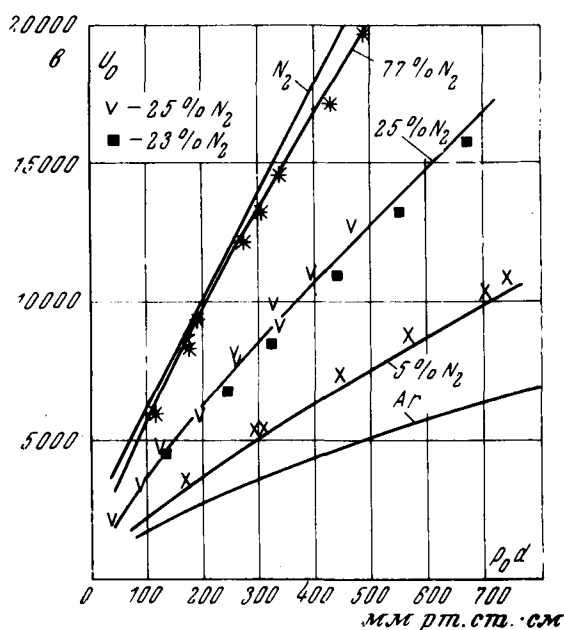


Рис. 1. Зависимость начального напряжения в однородном поле от p_0d для азота, аргона и их смесей. Точки представляют экспериментальные данные. Давление p_0 приведено к 0°С.

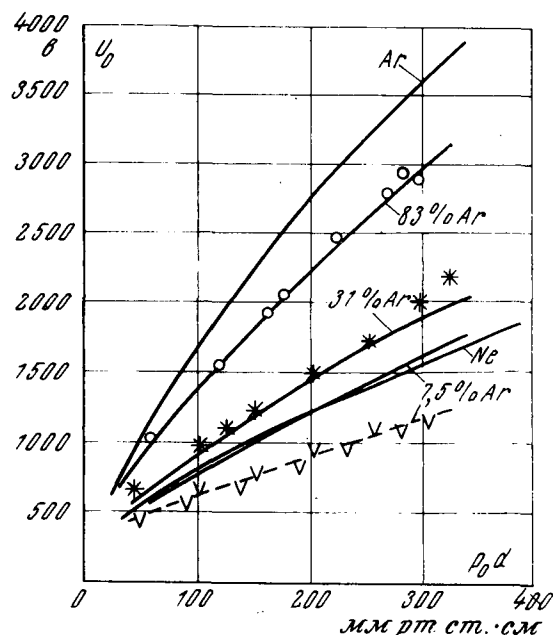


Рис. 2. Зависимость начального напряжения в однородном поле от p_0d для аргона, неона и их смесей. Точками показаны экспериментальные данные. Давление p_0 приведено к 0°С.

таты расчета начальных напряжений зажигания разряда в смесях газов по предложенным уравнениям $U_0 = f(pd)$, найденным величинам K и физическим константам чистых газов, определенным в [Л. 1].

Результаты расчетов также представлены на рис. 1, 2, 3. Для смесей азота с аргонem (эффект Пеннинга отсутствует) предложенный метод расчета дает хорошее совпадение с опытом при всех концентрациях смеси. Расхождение лежит в пределах 10%, т. е. в пределах точности эксперимента.

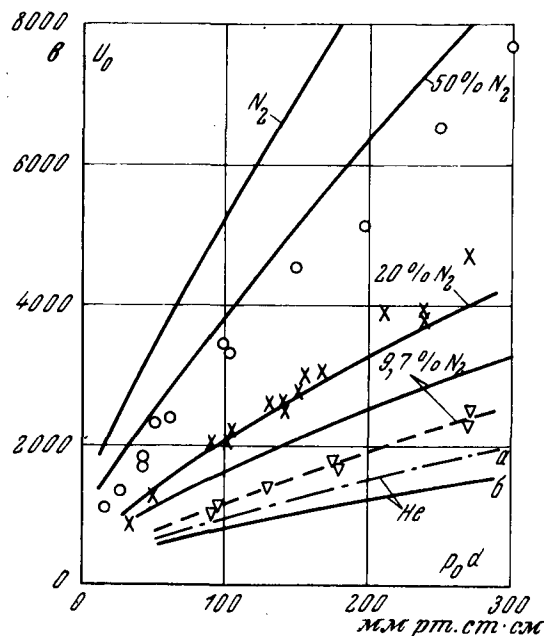


Рис. 3. Зависимость начального напряжения в однородном поле от p_0d для гелия, азота и их смесей. Точками показаны экспериментальные данные. Давление p_0 приведено к 0°С. а — высокочистый гелий; б — технически чистый.

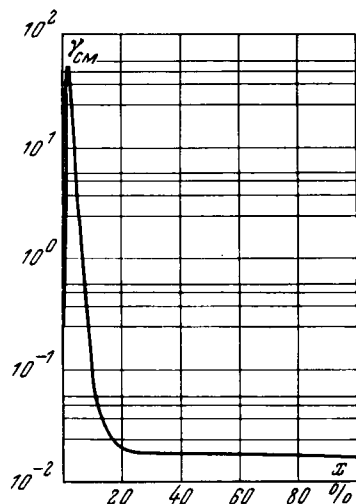


Рис. 4. Зависимость коэффициента $\gamma_{см}$ от концентрации аргона в смеси аргона с неонem. Значения $\gamma_{см}$ пересчитаны из экспериментальных величин U_0 , $pd=250$ мм рт. ст. $\times \gamma_{см}$.



Рис. 5. Зависимость критического значения $(pd)_{кр}$ от концентрации азота в смеси гелия с азотом.

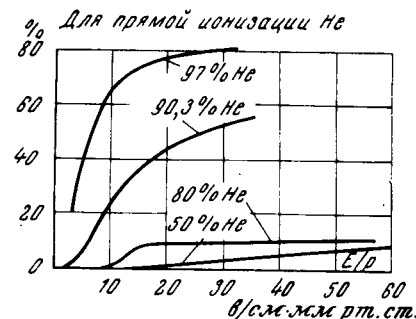


Рис. 6. Зависимость доли ионизации гелия от напряженности электрического поля E/p в смеси гелия с азотом.

Для смесей гелия с азотом и аргона с неонem, которые являются смесями Пеннинга, расчеты дают завышенное значение начального напряжения, так как они проводились без учета дополнительного механизма вторичной ионизации — фотоионизации в объеме газа. Однако эта разница существенна только при концентрациях легкоионизируемого газа, меньших 15—20%. При больших концентрациях фотоионизация в объеме газа, очевидно, играет второстепенную роль.

На основании сравнения расчетных и экспериментальных данных можно вычислить значения коэффициента $\gamma_{см}$ в смесях Пеннинга при малых концентрациях легкоионизируемого газа (рис. 4).

Из рис. 4 следует, что наличие объемной фотоионизации в области малых концентраций увеличивает коэффициент $\gamma_{см}$ на несколько порядков по сравнению с расчетной величиной.

Замена уравнения $\frac{\alpha}{p} = f\left(\frac{E}{p}\right)$ суммой парабол и введение границ по pd дает возможность определить области преимущественной ионизации составляющих смеси. В смеси двух газов при существенном различии энергий ионизации (например, He и N_2) условие $(pd)_{кр} = \frac{K_{см}}{\alpha_1(b_2 - b_1)^2}$ дает границу, выше которой ионизация молекул трудноионизируемой составляющей газа, обладающих большой энергией ионизации, не происходит.

На рис. 5 дана кривая зависимости критических величин pd от концентрации смеси гелия с азотом, а на рис. 6 — доля ионизации гелия от суммарной ионизации в смеси (отношение коэффициента ионизации атомов гелия в смеси к полному коэффициенту ионизации) при разных концентрациях.

Из рис. 5 видно, что при значительном различии ϵ_{H1} и ϵ_{H2} преобладающая ионизация азота при

заданном x проявляется тем сильнее, чем выше давление газа (меньше значения E/p). При заданном большом давлении газа ионизацию гелия можно не учитывать вплоть до весьма больших его концентраций.

Подобный анализ позволяет решить ряд чисто практических задач: определить, при каких концентрациях и давлении газа процессы разряда определяются свойствами только одной из составляющих смеси; оценить, ионы какого газа присутствуют в зоне разряда при данном давлении и концентрации; определить, какие именно свойства газа обеспечивают либо его преобладающую ионизацию в смеси, либо отсутствие его ионизации при развитии разряда.

Выводы. 1. Первый коэффициент ионизации Таунсенда в смеси газов может быть представлен суммой парабол вида $a_i \left(\frac{E}{p} - b_i\right)^2$, причем коэффициенты a_i и b_i явно связаны с физическими константами чистых газов, а число членов в сумме определяется числом составляющих смесь газов и типом смеси.

2. По уравнениям $\frac{\alpha}{p} = f\left(\frac{E}{p}\right)$ и условию самостоятельности разряда можно вывести уравнения зависимости $U_0 = f(pd)$, структура которых соответствует наиболее часто применяемым эмпирическим формулам.

3. Четкая связь коэффициентов уравнений $U_0 = f(pd)$ с физическими константами чистых газов позволяет проводить анализ влияния свойств чистых газов на начальное напряжение зажигания разряда в смеси.

Литература

1. Разевиг Д. В. и Соколов М. В., Первый коэффициент ионизации простейших газов и газовых смесей, «Электричество», 1970, № 9.
2. Разевиг Д. В., Начальные напряжения газового разряда в электрических полях различной конфигурации, «Электричество», 1970, № 8.
3. Fisher L. H., Bederson B., Phys., Rev. v. 81, № 1, 109, 1951.
4. Heylen A. E. D., Br. J. Appl. Phys. v. 1D, № 2, 1968.

[23.3.1970]



Влияние материала и чистоты поверхности коаксиальных электродов на электрическую прочность элегаза

Инж. А. Л. ВИЛЕНЧУК

Ленинград

При проектировании высоковольтной элегазовой аппаратуры (ГРУ, трансформаторы тока, делители напряжения, газонаполненные конденсаторы и др.) одним из основных параметров является электрическая прочность элегаза в промежутках, образованных коаксиально расположенными электродами. Электрическая прочность элегаза в случае применения подобных полированных электродов, изготовленных из латуни, была рассмотрена в [Л. 1]. Применение латуни для изготовления электродов с высокой чистотой их поверхности не всегда экономически целесообразно.

В некоторых случаях использование других материалов не отразится на работоспособности, но позволит значительно снизить вес и стоимость аппарата. Для снижения стоимости важным является также ослабление технологических требований к чистоте поверхности электродов.

Исследование электрической прочности элегаза в поле коаксиальных электродов рассматривалось в двух аспектах: влияние на электрическую прочность элегаза материала и чистоты поверхности внутреннего и внешнего электродов.

В качестве элемента сравнения использовались данные, полученные на образцах, описанных в [Л. 1]. Установка соотношения электродов, методика заполнения элегазом испытательной камеры, подъем давления и пробой соответствуют [Л. 1].

Из теории электрического разряда в газе известно, что материал электрода может оказывать влияние на прочность промежутка при малых радиусах кривизны электродов. При разных радиусах кривизны электродов разряд происходит с электрода меньшего радиуса [Л. 2 и 3].

Все эксперименты были проведены в узком диапазоне отношений диаметров электродов $D/d \approx 3$. При таком отношении диаметров для напряженностей на поверхностях внутреннего и внешнего электродов имеем:

$$\frac{E_r}{E_R} = \frac{R}{r} \approx 3.$$

Поэтому начало ионизации и развитие разряда происходит с внутреннего электрода. Исходя из этого, для исследования влияния материала внутреннего электрода были изготовлены три комплекта электродов из латуни, стали и алюминия следующих диаметров: 10, 18, 27, 38 мм. При этом были использованы полированные латунные наружные электроды с конфигурацией кромок, исключающей появление краевого эффекта. Диаметры внешних электродов были равны соответственно 30, 50, 80, 110 мм. Внешние электроды имели полированную поверхность с величиной неоднородности не ниже $\nabla 8$ класса чистоты обработки.

Для проведения исследования влияния чистоты поверхности внутреннего электрода были изготовлены из указанных выше материалов две группы электродов с поверхностью, обработанной по $\nabla 4-\nabla 5$ и $\nabla 2-\nabla 3$ классам чистоты обработки. Контроль чистоты поверхности осуществлялся двойным микроскопом МИС-11. Величина R_z , характеризующая среднее расстояние между пятью высшими точками выступов и пятью низшими точками впадин, находящихся в пределах базовой длины, изменялась от 80 мкм до 3,6 мкм в зависимости от класса обработки испытываемых образцов.

Вторая группа экспериментов сводилась к исследованию влияния материала и чистоты поверхности внешнего электрода. Оценка влияния на электрическую прочность элегаза материала внешнего электрода производилась нами только для одного размера $D=30$ мм. Сравнивались три идентичные электрода, изготовленные из латуни, стали и алюминия. Внутренний электрод в этих случаях был выбран латунным полированным. Исследование влияния чистоты поверхности внешнего

электрода осуществлялось с помощью специально изготовленных латунных цилиндров ($D=50$ и 80 мм), состоящих из двух винчивающихся друг в друга частей. В зазор, образовывавшийся между частями цилиндра, вставлялись кольцевые вставки, внутренний диаметр которых обрабатывался по $\nabla 3$ и $\nabla 5$ классам чистоты обработки.

В этих экспериментальных устройствах применялись полированные внутренние электроды из латуни с отношением $D/d=2,78$ и $2,92$ соответственно.

Для исследования были выбраны традиционные материалы, нашедшие широкое применение в высоковольтном аппаростроении. Действительно, изготовление электродов коаксиальных систем (в том числе ГРУ) производится, как правило, из технических сплавов, содержащих различные компоненты и примеси, которые образуют известную неоднородность состава на поверхности электродов. Эта неоднородность создает поле контактных разностей потенциалов, не поддающееся учету и оказывающее существенное влияние на работу выхода электрона (барьер поля пятен).

Усложняющим картину при поверхностных явлениях оказывается также фактор технологии изготовления и сборки электродов на воздухе, при котором поверхность электродов покрывается слоем окислов и адсорбированных газов. Величина адсорбции газов атмосферного воздуха, зависящая от свойств применяемого сплава для электродов и состояния поверхности последнего, изменяет электронные облака у поверхности раздела и также является причиной изменения работы выхода в положительную или отрицательную сторону в зависимости от природы газа.

Известно, что электроотрицательные газы (кислород, элегаз и др.) повышают, а атомы азота понижают работу выхода.

Предварительными экспериментами было установлено, что после примерно 30 пробоев величина пробивного напряжения достигает практически стабильных значений, превышающих начальные значения пробивного напряжения (при некондиционированных электродах) на 8—10%, а в отдельных случаях даже на 12—15%. Можно предположить, что во время кондиционирования поверхности электродов происходит не только сглаживание микровыступов, но и зонная очистка поверхности от окислов и адсорбированных газов атмосферного воздуха с последующей адсорбцией атомов элегаза.

Для выяснения степени влияния каждого из действующих факторов, некоторые из которых перечислены выше, требуется постановка специальных исследований. Нашей задачей была отработка методики для технической оценки влияния материала электродов на электрическую прочность промежутка.

В [Л. 1] были представлены результаты исследования электрической прочности элегаза при использовании латунных полированных электродов. Было обнаружено, что в области отношений диаметров электродов, создающих поле с коэффициентом неоднородности $K_n=1,7-2,0$, электрическая прочность промежутка зависит от давления элегаза p , диаметра внутреннего электрода d и с точностью не ниже 5—6% может быть представлена зависимостью вида:

$$E_{m \text{ пр}} = E_0 \left(1 + \frac{a}{\sqrt{d}} \right), \quad (1)$$

где

$$E_0 = 5,3 (1 + 0,465 p); \quad (2)$$

$$a = A + \frac{B}{p}; \quad (3)$$

p — давление элегаза, ата; A и B — коэффициенты, определяющие параметры кривой (3).

Характер изменения электрической прочности $E_{мпр} = f(p, d)$ для латунных электродов можно проследить по кривой 1 рис. 1.

В результате проведенных исследований с применением полированных внутренних электродов из стали и алюминия были получены аналогичные по характеру зависимости (кривые 2 и 3 на рис. 1), расположенные несколько ниже, чем при электродах из латуни.

Значения коэффициентов A и B в выражении (3), характеризующих влияние материала внутреннего электрода, представлены в таблице.

Материал электрода	A	B
Латунь Л68	4	—3,2
Сталь Ст. 45	3,7	—2,9
Алюминий АІ	3,5	—2,7

Значения коэффициента a , найденные по (3), в диапазоне давлений элегаза 1—4 ата будут несколько занижены при $p=2$ ата и завышены при $p=4$ ата. Значения коэффициентов A и B определены с точностью до двух знаков, что дает погрешность при определении коэффициента a в указанном диапазоне давлений менее 4%.

При давлении элегаза $p=1$ ата округление значений коэффициентов A и B приводит к равенству значений коэффициента a ($a=0,8$) для исследованных материалов и вырождению зависимости $E_{мпр} = f(d)$ при разных материалах в одну кривую (рис. 1). Выражение (1) в диапазоне давлений 1—4 ата и диаметров $d=10$ —38 мм дает расчетные значения $E_{мпр}$, отличающиеся от экспериментальных не более, чем на 3,7%. В качестве экспериментальных значений принималось среднеарифметическое из 10 значений пробивного напряжения, полученных в области устойчивого пробоя. В этом случае доверительный интервал с надежностью 0,95 лежал в пределах ошибки измерения величины $U_{мпр}$ ($\pm 3\%$). Ограничение числа пробоев при каждом значении давления обуславливалось, с одной стороны, не очень высокой точностью методики измерения $U_{мпр}$, а с другой — условием минимальной величины эрозии поверхности электродов разрядами, в результате которой появляется дополнительный микрорельеф, повышающий напряженность поля в отдельных точках поверхности электрода в несколько раз.

Из рис. 1 и уравнения (1) видно, что степень влияния материала внутреннего электрода с увеличением давления растет, а с увеличением диаметра d — уменьшается (при $p \geq 1$ ата).

Линейный характер зависимости $E_{мпр} = f\left(\frac{1}{\sqrt{d}}\right)$ позволяет

легко осуществить экстраполяцию и оценить влияние материала при диаметре $d > 38$ мм. Так, например, при диаметре $d = 100$ мм значение $E_{мпр}$ для алюминия даже при давлении $p=4$ ата меньше $E_{мпр}$ латуни всего на 3%. Столь незначительное влияние позволяет при проектировании реальных вы-

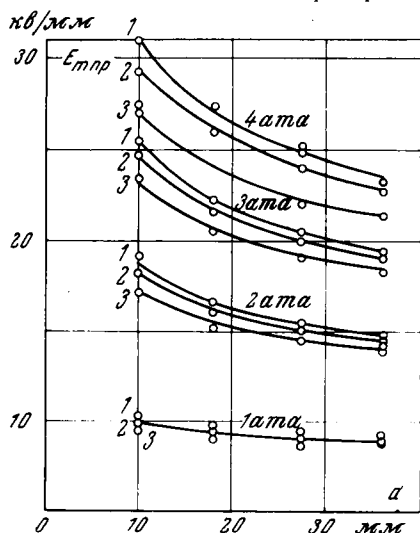


Рис. 1. Зависимость электрической прочности элегаза в поле коаксиальных электродов от диаметра внутреннего электрода при $D/d \approx 3$ для разных материалов:

1 — латунь Л68; 2 — сталь Ст. 45; 3 — алюминий АІ.

Рис. 2. Относительное снижение электрической прочности элегаза в поле коаксиальных электродов в зависимости от чистоты поверхности внутреннего электрода при $D/d \approx 3$.

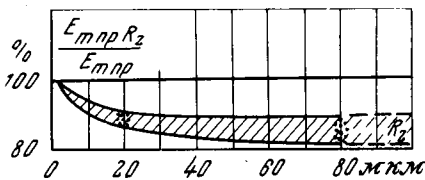
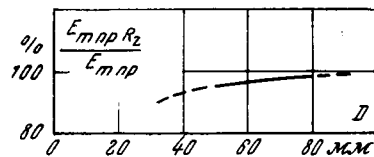


Рис. 3. Относительное снижение электрической прочности элегаза в поле коаксиальных электродов при наличии кольцевых вставок, обработанных по $\nabla 5$ и $\nabla 3$ классам чистоты с радиусом закругления у вершины выступа $\rho \approx 0,5$ мкм.



соковольтных аппаратов ($d > 50$ мм) производить широкий выбор материала внутреннего электрода.

При исследовании влияния материала внешнего электрода $D=30$ мм (сравнивались латунный, стальной и алюминиевый) при латунном внутреннем электроде заметного изменения $E_{мпр}$ не было обнаружено, даже при сравнительно высоком его значении при давлении $p=4$ кг/см². Результаты исследования прочности промежуток, заполненного элегазом, в зависимости от чистоты обработки поверхности внутреннего электрода, представленные на рис. 2, показывают единообразный характер зависимости

$$E_{мпр R_z} = f(R_z),$$

где $E_{мпр R_z}$ — электрическая прочность элегаза при неполированных электродах, кВ/мм; R_z — шероховатость поверхности, мкм.

При заглаблении поверхности прочность уменьшалась максимум до 20% от прочности для полированных электродов, принятой за 100%. Заштрихованная область падения прочности в зависимости от чистоты поверхности (рис. 2) включает в себя данные, полученные для электродов различных диаметров и материалов. Нужно отметить, что с увеличением диаметра внутреннего электрода влияние чистоты поверхности несколько уменьшается. Это происходит за счет снижения электрической прочности с ростом диаметра d , так и за счет улучшения степени взаимного экранирования соседними выступами.

Очевидно, с ростом диаметра D увеличивается разность $\frac{D-d}{2}$ и, следовательно, величина $R_z \frac{D-d}{2}$ уменьшается. С

5%-ной точностью зависимость электрической прочности $E_{мпр R_z}$ в функции чистоты поверхности может быть предоставлена выражением:

$$E_{мпр R_z} = 0,81 E_{мпр} \left(1 + \frac{1,3}{R_z}\right), \quad (4)$$

где $E_{мпр}$ — электрическая прочность при полированных электродах, кВ/мм. Это выражение справедливо при изменении R_z от 3,6 до 80 мкм и при рассмотрении нижней огибающей зависимости $E_{мпр R_z} = f(R_z)$ (см. рис. 3).

Результаты, представленные на рис. 3, были получены при использовании кольцевых вставок, обработанных по внутреннему диаметру по $\nabla 5$ и $\nabla 3$ и имитирующих чистоту внутренней поверхности оболочки. Видно, что с увеличением диаметра D влияние чистоты поверхности оболочки на снижение электрической прочности ослабевает. Как в этих экспериментах, так и в экспериментах по исследованию влияния чистоты обработки внутреннего электрода было обнаружено, что заметное влияние оказывает профиль поверхности при той же величине R_z — чем меньше радиус вершины выступа, тем сильнее сказывается на величине прочности профиль поверхности.

Выводы. 1. На электрическую прочность элегаза в поле коаксиальных электродов при отношениях диаметров электродов D/d , близких к оптимальному, оказывает влияние материал только внутреннего электрода. С увеличением диаметра внутреннего электрода это влияние ослабевает.

2. Чистота поверхности электродов существенно влияет на прочность промежутка (чистота поверхности внутреннего электрода — в большей степени, чем внешнего). Так, например, при чистоте обработки $\nabla 3$ обоих электродов ($D=80$ мм), снижение прочности за счет влияния внешнего электрода происходит на 3%, а за счет внутреннего — на 12—15%. В зависимости от профиля поверхности при одинаковой чистоте обработки уменьшение электрической прочности может изменяться на несколько процентов.

Литература

1. Залесский А. М. и др., Электрическая прочность элегаза в поле коаксиальных электродов, «Электричество», 1970, № 5.

2. Леб Л., Основные процессы электрических разрядов в газах, Гостехиздат, 1950.

3. Сканави Г. И., Физика диэлектриков, Физматгиз, 1958.

4. Weissler G. L., Photoionization in gases, Handbuch der Physik, Bd. XXI.

5. Капцов Н. А., Электроника, Гостехиздат, 1956.

6. Месси и Бархоп, Электронные и ионные столкновения, Изд-во иностранной литературы, 1958.

7. Trump J. G., Cloud R. W., Mann J. G., Hanson E. P., Influence of Electrodes on D—C Breakdown in Gases at High Pressure, AIEE, № 11, 1950.

[3.7.1970]



УДК 621.315.015.38.001.24

Исследования перенапряжений на переключательном пункте при включении линии 500 кВ с учетом поверхностного эффекта в земле

Ч. М. ДЖУВАРЛЫ, Е. В. ДМИТРИЕВ и Э. М. ДЖАФАРОВ

Баку

Исследования перенапряжений при коммутациях в линии электропередачи (рис. 1) основаны на численном решении уравнений этой передачи на ЦВМ и решении системы обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка [Л. 1 и 2].

С учетом поверхностного эффекта как распределенного явления, моделируемого схемой замещения из параллельных rL -ветвей, расчетные уравнения для ВЛ имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} -u(x, t) + u(x-h, t-\tau) - z[i(x, t) - \\ - i(x-h, t-\tau)] &= \Delta u; \\ -u(x+h, t-\tau) + u(x, t) - z[i(x, t) - \\ - i(x+h, t-\tau)] &= \Delta u, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где Δu — падение напряжения в модели поверхностного эффекта:

$$\Delta u = z_{\pi} i(x, t) - z_{\pi} \sum_{k=1}^n \chi_k i_k(x, t-2\tau). \quad (2)$$

Здесь элементы учета поверхностного эффекта обозначены индексом «п»: i_k — ток в k -й ветви модели;

$$z_{\pi} = \left(\sum_{k=1}^n z_k^{-1} \right)^{-1}; \quad z_k = (0,5\pi^{-1} L_k \chi_k)^{-1} h;$$

$$\chi_k = (1 - 2L_k^{-1} r_k \tau)^{-1}.$$

Индуктивности L_k и активное сопротивление r_k для k -й ветви модели находятся из условия:

$$\sum_{k=1}^n (r_k + j\omega_s L_k)^{-1} = (r_{\pi} + j\omega_s L_{\pi})^{-1}, \quad s = 1, 2, \dots, n, \quad (3)$$

где r_{π} , L_{π} — матрицы внутренних сопротивлений и индуктивностей проводов и земли, предполагаемые известными [Л. 3]. Указанные параметры приведены в приложении 1.

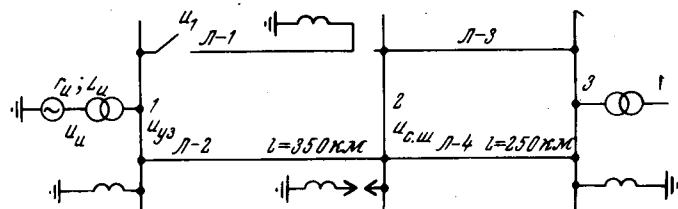


Рис. 1.

Для численного расчета процесса включения линии Л-1 по схеме рис. 1 можно выделить следующие элементарные задачи:

- расчет напряжений и токов в первой узловой точке (источник);
 - расчет напряжений и токов во второй узловой точке (переключательный пункт);
 - расчет напряжений и токов в третьей узловой точке (нагрузка);
 - расчет напряжений и токов в промежуточных точках двухцепной линии Л-1 и Л-2;
 - расчет напряжений и токов во внутренних точках одноцепной линии, моделирующей двухцепную линию Л-3 и Л-4.
- При составлении расчетных формул для указанных задач не учитывалось намагничивание трансформаторов и емкости элементов узловых точек. Расчетные формулы для первой задачи приведены в приложении 2.

Решение поставленной задачи осуществляется в двух областях, соответствующих первой и второй линиям, ограниченным прямыми $t=0$, $x=0$, $x=l_1$, $x=l_1+l_2$ и открытым в направлении переменной t .

Значения переменных на осях $x=0$, $x=l_1$ и $x=l_1+l_2$ находятся решением уравнений узловых точек линии электропередачи, а во внутренних точках — решением уравнений (1).

В результате расчетов установлено, что на переключательном пункте во время коммутации могут возникнуть перенапряжения, способные привести к срабатыванию искровых промежутков реактора, имеющих уставку $(1,5 \pm 0,15) U_{ф.н.}$. Эти перенапряжения являются результатом наложения волн, отраженных от узловых точек передачи с осложнением картины

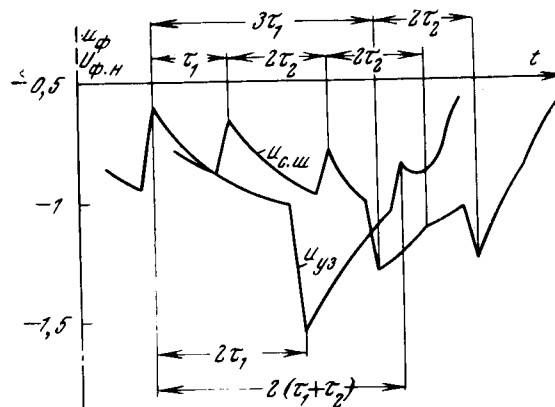


Рис. 2.

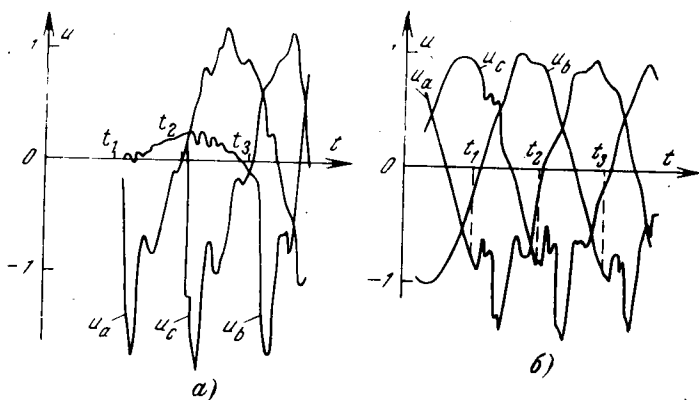


Рис. 4.

Результаты расчета для различных моментов включения первой фазы выключателя показали, что существует определенный интервал включения — около 10^{-3} сек (углы включения 55° – 70°), когда наблюдаются максимальные перенапряжения. При других углах включения перенапряжения прак-

Приложение 2. В качестве примера приведем расчетные формулы узловых точек для первого узла:

$$\frac{di_H}{dt} = L_H^{-1} (u_H - u_{ys} - r_H i_H);$$

$$\frac{di_p}{dt} = L_p^{-1} (u_{ys} - r_p i_p);$$

$$u_{y3} = a_2 [V_2(h, t - \tau) + a_1 V_1(h, t - \tau) + Z''_{11}i];$$

$$u_1(0, t) = -(1 - Z_1 g)^{-1} [V_1(h, t - \tau) - Z'_{12}i - Z_1 g u_{y3}];$$

$$i_1(0, t) = g[u_{y_1} - u_1(0, t)];$$

$$i_2(0, t) = i_H - i_1(0, t) - i_p;$$

$$V(h, t - \tau) = \begin{vmatrix} V_1(h, t - \tau) \\ V_2(h, t - \tau) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} u_1(h, t - \tau) \\ u_{y_3}(h, t - \tau) \end{vmatrix} +$$

$$+ Z \begin{vmatrix} i_1(h, t - \tau) \\ i_2(h, t - \tau) \end{vmatrix} + Z_n \sum_{k=1}^n i_k(0, t - 2\tau).$$

Здесь переменные и коэффициенты, кроме $V(h, t-\tau)$, $i_k(0, t-2\tau)$, Z , Z_n — столбцовые и квадратные матрицы третьего порядка; выделенные переменные и коэффициенты — матрицы шестого порядка; $L_n L_p$, $r_n r_p$ — матрицы эквивалентных индуктивностей и активных сопротивлений блока «генератор — трансформатор» и реактора; u_n , i_n , u_{yz} , i_p — напряжения и токи источника, реактора и системы шин; $u_1(0, t)$; $i_1(0, t)$ — напряжения и токи в начале включаемой линии J -1; $i_2(0, t)$ — токи линии J -2; V_1 , V_2 — известные значения перед циклом вычисления, относящиеся к линиям J -1 и J -2; $i = i_n - i_p = i_1 + i_2$; $Z_1 = Z_{11} - Z_{12}$; Z_{11} и Z_{12} — элементы матрицы $Z + Z_n$ шестого порядка:

$$Z + Z_n = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{11} \end{bmatrix}; Z = \begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} \\ Z'_{21} & Z'_{11} \end{bmatrix}.$$

Матрица g моделирует включение линии J -1:

$$g = \begin{bmatrix} g_A & & \\ & g_B & \\ & & g_C \end{bmatrix},$$



где, например,

$$g_A = \begin{cases} 0 & \text{при отключенной фазе;} \\ \text{большой величине} & \text{при включенной фазе.} \end{cases}$$

На одном цикле решения приведенных уравнений вычисляются значения: i_n , i_p , i_{yz} , $u_1(0, t)$ и $i_2(0, t)$.

Литература

1. Джуварлы Ч. М. и Дмитриев Е. В., К решению дифференциальных уравнений первого порядка на ЭЦВМ, АН Аз. ССР, 1967, № 11, т. XXIII.
2. Джуварлы Ч. М. и Дмитриев Е. В., Применение метода характеристик к решению уравнений m -проводной линии электропередачи, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 1.
3. Кайданов Ф. Г., Костенко М. В. и Перельман М. С., Уточненное определение волновых параметров и анализ погрешности решения телеграфных уравнений на примере двухпроводной линии электропередачи, «Электричество», 1965, № 3.

[30.7.1970]

УДК 621.316.999

Стекание тока с железобетонных подножников в плохопроводящих грунтах¹

Канд. техн. наук А. Л. ВАЙНЕР

Харьковский политехнический институт им. В. И. Ленина

Исследование стекания тока с железобетонных фундаментных элементов опор (подножников, свай и стоек), начатое в Харьковском политехническом институте им. В. И. Ленина в 1957 г. [Л. 1], продолжалось вплоть до конца 1969 г. Неоднократно повторенные в течение 12 лет опыты форсирования импульсных токов (вплоть до 20 кА) и токов промышленной частоты через подножники и другие фундаментные элементы, установленные в глинистых грунтах, приводили, практически, к однозначным величинам их импульсного сопротивления (z'_n) и сопротивления растеканию при переменном токе (R_n). Это свидетельствовало о стабильности процесса капиллярного подсоса влаги из прилегающих слоев земли к подножникам и обусловленной этим стойкой электропроводности защитного слоя бетона, покрывающего арматурную решетку подножника. Средний годовой диапазон относительного изменения R_n подножников на протяжении каждого из 1960—

1969 гг составлял $\frac{R_{n\max}}{R_{n\min}} \approx 1,4$ и был обусловлен изменением содержания влаги в верхнем метровом слое грунта.

Некоторые из указанных измерений и экспериментов, выполненные во время резкого иссушения поверхностных слоев грунта из-за длительного воздействия летних температур, показали, что и в условиях значительного возрастания удельного сопротивления грунта ρ железобетонные подножники обладают относительно высоким проводимостью растекания.

Наблюдение и опыты на подножниках в плохопроводящих грунтах с $\rho > 3 \cdot 10^2$ Ом·м проводились для того, чтобы изучить возможность расширения области грунтов, для которых в расчетах следует учитывать естественную проводимость растекания железобетонных фундаментных элементов².

По заданию Украинского отделения института «Энергосетьпроект» были начаты соответствующие наблюдения и опыты над специально уложенными в мощном песчаном слое в районе тяговой подстанции двумя группами подножников (по восемь в каждой): Ф-4 и Ф-5. На небольшом расстоянии от подножников были уложены также искусственные зазем-

лители — вертикальные и горизонтальные, длиной от 20 до 1000 м.

По данным инженерной геологии этой местности мощность песчаного слоя составляет не менее 20 м; уровень подпочвенных вод находится на глубине 21 м. Определенное по измеренному значению R_n вертикального заземлителя удельное сопротивление (интегральная величина) грунта в июне — сентябре приблизительно равнялось 10^3 Ом·м. Такого же порядка значение ρ было получено по измеренному значению сопротивления R_n 20-метрового горизонтального заземлителя.

Первичные значения R_n подножников, измеренные через несколько дней после их полной установки, свидетельствовали о начавшемся процессе подсоса влаги к бетонным граням подножников: для подножников Ф-5 $R_n = 70—80$ Ом; для подножников Ф-4 $R_n = 140—160$ Ом.

Последующие измерения показали стойкое монотонное снижение сопротивления растеканию подножников R_n , длившееся 2,5—3 месяца: у подножников Ф-5 — до значений $R_n = 25—40$ Ом, а у подножников Ф-4 — до значений $R_n = 50—60$ Ом. В последующие месяцы изменение сопротивления R_n подножников в некоторой мере следовало изменению сопротивления R_n вертикального заземлителя. Это свидетельствовало о том, что стойки подножников находились под действием изменяющихся атмосферных условий. Максимальные за год значения R_n подножников были получены в декабре, и такими они продолжали оставаться в январе и феврале 1969 г.: для подножников Ф-5 $R_{n\max} = 35—50$ Ом; для подножников Ф-4 $R_{n\max} = 70—80$ Ом. Средний годовой диапазон относительного изменения R_n составляет

$$\frac{R_{n\max}}{R_{n\min}} \approx 1,3.$$

Типичный ход изменения R_n указанных подножников представлен на рис. 1.

Таким образом, общая картина возникновения и дальнейшего изменения проводимости растекания железобетонных подножников в песчаном грунте с удельным сопротивлением

¹ В опытах участвовали: Ю. В. Белянцев, В. П. Волков, Ю. П. Подсинкин, В. И. Тучин.

² По ПУЭ естественная проводимость растекания этих элементов учитывается при $\rho \leq 3 \cdot 10^2$ Ом·м.

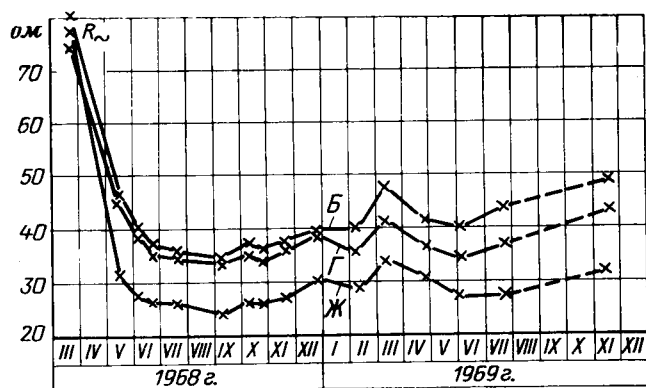


Рис. 1. Изменение сопротивления растеканию подножников в течение 1968–1969 гг.
Б, Г, Ж — подножники Ф-5.

$\rho \approx 10^3$ Ом·м оказалась такой же, какая была в свое время установлена и прослежена на протяжении 12 лет у подножников в глинистых грунтах. Капиллярный подсос влаги к бетонным поверхностям подножников и в песчаных грунтах наступает с первых же дней после засыпки котлованов, в которых они устанавливаются; через 2–3 месяца этот процесс приводит к достаточному увлажнению защитного бетонного слоя и к стабилизации проводимости растекания арматурной решетки подножников. Как следует из опытов, на бетонных образцах [Л. 2] главное влияние на величину ρ бетона оказывает его влажность, а повторное высушивание и водонасыщение приводят к соответственно неизменным значениям удельного сопротивления.

Кроме того, установлено, что по мере замерзания жидкой фазы в капиллярах бетона возрастает его удельное сопротивление, при этом чем меньше диаметр капилляра, тем при более глубоком охлаждении происходит в нем превращение жидкости в лед. Однако возможен и обратный процесс — оттаивание жидкой фазы в капиллярах при соответствующих температурных условиях и, следовательно, восстановление исходного значения удельного сопротивления бетона. Эти положения в полной мере согласуются с установленным в результате измерения $R_{\sim}$ подножников в песке фактом ежегодного полного восстановления проводимости растекания подножников после зимы. Таким образом, следует признать, что эта закономерность действует в весьма широком по значению ρ диапазоне грунтов.

Подножник, даже в тех случаях, когда можно пренебречь тем, что его арматура не представляет собой сплошной металлической поверхности, не может быть отнесен к заземлителям простой формы, сопротивление растеканию которых вычисляется по достаточно строгим формулам.

Известны два приближенных метода определения их сопротивления $R_{\sim}$. В первом из них вычисляются сопротивления растеканию стойки ($R_{ст}$) и плиты ($R_{пл}$). Результирующее значение ($R_{плн}$) определяется с учетом степени использования плиты ($\eta_{пл}$), обусловленной взаимодействием токов, стекающих с нее и со стойки. Во втором способе [Л. 3] сопротивление $R_{плн}$ определяется по коэффициентам формы подножников ($K_{ф}$).

Так как сопротивление растеканию стойки зависит в основном от ее длины l , сопротивление растеканию плиты — от площади плиты A^2 и от глубины ее укладки $H=l$, а сопротивления $R_{\sim}$ обоих этих элементов, кроме того, зависят от удельного сопротивления ρ , то $R_{плн}=F(\rho, A, H)$. Следовательно, и коэффициенты использования, о которых идет речь, и коэффициенты формы зависят от одних и тех же величин. И первые и вторые определяются в результате экспериментов на моделях, поэтому оба эти метода должны приводить в случае однородного грунта практически к одним и тем же значениям $R_{плн}$. Осложнение в расчетах возникает при определении этого сопротивления в неоднородных грунтах. Хотя возможны любые соотношения мощности и удельного сопротивления различных слоев, не столь далеких от дневной поверхности, все же в большом числе случаев основная часть стойки подножника $l=1,5\text{--}5$ м находится в одних условиях воздействия неоднородности грунта, а плита — в иных условиях. Расчетная величина удельного сопротивления грунта в этих случаях мо-

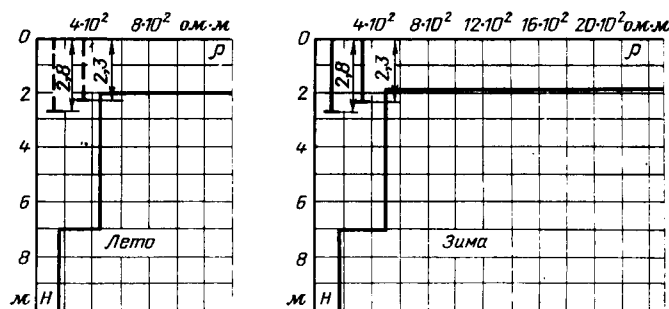


Рис. 2. Строение грунта и значения удельного сопротивления его слоев летом и зимой в районе установки подножников. (Пунктиром указано расположение подножников Ф-5 и Ф-4.)

жет быть получена с помощью известных графиков В. В. Бургсдорфа для вертикальных и горизонтальных заземлителей:

$$\rho_p = \rho_k = F\left(\frac{\rho_1}{\rho_2}, \frac{t}{l}, \frac{t}{h}, \frac{l}{h}\right).$$

Строение грунта и электропроводность его слоев в районе расположения экспериментальных подножников в песчаном грунте, определенные на основе ВЭЗ по методу сопротивлений, представлены на рис. 2.

Как показали приближенные подсчеты, влияние третьего слоя (ниже 7 м) на сопротивление $R_{\sim}$ подножника длиной 2,8 м, расположенного у поверхности, невелико, и поэтому можно рассматривать строение грунта двухслойным с $\rho_1/\rho_2 = 3$ — летом и $\rho_1/\rho_2 = 5$ — зимой. Учитывая линейные параметры подножников, на базе указанных графиков получим значения $\rho_p = \rho_k$, приведенные в табл. 1.

Однако расчетные значения сопротивления $R_{плн}$, определенные по данным табл. 1, значительно превышают фактические его значения, измеренные в реальных условиях (табл. 2).

Такие различия между расчетными и фактическими значениями $R_{плн}$, вероятно, должны быть связаны с недоучетом каких-то факторов при выборе расчетных значений удельного сопротивления. Речь может идти о влиянии разрыхленности в зоне установки подножников — следствие перемещения там грунта (это влияние было зафиксировано у подножников в глинистом грунте) и о влиянии усиленного подсоса влаги к слоям грунта вблизи подножника.

Так как фактическое значение $R_{плн}$ меньше расчетного, то, очевидно, существенное влияние в песчаном грунте у подножников оказывает подсос влаги и как следствие — заметное снижение удельного сопротивления. Подтверждение этого можно найти в известных гидродинамических характеристиках, свойственных песчаному грунту, и в установленном факте сохранения дождевой влаги в верхних слоях песчаного грунта в виде пленочной воды, обволакивающей частицы грунта

Таблица 1

Подножник	l, м	A, м	ρ _p для лета, Ом·м		ρ _p для зимы, Ом·м	
			стойки	плиты	стойки	плиты
Ф-5	2,8	2,2×2,2	8,4·10 ²	5,2·10 ²	9,2·10 ²	5,4·10 ²
Ф-4	2,3	2×2	10,5·10 ²	5,5·10 ²	12·10 ²	6,0·10 ²

Таблица 2

Время года	R _{плн} (расчет), Ом		R _{плн} (измерение), Ом	
	Ф-5	Ф-4	Ф-5	Ф-4
Лето	63,2	81,7	36,8	65,9
Зима	67,8	91,0	44,6	86,5

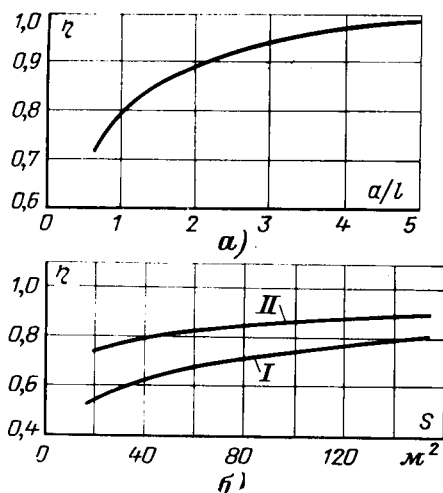


Рис. 3. Влияние линейных параметров фундаментных систем из подножников на η . а — $\eta = F(a/l)$ для систем из двух подножников; б — $\eta = F(S)$ для систем из четырех подножников: I — $l = 5,1$ м, $A = 2,6$ м (по опытам на моделях); II — $l = 2,8$ м, $A = 2,2$ м (по натурным опытам).

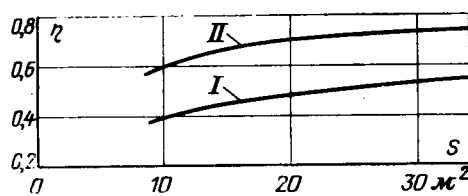


Рис. 4. Влияние площади плиты на степень использования подножников η в системе из восьми подножников.

I — по результатам измерений на модели при $l = 5,1$ м, $A = 2,6$ м, $D = 16,5$ м; II — по результатам измерений на реальных системах при $l = 2,8-2,3$ м, $A = 2-2,2$ м, $D = 10,5-16$ м.

весьма тонким слоем, и в виде капиллярной воды, заполняющей поры.

Песчаный грунт вместе с бетонной массой подножника представляет собою систему двух плотно прилегающих друг к другу пористо-капиллярных тел, отличающихся размером пор и капилляров. В такой системе несомненно существует миграция влаги к капиллярам меньшего размера (в бетоне), которая приводит к увлажнению не только защитного слоя бетона подножника, но и прилегающего к нему песка, в результате чего вблизи подножника возникает область повышенной электропроводности — вертикальная неоднородность грунта. Как показывают расчеты, прилегающий к подножнику коаксиальный цилиндрический слой песка диаметром d_i более высокой проводимости в пределе может привести к снижению сопротивления $R_{\text{плд}}$ до значений: $0,77R_{\text{плд}}$ при $d_i = 1,0$ м; $0,65R_{\text{плд}}$ при $d_i = 1,5$ м; $0,57R_{\text{плд}}$ при $d_i = 2,0$ м. Сопоставление этих величин с данными табл. 2 дает основания считать, что вертикальная неоднородность грунта вблизи подножника в песчаном грунте охватывает область около 1—1,5 м.

Таким образом, уже на данной стадии исследования поведения подножников в песчаном грунте при расчете $R_{\text{плд}}$ следует учитывать местное повышение электропроводности грунта уменьшением расчетного значения ρ , определенного по ВЭЗ или другим способом, приблизительно на 20%, т. е. введением коэффициента $\beta = 0,8$.

Железобетонные подножники используются как фундаментные элементы опор линий электропередачи и в распределительных устройствах — как фундаменты стоек опорных порталных конструкций. Часто фундаментные системы состоят из четырех подножников под свободно стоящие опоры, а иногда (в случае порталных сооружений) — из восьми подножников.

Для получения обоснованных данных о степени использования единичных подножников в фундаментной системе из двух, четырех и восьми подножников в однородной среде, необходимых для расчета сопротивления $R_{\text{плд}}$ сложным систем подножников, были проведены опыты с моделями подножников в электролитической ванне и контрольные опыты с натуральными системами подножников. Результаты этих опытов позволили построить (рис. 3,а) для двух параллельно включенных подножников зависимость $\eta = F(a/l)$. Сопоставление этого графика с аналогичным, полученным для подножников с другими размерами плиты ($1,8 \times 1,8$ м и $2,6 \times 2,6$ м), показа-

ло, что при $a/l \geq 2$ значение η практически остается одним и тем же для подножников с различными размерами плиты.

В системе из четырех подножников сказывается влияние большего числа линейных параметров (расстояния между осями подножников b , C , l , A). В связи с этим их действие нельзя привести к простой функциональной связи со степенью использования η . Поэтому на рис. 3,б по экспериментальным данным, полученным на модели и в натуре, приведены две граничные кривые, в пределах которых находятся значения η для большего числа параметров подножников.

Следует отметить, что существенное влияние на η в системе из четырех подножников оказывает длина стойки l и в меньшей мере — размер плиты A . Однако различие в значениях η при изменении этих параметров в обычно используемых системах подножников не выходит за пределы 12% и только при $S < 50$ m^2 . При $S > 50$ m^2 значения η практически одни и те же для всех l и A .

Для мощных порталных опор фундаментная система часто предусматривается в виде двух групп подножников — по четыре под каждую стойку. В таких системах помимо приведенных выше величин оказывают влияние расстояния между осями двух групп стоек D . На рис. 4 приведены для этого случая графики $\eta = F(S)$, полученные по измерениям на двух реальных системах из восьми подножников (кривая II) и по результатам измерений на моделях в электролитической ванне (кривая I). В табл. 3 даны фактические значения сопротивления растеканию систем из четырех и восьми подножников, установленных в песчаном грунте ($\rho \approx 10^3$ $ом \cdot м$), свидетельствующие о том, что фундаментные системы в этих условиях являются естественными заземлителями со значительной проводимостью растекания.

Поведение подножников в песчаных грунтах при стекании с них импульсных токов было изучено на четырех сериях опытов, выполненных в 1968—1969 гг. на единичных подножниках и на группах подножников. Через подножники пропускались токи до $I_m = 6$ $ка$. По осциллограммам напряжения и тока представилось возможным получить как общую картину стекания импульсных токов с подножников, так и численные значения их импульсного сопротивления растеканию в условиях различных температурных режимов на поверхности земли.

Стекание тока носило такой же характер, как и у подножников в глинистых грунтах. Бетонный защитный слой подножника, покрывающий его металлическую арматуру, не создавал заметного сопротивления на пути тока, и поэтому импульсное сопротивление растеканию полностью определялось электропроводностью окружающего грунта.

При стекании с подножника малых токов ($1,6-1,8$ $ка$) его импульсный коэффициент $\alpha'_n = \frac{z'_n}{R_n} = 0,92-1,0$, что сви-

детельствует об отсутствии искрового стекания тока и о том, что песчаный грунт плотно прилегает к подножнику, обеспечивая этим и при стекании переменного тока максимально возможную для этого грунта проводимость растекания.

При стекании с подножника импульсного тока $I_m = 4$ $ка$ импульсный коэффициент подножников снизился до значений $\alpha'_n = 0,8-0,84$. По-видимому, при токах $I_m \approx 10$ $ка$ импульсный коэффициент достигнет значения $\alpha'_n \approx 0,7$. Вольт-амперная ха-

Таблица 3

Фундаментные системы	C , м	b , м	Плиты $A \times A$, м	l , м	$R_{\text{плд}}$, $ом$	D , м
	7,5	4,5	$2,2 \times 2,2$	2,8	11,5—14,5	—
	7,5 5,1	11,5 3,35	$2,2 \times 2,2$ 2×2	2,8 2,3	9,8—12,5 24,6	—
	7,5	4,5	$2,2 \times 2,2$	2,8	6,7	16
	5,1	3,35	2×2	2,3	11,3	10,5

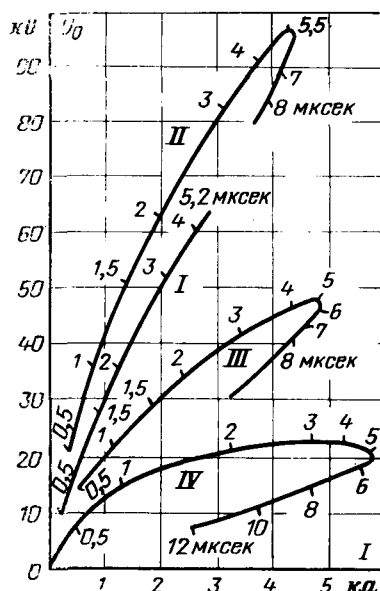


Рис. 5. Вольт-амперные характеристики подножников.

I, II — одиночные подножники с $t = 2,8$ м. $A = 2,2$ м;
III — группа из четырех подножников;
IV — группа из восьми подножников.

характеристика единичного подножника (рис. 5) свидетельствует о его малой индуктивности — значения U_m и I_m совпадают по времени.

В системах, состоящих из нескольких подножников, существенное значение приобретает их взаимное расположение; с увеличением расстояния между ними, возрастает индуктивность соединительных связей, находящихся в земле и воздухе (траверсы порталов), возрастает запаздывание ввода в действие проводимости растекания отдаленных подножников. Это, в свою очередь, накладывает отпечаток и на форму изменения z во время падения волны на рассматриваемую систему подножников и на их вольт-амперные характеристики (рис. 5). При значительном расстоянии между группами подножников (это может иметь место в порталных системах ОРУ) значения импульсных коэффициентов естественного заземления могут быть больше единицы.

В табл. 4 приведены экспериментальные значения z'_n и α'_n , полученные на реальных системах из четырех и восьми подножников.

Таблица 4

Количество подножников в системе	Тип подножников	$b \times c, м$	$R_{\Sigma}, ом$	$z'_n, ом$	α'_n	$D, мм$
4	Ф-5	$7,5 \times 4,5$	12,4	10,8	0,87	16,0
4	Ф-5	$7,5 \times 16,0$	9,5	9,7	1,02	
8	Ф-5	$7,5 \times 4,5$	6,0	5,5	0,92	
4	Ф-4	$5,1 \times 3,35$	24,6	19,8	0,8	10,5
4	Ф-4	$5,1 \times 13,85$	21,8	17,0	0,78	
8	Ф-4	$5,1 \times 3,35$	12,8	10,9	0,85	

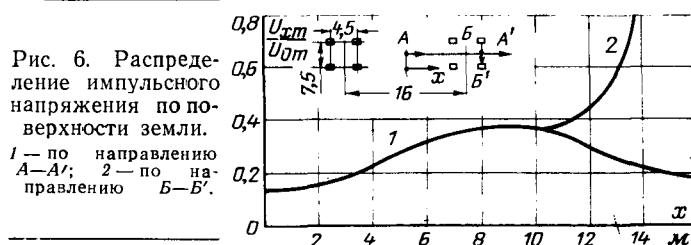


Рис. 6. Распределение импульсного напряжения по поверхности земли.
1 — по направлению А-А'; 2 — по направлению Б-Б'.

Из всех приведенных данных с полной очевидностью следует, что естественную проводимость растекания подножников следует учитывать и в случае установки их в плохопроводящих грунтах.

Еще одним подтверждением нормального стекания импульсного тока с подножников в песчаном грунте являются графики (рис. 6) распределения импульсного напряжения по поверхности земли, которые построены по осциллограммам, заснятым в зоне расположения восьми экспериментальных подножников Ф-5, предназначенных для порталной опоры.

Выводы. 1. В песчаных плохопроводящих грунтах с $\rho = (5-10) 10^2 ом \cdot м$ существует капиллярный подсос влаги к железобетонным фундаментным элементам, аналогичный тому, который в свое время был установлен у подобных элементов в глинистых грунтах. В результате этого явления железобетонные подножники через несколько месяцев после их установки делаются естественными заземлителями со стойкими и относительно мало меняющимися в течение года значениями R_{Σ} и z'_n .

2. Общая картина поведения подножников в песчаных грунтах при стекании с них токов промышленной частоты и импульсных токов подобна той, которая установлена в результате 12-летних наблюдений у подножников в глинистых грунтах. Приведенные выше данные являются серьезным обоснованием для учета в расчетах естественной проводимости растекания фундаментных железобетонных элементов опор линий электропередачи и опорных конструкций подстанций, расположенных в песчаных грунтах с удельным сопротивлением вплоть до $8 \cdot 10^2 ом \cdot м$.

3. Наблюдающаяся естественная проводимость растекания сложных фундаментных систем (4—8 подножников) позволяет в большом числе случаев отказаться от искусственных заземлителей у порталных систем опор и опорных конструкций.

Литература

1. Вайнер А. Л., Стеkanie тока с элементов железобетонных фундаментов опор линий электропередачи, «Электричество», 1960, № 12.
2. Лейрих В. Э. и Гандин В. Я., Электроизоляционные свойства бетонов при разных условиях их эксплуатации, «Электричество», 1968, № 11.
3. Корсуицев А. В. и Покровская К. И., Методика расчета сопротивления заземления железобетонных фундаментов, «Электрические станции», 1968, № 11.

[8.7.1970]



Тиристорный релейный элемент следящей системы

А. Н. ТУПИКОВ, А. Л. ТУРУБИНЕР, В. М. ЗИНЧЕНКО, Г. И. ЛАГИН
и А. И. САВИН

Запорожье

Для автоматического управления положением продувочных кислородных фурм применение асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором и компактной схемы тиристорного релейного элемента (ТРЭ) является наиболее рациональным с точки зрения простоты конструкции, габаритов и надежности работы.

В металлургических цехах элементы системы работают в условиях высоких температур и больших помех. Последние особенно сказываются в случае использования общего кабеля для оперативных цепей и схем авторегулирования, поскольку прокладка раздельных экранированных кабелей с целью уменьшения влияния помех удорожает монтаж, а иногда и невозможна.

Необходимость снижения напряжения питания сельсиндантика, включенного с сельсином-задатчиком по трансформаторной схеме измерения угла ошибки, требует повышения коэффициента усиления с одновременным улучшением помехозащищенности и обеспечения гистерезисной статической характеристики схемы ТРЭ с регулируемой зоной нечувствительности. Предел снижения напряжения питания сельсиндантика в такой следящей системе со схемой ТРЭ рис. 1, а, имеющего статическую характеристику рис. 1, б, определяется допустимым соотношением минимальных пороговых значений управляющего сигнала (токов срабатывания $I_{сраб}$ и отпущения $I_{отп}$) с максимально возможным значением тока помехи $I_{п\max}$, действующей на входе ТРЭ. С учетом коэффициента

возврата $\lambda = I_{отп}/I_{сраб}$ условие помехозащищенности выражается соотношением

$$I_{сраб} > \frac{I_{п\max}}{1 - \lambda}. \quad (1)$$

При коммутации индуктивной нагрузки (катушек реле и пускателей) возникают перенапряжения, максимальная амплитуда $U_{к\max}$ и частота $\omega_{п}$ которых определяются выражениями:

$$U_{к\max} = I_{обр} \sqrt{\frac{L}{C_p}}; \quad \omega_{п} = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}, \quad (2)$$

где $I_{обр}$ — ток, соответствующий остаточной энергии магнитного поля в индуктивности L нагрузки в момент обрыва дуги; C_p — емкость монтажа, подключенная параллельно контактам.

Значение тока помехи, наведенного на входе ТРЭ, определяется из эквивалентной схемы рис. 2 входной цепи одного плеча усилителя, где $Z_{св}$ — сопротивление утечки между двумя проводами, из которых один подключен к зажиму индуктивной нагрузки, а второй — к первичной обмотке входного трансформатора ТР-1; $Z_{ш}$ — сопротивление утечки между проводом кабеля и экраном; Z_0 — сопротивление паразитной связи между обмотками ТР-1; $Z_{вх}$ — входное сопротивление ТРЭ без входного трансформатора.

Для наихудшего случая, когда второй зажим индуктивной нагрузки и один из полюсов питания ТРЭ подключены к нулевому проводу (экрану), значение тока помехи определяется выражением

$$I_{п\max} = \frac{U_{к\max} Z_{ш}}{Z_{св}(Z_0 + Z_{вх} + Z_{ш}) + Z_{ш}(Z_0 + Z_{вх})}. \quad (3)$$

Во входном трансформаторе и в кабельных линиях для частот коммутационных помех импедансы Z_0 , $Z_{св}$ и $Z_{ш}$ имеют емкостной характер:

$$Z_0 = \left| \frac{1}{\omega_{п} C_0} \right|; \quad Z_{св} = \left| \frac{1}{\omega_{п} C_{св}} \right|; \quad Z_{ш} = \left| \frac{1}{\omega_{п} C_{ш}} \right|. \quad (4)$$

Подставив (2) и (4) в (3), при условии $Z_{ш} \ll Z_0$, $Z_{вх} \ll Z_0$, которое легко выполняется выбором соответствующих номиналов элементов схемы, получим:

$$I_{п\max} = \frac{I_{обр} C_0 C_{св}}{C_p (C_{ш} + C_{св})}. \quad (5)$$

Ослабление помехи на входе ТРЭ достигается применением тороидального входного трансформатора с разнесенными обмотками для уменьшения C_0 и увеличением $C_{ш}$ (подключением C_3 и C_4).

Напряжение питания сельсиндантика для заданного угла срабатывания θ , которому соответствует $I_{сраб}$, с учетом (1) и (5) определяется выражением

$$U_{пит} > \frac{I_{обр} C_0 C_{св} Z_{вх}}{C_p (C_{ш} + C_{св}) n_1 n_2 I_{сраб} (1 - \lambda)}, \quad (6)$$

где n_1 и n_2 — коэффициенты трансформации ТР-1 и сельсинной пары. При использовании контакторов первой величины, соединительного кабеля до 100 м, сельсинной пары БД-БС-501

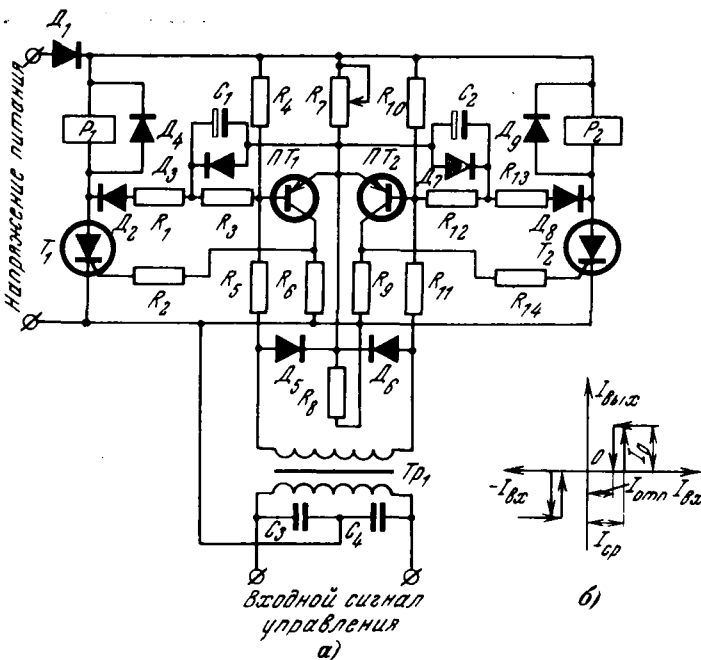


Рис. 1. Тиристорный релейный элемент.
а — принципиальная схема; б — статическая характеристика.

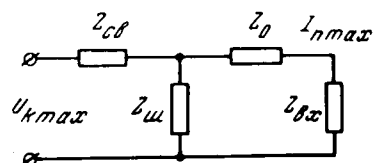


Рис. 2. Эквивалентная схема входной цепи элемента для токов помех.

для угла срабатывания $\theta = 0,031 \text{ рад}$ (1% от шкалы) и $\lambda = 0,8$ напряжение питания сенсидатчика не должно быть меньше 24 в.

Зона нечувствительности регулируется резистором R_7 , включенным в эмиттерную цепь транзисторов $ПТ_1$ и $ПТ_2$, обеспечивающих запас по усилению и суммирование токов разбаланса и обратной связи $I_{о.с.}$. Включением в каждое плечо ТРЭ интегрирующей цепочки обратной связи достигается гистерезисная статическая характеристика, т. е. $\lambda < 1$. Четкость сра-

батывания ТРЭ обеспечивается выполнением условия $I_{отп} > I_{о.с.} > I_{н \text{ max}}$.

В этом случае при открывании тиристора, например T_1 , конденсатор C_1 заряжается по цепи анод тиристора — D_2 — R_1 — R_7 . Ток, протекающий через R_7 и определяемый падением напряжения на D_3 , суммируется с током входного сигнала и уменьшает значение $I_{отп}$. При снятии сигнала со входа ТРЭ этого тока недостаточно для удержания $ПТ_1$ в открытом состоянии, и последний запирается напряжением смещения.

Включение терморезисторов R_4, R_{10}, R_6, R_9 обеспечивает работоспособность схемы в условиях окружающей температуры от -5 до $+60^\circ\text{C}$. В качестве нагрузки в цепь тиристорov могут быть включены малогабаритные реле или обмотка сгласующего элемента серии ЛОГИКА, обеспечивающего гальваническое разделение цепей логики и следящей системы.

[17.6.1970]



УДК 621.822:539.3.004.5

Автоматический контроль нарушения прочности подшипников качения центробежных насосов

В. Б. НИКУЛИН

Москва

Существующие способы контроля нарушения прочности подшипников качения и скольжения основаны на измерении температуры в момент их разрушения. Информация от места разрушения (внутреннего или наружного кольца, сепаратора) передается по двум каналам связи: металл и жидкость. Аварийный сигнал поступает в цепь контактора или электромагнита релейной защиты масляного выключателя электропривода. Воспринимающий элемент, термобаллон с полупроводниковым терморезистором помещается в отверстие, просверленное во вкладыше подшипника скольжения, или в смазку подшипника качения. Такие виды автоматического контроля обладают высокой тепловой инерцией и малоэффективны.

Исследования, проведенные в лаборатории автоматизации производственных процессов Московского геологоразведочного института¹, показали, что в момент разрушения подшипников все выделяющееся тепло расходуется на нагревание смазки, поэтому аварийный сигнал обладает соответствующей величиной транспортного запаздывания. Время запаздывания зависит от объема масла, находящегося между термобаллоном и местом разрушения, а также от качества смазки. Исполнительное устройство в таких случаях срабатывает после разрушения подшипника. Экономический ущерб от подобных аварий значительно возрастает при смещении ротора насоса в осевом направлении и повреждении электродвигателя, особенно в центробежных насосах большой мощности. Анализ статистических данных показывает, что в 60% всех случаев нарушения прочности подшипников качения выходит из строя не только ротор насоса, но и электродвигатель.

Предлагаемый безынерционный автоматический контроль нарушения прочности подшипников качения насосов позволяет полностью исключить дополнительное осевое смещение ротора агрегата. С этой целью на наружное кольцо подшипника наклеивается полупроводниковый тензорезистор из германия (гедистор ИТД по схеме рисунка, а). Второй гедистор 2ТД образует соседнее плечо полумоста и компенсирует напряжения, возникающие при затвердевании эпоксидной смолы. Электрическое полумостовое соединение заканчивается тремя выводами на клеммной колодке, которая может быть укреплена на корпусе насоса. База гедистора выбирается в зависимости от ширины наружного кольца подшипника (5 или 10 мм).

Рабочий тензорезистор ИТД должен быть наклеен точно по образующей наружного кольца подшипника. Второй полумост образуют специально подобранные активные сопротивления R_1 и R_2 , которые должны быть выбраны с учетом изменения параметров полупроводниковых тензорезисторов при наклеивке. Мост питается от трансформатора с выпрямителем (диоды D_1, D_2, D_3 и D_4). Сигнал на отключение электропри-

вода подается от поляризованного реле ИРП, включенного в измерительную диагональ моста. Замыкающий контакт поляризованного реле ИРП (рисунок, б) замыкается в цепи питания исполнительного реле ИР. Размыкающий контакт реле ИР разрывает цепь питания катушки контактора низковольтного электропривода (рисунок, в). Высоковольтный электропривод центробежных насосов отключается при замыкании замыкающего контакта ИР в цепи катушки отключающего электромагнита ИОК (рисунок, в) релейной защиты масляного выключателя. В любом случае электропривод отключается при достижении критического значения амплитуды выходного сигнала моста. Причем выходной сигнал представляет собой сумму двух амплитуд — от деформации и температуры подшипника.

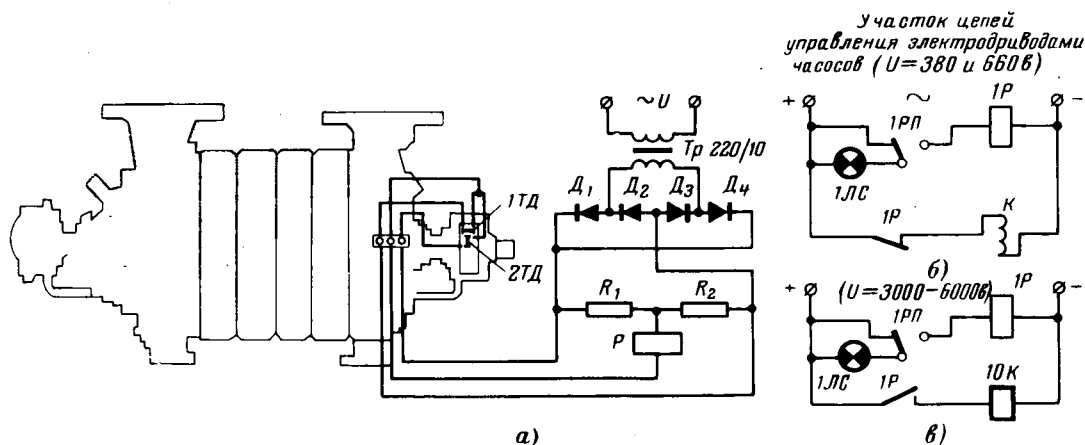
Форма сигнала зависит от характера изменения деформации и температуры подшипника при действии осевого усилия. Прямоугольная форма сигнала характерна для внезапного полного разрушения подшипников качения. Деформация и температура в опорных узлах насоса резко возрастают. Пологий фронт сигнала наблюдается при постепенном возрастании осевого усилия и деформации наружного кольца подшипника. Значение амплитуды выходного сигнала позволяет без предварительного усиления регистрировать последовательность импульсов, количество которых является основным показателем нарушения прочности опорных узлов насоса. Значение амплитуды выходного сигнала в зависимости от осевого усилия и температуры приводится в таблице.

$t, ^\circ\text{C}$	30	40	50	60	70	80	90	100
$U, \text{ мВ}$								
при $R_{ос} = 3,92 \text{ кОм}$	5	15	30	50	65	85	100	125
$U, \text{ мВ}$								
при $R_{ос} = 4,9 \text{ кОм}$	12	20	45	75	90	120	150	170

Температура нагревания, равная 100°C , является критической для радиально-упорных подшипников качения. Суммарный выходной сигнал превышает значение параметра срабатывания поляризованного реле. Отказ при срабатывании реле исключается.

Более эффективны по амплитуде выходного сигнала тензорезисторы конструкции МЭИ (амплитуда при $t = 100^\circ\text{C}$ составляет 260 и 280 мВ), изготовленные на основе монокристаллического кремния. Однако высокая хрупкость монокристалла и связанные с этим особые требования, предъявляемые к наклеивке тензорезисторов, не всегда выполнимы в производственных условиях. Гедисторы более прочны и легко могут быть

¹ Никулин В. Б., Измерение динамических параметров опор качения крупных центробежных насосов, Труды III Всесоюзной конференции по полупроводниковой тензометрии, Изд. Новосибирского электротехнического института, 1968.



наклеены на наружное кольцо подшипника обычным клеем БФ-2 или эпоксидной смолой Д-8.

На основании результатов исследований может быть построена типовая блок-схема автоматического контроля нарушения прочности подшипников качения как в центробежных насосах, так и электродвигателях. Блок датчиков тензорезисторов измеряет температуру и деформацию наружного кольца каждого подшипника качения. Выходной (измерительный)

сигнал поступает в блок поляризованных реле, далее проходит через промежуточные реле к блоку сигнализации, счетчику импульсов и отключающему устройству. Блок промежуточных реле предназначен для усиления сигнала по мощности, поступающего от поляризованного реле. Целесообразно в качестве промежуточных реле использовать реле типов МКУ-48, РПТ-100 и др.

[21.7.1969]

УДК 621.311.4.004.15

Графо-аналитический метод оценки эффективности систем электроснабжения по режиму напряжения

Доктор техн. наук Б. А. КОНСТАНТИНОВ,
канд. техн. наук Г. З. ЗАЙЦЕВ и инж. А. А. ПИКОВСКИЙ
Ленинград

Вероятность того, что сложная техническая система при конкретных условиях работы успешно выполнит возложенные на нее функции, может рассматриваться как показатель ее эффективности. Одной из функций любой системы электроснабжения является поддержание качественных показателей электроэнергии в установленных пределах [Л. 1—3].

При заданном напряжении источника значение напряжения в электроустановках потребителя в каждый момент времени, а следовательно, и его режим в общем случае зависят от безотказности и пропускной способности элементов схемы электроснабжения, от графика нагрузки и от способов регулирования напряжения.

Для оценки эффективности системы электроснабжения с точки зрения обеспечения требуемого режима напряжения введем коэффициент обеспечения режима напряжения

$$k_{\text{он}} = \sum_{i=0}^{n-1} p_i p'_i, \quad (1)$$

где p_i — вероятность существования i -го уровня пропускной способности s_i системы, т. е. вероятность безотказной работы системы с пропускной способностью s_i ; p'_i — вероятность того, что на уровне s_i напряжение будет находиться в допустимых для данного потребителя пределах.

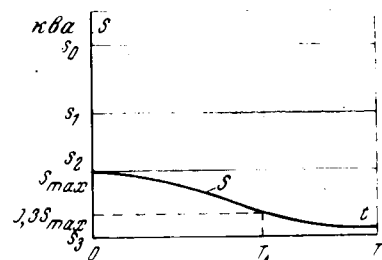


Рис. 1.

Суммирование в выражении (1) производится до $i=n-1$, так как при $i=n$ происходит полный отказ системы.

Указанный коэффициент может быть применен для оценки эф-

фективности систем электроснабжения как отдельных электроприемников, так и их групп и может быть вычислен для любой точки сети, если известен график нагрузки в этой точке. Например, он может быть определен на границе раздела сетей энергосистемы и потребителя, на шинах цеховых подстанций, у отдельных электроприемников.

Для разъяснения сущности предлагаемого коэффициента и иллюстрации способа его определения рассмотрим систему электроснабжения предприятия, состоящую из источника питания, двух параллельных линий и шин подстанции потребителя. График нагрузки S (потребляемой мощности) потребителя по продолжительности представлен на рис. 1.

В нормальном режиме электроснабжение осуществляется по двум линиям, обладающим общей пропускной способностью s_0 . Пропускная способность каждой из цепей составляет соответственно s_1 и s_2 , причем $s_1 + s_2 = s_0$ и $s_3 = 0$.

В каждый момент времени рассматриваемая система электроснабжения может находиться в одном из четырех состояний, характеризующихся пропускными способностями s_0 , s_1 , s_2 и s_3 . Вероятности этих состояний — соответственно p_0 , p_1 , p_2 , p_3 . Число состояний схемы определяется числом параллельных цепей (при m параллельных цепях число состояний — 2^m), а пропускная способность при каждом состоянии — суммарной пропускной способностью соответствующих цепей.

Рассматривая процесс возникновения и ликвидации отказов в системах электроснабжения как простой однородный марковский процесс, вероятности состояний схемы можно определить, например, из системы уравнений Маркова.

Для упрощения изложения полагаем, что каждый из уровней пропускной способности, кроме $s_3=0$, позволяет осуществлять (с допустимой перегрузкой) питание потребителя даже в часы максимума нагрузки. Однако при этом могут быть случаи, когда отклонения напряжения будут чрезмерно велики.

Для определения вероятностей p'_i целесообразно применить метод относительных единиц. Так, его можно использовать для установления зависимости между нагрузкой линии

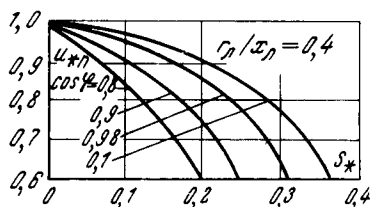


Рис. 2.

симости в относительных единицах напряжения у потребителя от его нагрузки $U_{*п} = f(S_*)$ при условии, что полное сопротивление линии $z_{*л}$ и напряжение источника питания $U_{*н}$ (и первое, и второе — в относительных единицах) равны единице.

На рис. 2 приведены указанные зависимости, построенные для радиальной линии (или для схемы, которая может быть приведена к радиальной линии) с отношением $r_{л}/x_{л} = 0,4$ для нагрузок с различными коэффициентами мощности.

Кривые на рис. 2 получены с помощью круговых диаграмм линий и могут быть построены для линий с любыми значениями $r_{л}/x_{л}$ и для различных значений $\cos \varphi$ нагрузки.

Допустимость применения для анализа эффективности системы электроснабжения обобщенных кривых напряжения радиальных линий следует из того, что сети промышленных предприятий работают в основном по разомкнутым схемам и, следовательно, во многих случаях могут быть приведены к радиальным линиям.

Рассмотрим следующие характерные случаи: а) система не обладает средствами регулирования; б) в системе осуществляется встречное регулирование напряжения в центре питания; в) у потребителя имеются трансформаторы с РПН; г) регулирование напряжения осуществляется с помощью средств компенсации реактивной мощности.

а) Хотя система электроснабжения без средств регулирования напряжения и не может быть признана вполне реальным устройством, рассмотрение ее все же является необходимым для иллюстрации предлагаемого метода.

Предположим, что договором между энергоснабжающей организацией и потребителем электроэнергии установлены пределы допустимых отклонений напряжений на границе раздела сетей $\pm 5\%$ от номинального значения $U_{н.п}$. Чтобы воспользоваться для решения поставленной задачи обобщенными кривыми напряжения, задаемся базисными значениями мощности S_0 и напряжением U_0 .

Значение S_0 выбирается по общеизвестным правилам; U_0 принимаем равным напряжению источника питания $U_{н.п}$, причем полагаем, что при $S = S_{\max}$

$$U_{н.п} \geq 0,95 U_{н.п} + \Delta U, \text{ кВ,}$$

где ΔU — потеря напряжения в линии.

Рассмотрим состояние, соответствующее пропускной способности s_0 . Приведем заданную схему электроснабжения при исправных обеих линиях к одной эквивалентной ей радиальной линии и определим в относительных единицах сопротивление эквивалентной цепи $z_{*л0}$. Значение базисной мощности S'_{00} , при которой сопротивление эквивалентной линии в относительных единицах станет равным единице,

$$S'_{00} = \frac{S_0}{z_{*л0}}.$$

По графику нагрузки по продолжительности (рис. 1) строим аналогичный график $S_{*0} = f(t)$ в относительных единицах (рис. 3).

Зная $\cos \varphi$ нагрузки, среди семейства кривых, аналогичных приведенным на рис. 2, выбираем график, соответствующий рассматриваемой схеме. Используя его зависимость $S_{*0} = f(t)$ (рис. 3), строим на этом же рисунке функцию $U_{*п0} = f(t)$, позволяющую для случая полностью исправной системы электроснабжения определить значение напряжения у приемника при каждом значении нагрузки, а также продолжительность интересующего нас уровня напряжения.

Проведя аналогичные построения для всех i возможных состояний системы электроснабжения, получаем совокупность графиков $S_{*i} = f(t)$ и соответствующих им обобщенных временных характеристик $U_{*пi} = f(t)$ (рис. 3). Полоса $U_{*п.п} \pm 0,05 U_{*п.п}$ представляет собой область эффективных участков характеристик $U_{*пi} = f(t)$.

передачи и значением напряжения в месте присоединения этой нагрузки [Л. 4].

Определим зависимость между потребляемой мощностью и значением напряжения у электроприемников с помощью обобщенных кривых напряжения. Эти кривые представляют функциональные зави-

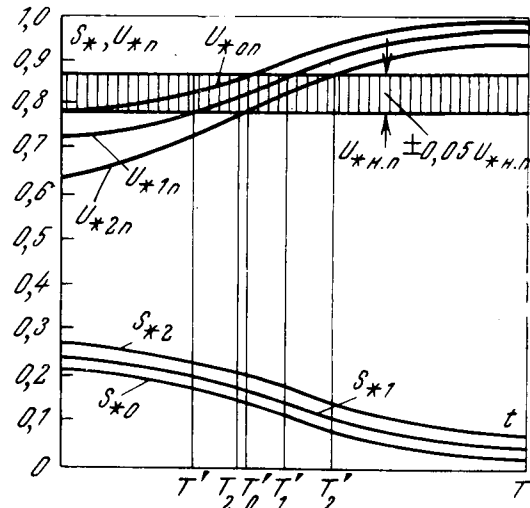


Рис. 3.

При необходимости графики напряжения $U_{*пi} = f(t)$ могут быть заменены аналогичными им по смыслу графиками отклонений напряжения от номинального значения $V_{*пi} = f(t)$. Значение $V_{*пi}$ в каждый момент времени определяется выражением:

$$V_{*пi} = \frac{U_{н.п} - U_{*пi} U_0}{U_{н.п}}.$$

Поскольку процесс возникновения и ликвидации отказов рассматривается как простой однородный марковский процесс, то вероятность того, что соответствующая уровню s_i временная обобщенная характеристика $U_{*пi} = f(t)$ будет удовлетворять предусмотренным договором требованиям к значению отклонений напряжения, выразится отношением

$$p'_i = \frac{T_N}{T},$$

где T_N — промежуток времени, в течение которого соблюдается условие $0,95 U_{*п.п} \leq U_{*пi} \leq 1,05 U_{*п.п}$; T — число часов работы системы электроснабжения в году.

Согласно [Л. 5] в период снижения суммарной нагрузки до 30% и ниже от максимального ее значения напряжение на шинах источника питания должно поддерживаться на уровне номинального напряжения сети, а в период максимума — превышать его на 5—10%.

На рис. 1 T_A — время в течение года, при котором нагрузка превышает 30% $S_{\max}$. Для этого отрезка времени повторяем все построения, описанные ранее, причем принимаем $U_0 = U_{н.п} = 1,05 U_{н.п}$.

В течение времени $T - T_A$ напряжение источника поддерживается равным $U_{н.п}$. В этом случае принимаем $U_0 = U_{н.п}$. Поскольку базисное напряжение уменьшилось, производится пересчет основных параметров схемы, в связи с чем обобщенные временные характеристики $U_{*пi} = f(t)$ претерпевают в данном случае разрыв непрерывности.

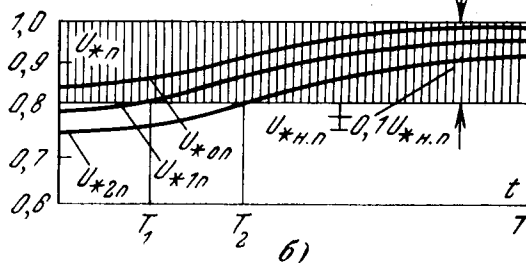
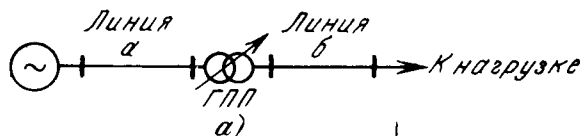


Рис. 4.

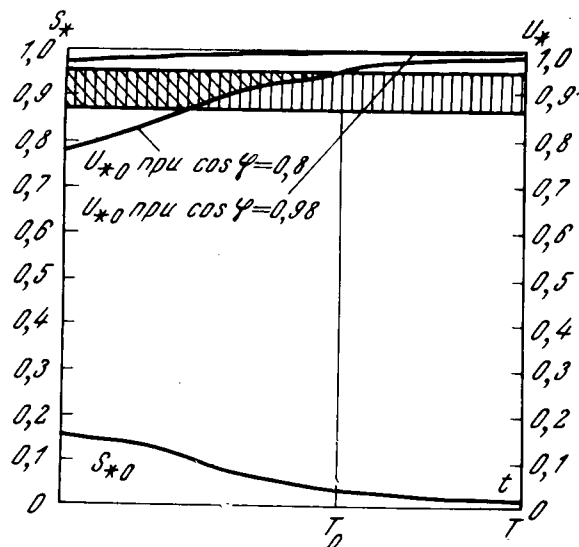


Рис. 5.

в) Как следует из [Л. 5], на ГПП предприятий возможна установка трансформаторов с регулированием напряжения под нагрузкой в диапазоне 15—20% (рис. 4,а). Рассмотрим в соответствии с этим положением диапазон регулирования $U_{н.п} \pm 0,1 U_{н.п}$. Примем за базисное напряжение значение напряжения источника питания в часы максимума, т. е. $U_0 = U_{н.п} = 1,05 U_{н.п}$.

Предположим, что это напряжение остается постоянным в течение года. Далее выполняются расчеты и построения, аналогичные рассмотренным выше. С их помощью строим обобщенные временные характеристики $U_{*ip} = f(t)$ (рис. 4,б). Поскольку система регулирования обеспечивает диапазон $U_{н.п} \pm 0,1 U_{н.п}$, то участки кривых $U_{*ip} = f(t)$, лежащие в этой полосе (т. е. выше линии АВ), будут эффективными с точки зрения обеспечения заданного качества напряжения.

Коэффициент обеспечения режима напряжения для рассмотренного примера

$$k_{o.n} = p_0 + p_1 \frac{T - T_1}{T} + p \frac{T - T_2}{T}.$$

г) При регулировании напряжения с помощью компенсирующих устройств каждое из возможных состояний системы s_i характеризуется не одной обобщенной временной характеристикой $U_{*ip} = f(t)$, а областью значений U_{*ip} , заключенных между двумя кривыми $U_{*ip} = f(t)$, построенными для двух предельных значений $\cos \varphi$ по кривым рис. 2. В рассматриваемом варианте предполагается, что средства регулирования мощности компенсирующих устройств позволяют изменять значения $\cos \varphi$ нагрузки от 0,8 до 0,98. Приняв за базисное напряжение источника питания в часы максимума, т. е. $U_0 = U_{н.п} = 1,05 U_{н.п}$, и считая для упрощения, что в течение года $U_{н.п} = \text{const}$, можно построить для каждого состояния i графики $S_{*i} = f(t)$ и $U_{*ip} = f(t)$ при $\cos \varphi = 0,8$ и $0,98$.

На рис. 5 приведены обобщенные временные характеристики $U_{*ip} = f(t)$ и зоны допустимых значений напряжения у потребителя при пропускной способности s_0 .

Допустимые значения напряжения U_{*ip} лежат внутри полосы $U_{н.п} \pm 0,05 U_{н.п}$. Эффективные участки характеристики $U_{*ip} = f(t)$ для всех значений $\cos \varphi$ от 0,8 до 0,98 лежат внутри этой полосы (область с двойной штриховкой).

Рассмотренный способ регулирования особенно эффективен в часы максимума нагрузки при любых значениях уровня пропускной способности сети s_i .

Вероятность обеспечения требуемого уровня напряжения при s_0 $p'_0 = \frac{T_0}{T}$. Аналогично могут быть определены и p'_1 , p'_2 , p'_3 , соответствующие s_1 , s_2 и s_3 уровням пропускной способности.

Анализируя приведенные выше результаты, приходим к выводу о невозможности добиться эффективной, с точки зрения обеспечения необходимого уровня напряжения, системы электроснабжения с помощью какого-либо одного способа регулирования напряжения. Только сочетание всех рассмотренных способов регулирования позволит обеспечить заданный уровень напряжения у потребителя как при нормальном, так и при аварийных режимах работы сети.

Совершенно очевидно, что $0 \leq k_{o.n} < 1$; наибольшим значением является

$$k_{o.n.\max} = \sum_{i=0}^{n-1} p_i.$$

В соответствии с ГОСТ 13109-67 качество электроэнергии можно считать удовлетворительным, если его показатели находятся в допустимых пределах с интегральной вероятностью 0,95.

Следовательно, система электроснабжения (с учетом средств регулирования напряжения) может быть признана эффективной с точки зрения обеспечения режима напряжения, если $k_{o.n} \geq 0,95$.

Вопрос об оптимальном значении $k_{o.n}$ для каждой системы электроснабжения должен решаться на основании технико-экономического анализа с помощью приведенных затрат на средства регулирования и с учетом получаемого от них эффекта.

Литература

1. Правила пользования электрической и тепловой энергией, изд-во «Энергия», 1970.
2. Комитет стандартов, мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР, ГОСТ 13109-67 «Нормы качества электрической энергии у ее приемников, присоединенных к электрическим сетям общего назначения», Изд-во стандартов, 1968.
3. Временные указания по регулированию напряжения в электрических сетях, Министерство энергетики и электрификации СССР, БТИ ОРГРЭС, 1966.
4. Miller G. M., Robbins L. W., Fundamental Relations of System Voltage Drop and System Loads, AIEE transactions on Power, apparatus and Systems, vol. 74, p. III, (1955).
5. Указания по проектированию электроснабжения промышленных предприятий, Госстрой СССР, СН174-67, Изд-во литературы по строительству, 1968.

[10.6.1970]



Приближенные методы расчета волнового напряжения в нагруженной обмотке электрической машины

Доктор техн. наук, проф. З. Г. КАГАНОВ и инж. Е. М. САМОЙЛОВ

Новосибирск

При волновых процессах одна фаза обмотки электрической машины с удовлетворительным приближением может рассматриваться как однородная линейная цепь с распределенными параметрами [Л. 1]. Продольные и поперечные элементы этой цепи могут быть замещены двухполюсниками Z и Y . Для многovitковой машины (двигателя) можно записать уравнения в операторной форме:

$$Z(p) = \frac{p}{Kp^2 + gp + \Gamma}; \quad (1)$$

$$Y(p) = Cp + G, \quad (2)$$

где $L = \frac{1}{\Gamma}$ — эффективная индуктивность, учитывающая собственную и взаимную индуктивности, $гн/м$; K — продольная емкость, $ф \cdot м$; $r = \frac{1}{g}$ — активное сопротивление, эквивалентное

потерям на вихревые токи в стали, $ом/м$; C — емкость относительно корпуса, $ф/м$; G — проводимость, эквивалентная диэлектрическим потерям в изоляции, $1/ом \cdot м$.

Формулы (1) и (2) предполагают параллельное соединение элементов L , r , K и G , соответственно входящих в двухполюсники Z и Y (рис. 1).

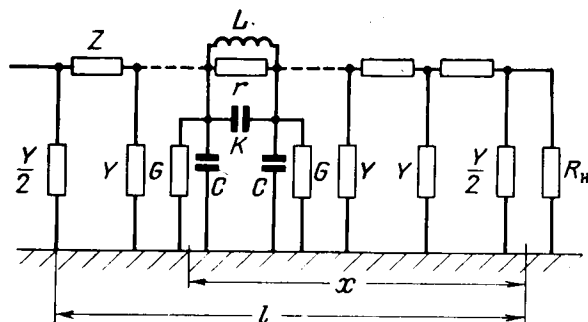


Рис. 1. Схема замещения обмотки электродвигателя, нагруженного на конце.

Расчеты волновых напряжений обычно проводятся для двух предельных режимов конца обмотки — изолированного и короткозамкнутого. Однако эти режимы далеко не исчерпывают всех возможных случаев работы обмотки.

В статье сравниваются три приближенных метода вычисления волнового напряжения при нагрузке конца обмотки постоянным активным сопротивлением.

Следует отметить, что задачи подобного рода, ввиду их сложности, обычно не рассматриваются в монографической литературе [Л. 1—3]. Вместе с тем очевидна их большая практическая значимость.

Изображение по Лапласу—Карсону волнового напряжения в нагруженной цепи, замещенной двухполюсниками $Z(p)$ и $Y(p)$ по (1) и (2), при нулевых начальных условиях имеет следующий вид [Л. 4]:

$$\bar{u}(x, p) = F_1(x, p) F_2(x, p), \quad (3)$$

где

$$F_1(x, p) = U_0(x) \left(\frac{1}{p + \alpha} - \frac{1}{p + \beta} \right); \quad (4)$$

$$F_2(x, p) = \frac{(Cp + G) R_n \operatorname{ch} \lambda x + \lambda \operatorname{sh} \lambda x}{(Cp + G) R_n \operatorname{ch} \lambda l + \lambda \operatorname{sh} \lambda l}. \quad (5)$$

В (4) U_0 , α , β — постоянные, характеризующие волну напряжения, падающую на входной зажим обмотки:

$$u(t) = U_0 (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}).$$

В (5) x — текущая координата, отсчитываемая от конца обмотки; l — полная длина фазовой обмотки;

$$\lambda = \lambda(p) = \sqrt{\frac{Cp^2 + Gp}{Kp^2 + gp + \Gamma}}.$$

Оригинал функции $u(x, t)$ может быть найден методом разложения в ряд по степеням $1/p$ (справедлив для малых значений t), методом регуляризации А. Н. Тихонова [Л. 5] или методом ортогональных полиномов. [Л. 6].

На рис. 2 показаны результаты расчетов с помощью этих методов по (3) и осциллограмма волнового напряжения в нагруженной цепи для одной фазы обмотки асинхронного двигателя 3 кв, 85 квт, 735 об/мин, нагруженной сопротивлением $R_n = 253$ ом. Расчеты относятся к точке обмотки $x = 0,75l$ при $0 \leq t \leq 20$ мсек.

Из анализа рис. 2 видно, что точный аналитический метод вполне применим лишь при малых значениях времени t (в пределах фронтальной части волны). На хвосте волны совпадение расчетов и эксперимента получается хуже вследствие недостаточности числа членов ряда, взятых при вычислении $F_2(x, p)$.

Метод регуляризации дает вполне удовлетворительные результаты как для фронта, так и для «хвоста» волны. Следует, однако, отметить, что расчеты, произведенные для других зна-

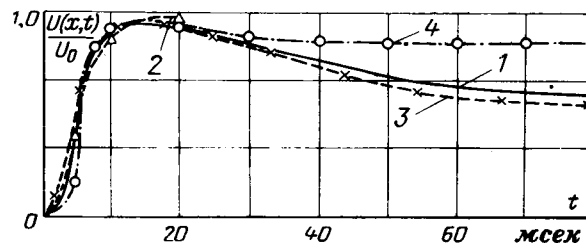


Рис. 2. Сопоставление различных методов расчета волнового напряжения с экспериментом.

1 — осциллограмма; 2 — расчет по методу разложения в ряд по степеням $1/p$; 3 — расчет по методу регуляризации; 4 — расчет по методу разложения в ряд по полиномам Лежандра.

чений по этому же методу ($x = 0; 0,25l; 0,5l$), приводят к большому расхождению с экспериментом [Л. 7]. Последнее, по-видимому, связано с необходимостью учета частотной вариации параметров схемы замещения обмотки [Л. 1].

Метод ортогональных полиномов в данном примере дал на «хвосте» волны более низкую сходимость с экспериментом по сравнению с методом регуляризации.

Для фронтальной части волны точный аналитический метод дал наилучшие результаты и может быть рекомендован для применения в указанных выше пределах.

Литература

1. Каганов З. Г., Волновые напряжения в электрических машинах, изд-во «Энергия», 1970.
2. Анго А., Математика для электро- и радиотехников, изд-во «Наука», 1964.
3. Левинштейн М. Л., Операционное исчисление и его приложения к задачам электротехники, изд-во «Энергия», 1965.
4. Каганов З. Г. и Самойлов Е. М., Переходный процесс в нагруженной цепи с распределенными параметрами, сб. «Сложные электромагнитные поля и электрические цепи» (вып. 1), изд-во «Наука», Новосибирск, 1966.
5. Тихонов А. Н., О решении некорректно поставленных задач и методе регуляризации, Изд. ДАН СССР, 1963, № 1.
6. Papoulis A., A new method of inversion of the Laplace transform. Quarterly of Appl. Mat., vol. 14, 1957, № 4.
7. Самойлов Е. М., Расчет переходного процесса в нагруженной линии с распределенными параметрами. Труды СибНИИЭ, вып. 17, изд. «Энергия», 1970.

[И.4.1969]



Расчет втяжных электромагнитов без магнитопровода методом интегрирования по источникам поля

Канд. техн. наук И. И. ПЕККЕР и инж. Б. Б. САМСОНОВ

Новочеркасский политехнический институт

Электромагниты, состоящие только из катушки и подвижного ферромагнитного сердечника (якоря), называют втяжными электромагнитами без магнитопровода [Л. 1]. Расчет подобных систем, применявшихся до сих пор методами, представляет большие трудности [Л. 2].

Ниже предлагается методика расчета подобных систем, базирующаяся на методе интегрирования по источникам поля [Л. 3 и 4]. Расчет разбивается на три этапа.

1. Определяется распределение намагниченности по объему сердечника [Л. 4]

$$\vec{H}(\vec{r}(Q)) = \frac{j}{4\pi} \int_{V_k} \frac{[d\vec{l} \vec{r}_{MQ}]}{r_{MQ}^3} dS_M - \frac{1}{4\pi} \text{grad}_Q \int_{V_c} \frac{\vec{J}(M) \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dV_M, \quad (1)$$

где $\vec{H}(\vec{r}(Q))$ — напряженность магнитного поля в точке Q , определенная как функция намагниченности вещества в той же точке; $\vec{J}(M)$ — намагниченность вещества сердечника в точке M ; j — плотность тока в катушке; $d\vec{l}$ — элемент длины проводника катушки, параллельный плотности тока; $\vec{r}_{MQ}$ — радиус-вектор, проведенный от элемента тока или намагниченности вещества (точка M) к точке наблюдения Q ; dS_M — элемент сечения катушки, нормальный плотности тока; V_k, V_c — соответственно объемы катушки и сердечника.

2. Вычисляется потокоцепление катушки [Л. 5]:

$$\Phi = \frac{\mu_0}{i} \int_{V_{cp}} \vec{H}_i(M) \vec{J}(M) dV_M, \quad (2)$$

где i — ток в катушке; $\vec{H}_i(M)$ — вектор напряженности поля, создаваемого катушкой, когда по ней течет ток i (влияние сердечника при этом не учитывается) [Л. 6 и 7].

3. По найденному распределению намагниченности и значению потокоцепления определяются требуемые характеристики.

В предлагаемой методике существенные трудности могут встретиться на первом этапе. Рассмотрим более подробно решение уравнения (1).

Разобьем объем ферромагнитного сердечника на N достаточно малых элементарных объемов, в каждом из которых можно считать намагниченность постоянной. Это позволяет перейти от интегрального уравнения (1) к системе из $3N$ алгебраических уравнений вида:

$$H_{a_i}(\vec{J}(Q)) = \frac{Q}{a_i} j + \sum_{M=1}^N \sum_{k=1}^3 \frac{Q}{a_i} \frac{M}{a_k} J_{a_k}(M), \quad (3)$$

где a_i — декартова координата, проекция намагниченности на которую определяется; a_k — декартова координата, составляющая намагниченности по которой создает слагающую напряженности; Q, M — натуральные числа (от 1 до N);

$$\frac{Q}{a_i} = \frac{1}{4\pi} \int_{V_k} \frac{[d\vec{l} \vec{r}_{MQ}]}{r_{MQ}^3} a_i dS_M; \quad (4)$$

$$\frac{Q}{a_i} \frac{M}{a_k} = \frac{1}{4\pi} \frac{\partial}{\partial a_i} \int_{V_{CM}} \frac{r_{a_k MQ}}{r_{MQ}^3} dV_{CM}; \quad (5)$$

V_{CM} — элементарный объем с номером M .

Формулы (4) и (5) определяют коэффициенты соответственно при плотности тока и намагниченности. Они зависят от формы объема, по которому выполняется интегрирование, и от расстояния между точкой наблюдения Q и некоторой точкой M этого объема. В качестве точек M удобно брать центры тяжести элементарных объемов.

В рассматриваемой задаче сердечник не насыщен и напряженность в нем мала. Это позволяет, не внося существенной погрешности, положить:

$$\vec{H}(\vec{J}(Q)) = 0. \quad (6)$$

При выполнении условия (6) система уравнений (3) становится линейной, что значительно упрощает ее решение.

Для того чтобы коэффициенты, определяемые формулой (5), имели наиболее простое выражение, сердечник следует разбить на элементарные объемы, имеющие форму кубов, затем кубы заменить вписанными шарами. При этом магнитные моменты элементарных объемов должны сохраняться неизменными. Возможность такой замены доказывается в приложении.

Методику расчета намагниченности покажем на примере магнитной системы, состоящей из прямоугольной катушки с плоским прямоугольным сердечником, приведенной на рисунке. Полагаем, что выполняется условие (6) и что толщина сердечника значительно меньше остальных его размеров. В этом случае диаметр элементарных шаров удобно принять равным толщине сердечника. Соответственно центры шаров будут лежать в плоскости xoz .

Разобьем длину сердечника на $2m-1$ и ширину на $2n-1$ полос. Их пересечения образуют кубы, в которые вписаны шары. При этом координаты центров шаров будут определяться номерами полос, на пересечении которых они лежат: точек наблюдения i и k , точек истока p и q . Для удобства расчета начало координат будем переносить каждый раз в точку истока. Соответственно координаты точек наблюдения определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} x_Q &= 2(i-p)r; \\ z_Q &= 2(k-q)r; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $i = p = 0, 1, 2, \dots, 2n-1$;

$k = q = 0, 1, 2, \dots, 2m-1$; r — радиус элементарного шара.

Благодаря симметрии относительно оси z число неизвестных можно сократить вдвое. Так, например, $J_z(1,2) = J_z(2n-2,2)$; $J_x(1,2) = -J_x(2n-2,2)$ и т. д.

Вследствие симметрии относительно плоскости xoz проекции напряженности и намагниченности на ось y в точках, принадлежащих этой плоскости, равны нулю.

В рассматриваемом примере при вычислении коэффициентов, определяемых формулой (5), вместо Q будем писать ik , а вместо M — pq . Используя формулы для напряженности, создаваемой однородно намагниченным шаром (8) и введенные обозначения, получим, что при $i \neq p$ и $k \neq q$:

$$\begin{aligned} \frac{ik}{x} \frac{pq}{x} &= \frac{2(i-p)^2 - (k-q)^2}{24[(i-p)^2 + (k-q)^2]^{5/2}}; \\ \frac{ik}{x} \frac{pq}{z} &= \frac{(i-p)(k-q)}{8[(i-p)^2 + (k-q)^2]^{5/2}}; \\ \frac{ik}{z} \frac{pq}{z} &= \frac{2(k-q)^2 - (i-p)^2}{24[(i-p)^2 + (k-q)^2]^{5/2}}. \end{aligned} \quad (8)$$

При $i = p$ и $k = q$

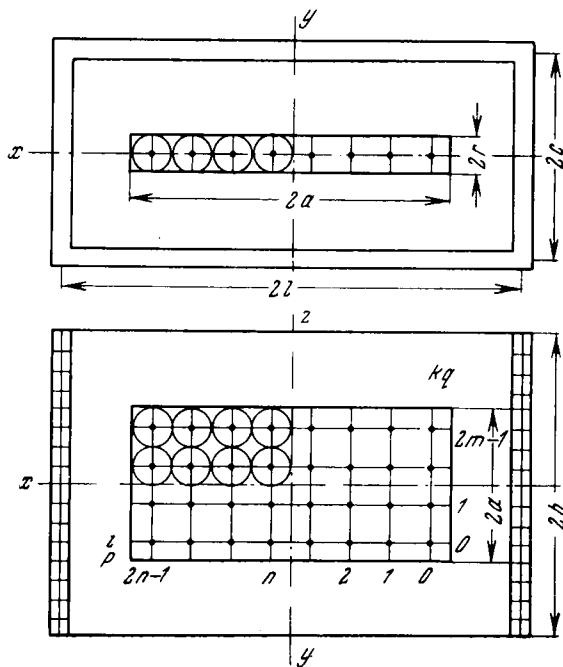
$$\frac{ik}{x} \frac{pq}{x} = \frac{ik}{z} \frac{pq}{z} = -\frac{1}{3}; \quad \frac{ik}{x} \frac{pq}{z} = \frac{ik}{z} \frac{pq}{x} = 0.$$

Чтобы магнитные моменты шаров равнялись моментам кубов, в которые они вписаны, коэффициенты, определяемые формулами (8), умножаются на $6/\pi$ для всех точек, кроме тех, где $i = p$ и $k = q$.

По предложенным формулам были рассчитаны намагниченность и индукция для электромагнита, изображенного на рисунке, со следующими размерами: $2r=4$ мм; $2a=32$ мм; $2d=16$ мм; $2c=20$ мм; $2l=48$ мм; $2h=24$ мм. Линейная плотность тока в обмотке $j=500$ а/см (катушка для простоты вычислений принималась бесконечно тонкой). Сердечник был разбит на 32 элемента. Для случая, когда центры сердечника и катушки совпадают, результаты расчета представлены в таблице.

Поскольку система при этом была симметрична не только относительно оси z , но и относительно оси x , задача свелась к решению системы из 16 линейных алгебраических уравнений. Решение выполнялось на ЦВМ.

Результаты расчета сравнивались с экспериментом по среднему значению индукции в поперечных сечениях сердеч-



Втяжной электромагнит без магнитопровода.

Распределение намагниченности по объему сердечника

Номера точек	7,3	6,3	5,3	4,3	7,2	6,2	5,2	4,2
$J_x, \text{ а/см}$	136,0	74,84	36,52	10,74	22,28	11,32	5,921	1,819
$J_z, \text{ а/см}$	650,1	549,0	529,6	520,8	816,3	687,7	657,7	644,4

ника, проходящих через центры элементарных объемов. Расхождение расчета с опытом не превышало 17%.

Приложение. Выведем выражения для напряженности, создаваемой однородно намагниченным кубом, и сравним их с аналогичными выражениями для шара [Л. 8].

Из (1) следует, что когда токи проводимости отсутствуют, напряженность, создаваемая намагниченным телом (магнетиком) в точке Q,

$$\vec{H}(Q) = -\frac{1}{4\pi} \text{grad}_Q \int_{V_{\text{магн}}} \frac{\vec{J}(M) \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dV_M. \quad (9)$$

Все обозначения те же, что и выше.

Положим для простоты, что точка наблюдения лежит в плоскости xoz , и куб однородно намагничен так, что вектор намагниченности параллелен этой плоскости. Учитывая сделанные допущения ($J_x = \text{const}$; $J_z = \text{const}$; $J_y = 0$; $H_y = 0$), уравнение (9) можно переписать в виде:

$$\begin{aligned} H_x(Q) &= -\frac{1}{4\pi} \left[J_x \frac{\partial}{\partial x_Q} \int_{V_{\text{магн}}} \frac{r_{xMQ}}{r_{MQ}^3} dV_M + \right. \\ &\quad \left. + J_z \frac{\partial}{\partial x_Q} \int_{V_{\text{магн}}} \frac{r_{zMQ}}{r_{MQ}^3} dV_M \right], \quad (10) \\ H_z(Q) &= -\frac{1}{4\pi} \left[J_x \frac{\partial}{\partial z_Q} \int_{V_{\text{магн}}} \frac{r_{xMQ}}{r_{MQ}^3} dV_M + \right. \\ &\quad \left. + J_z \frac{\partial}{\partial z_Q} \int_{V_{\text{магн}}} \frac{r_{zMQ}}{r_{MQ}^3} dV_M \right]. \end{aligned}$$

Рассмотрим четыре области расположения точек наблюдения Q. Во всех случаях начало координат располагаем в центре куба, а оси координат параллельно его ребрам.

1. Внутри куба: $x_Q < r$, $z_Q < r$, где r — радиус вписанного в куб шара.

Согласно (10) x — составляющая напряженности, обусловленная проекцией вектора намагниченности на ось x :

$$H_x^{(x)} = -\frac{J_x}{4\pi} \frac{\partial}{\partial x_Q} \int_{-r}^r \int_{-r}^r \int_{-r}^r \times \frac{(x_Q - x_M) dx_M dy_M dz_M}{[|x_Q - x_M|^2 + |0 - y_M|^2 + |z_Q - z_M|^2]^{3/2}}. \quad (11)$$

После интегрирования и преобразований выражение (11) запишем в виде:

$$H_x = H_x^{(x)} = -\frac{J_x}{\pi} \left(\arcsin \frac{r^2}{r^2 + (r - x_Q)^2} + \arcsin \frac{r^2}{r^2 + (x_Q + r)^2} \right). \quad (12)$$

Определение напряженности во всех остальных рассматриваемых областях производится аналогично.

Заменив в формуле (12) x_Q на z_Q и x на z , получим выражение для напряженности в точках на оси z .

В центре куба так же, как и в центре шара, $H_x = -\frac{1}{3} J_x$, $H_z = -\frac{1}{3} J_z$.

2. Вне куба, когда $x_Q > r$, $z_Q < r$, проекции напряженности в точках на оси x :

$$H_x = H_x^{(x)} = -\frac{J_x}{\pi} \left[\arcsin \frac{r^2}{r^2 + (x_Q + r)^2} - \arcsin \frac{r^2}{r^2 + (x_Q - r)^2} \right]; \quad (13)$$

$$\begin{aligned} H_z = H_z^{(z)} &= \frac{J_z}{\pi} \left[\arcsin \times \right. \\ &\quad \times \frac{(x_Q - r) \sqrt{2r^2 + (x_Q - r)^2} + r^2 + (x_Q - r)^2}{\sqrt{r^2 + (x_Q - r)^2} (x_Q - r + \sqrt{2r^2 + (x_Q - r)^2})} - \\ &\quad \left. - \arcsin \frac{(x_Q + r) \sqrt{2r^2 + (x_Q + r)^2} + r^2 + (x_Q + r)^2}{\sqrt{r^2 + (x_Q + r)^2} (x_Q + r + \sqrt{2r^2 + (x_Q + r)^2})} \right]. \quad (14) \end{aligned}$$

3. Вне куба, когда $x_Q < r$, $z_Q > r$, в силу симметрии для точек на оси z справедливы выражения (13) и (14), если в них заменить x_Q на z_Q и x на z , а z на x .

4. Вне куба, когда $x_Q > r$, $z_Q > r$, составляющие напряженности, обусловленные проекцией намагниченности на ось x , определяются выражениями:

$$\begin{aligned} H_x^{(x)} &= \frac{J_x}{2\pi} \left[-\arcsin \times \right. \\ &\quad \times \frac{(z_Q - r) \sqrt{r^2 + (x_Q - r)^2 + (z_Q - r)^2} + (x_Q - r)^2 + (z_Q - r)^2}{\sqrt{(x_Q - r)^2 + (z_Q - r)^2} (z_Q - r + \sqrt{r^2 + (x_Q - r)^2 + (z_Q - r)^2})} + \\ &\quad + \arcsin \frac{(z_Q + r) \sqrt{(x_Q - r)^2 + (z_Q - r)^2} + r^2 + (z_Q + r)^2}{\sqrt{(x_Q - r)^2 + (z_Q - r)^2} (z_Q + r + \sqrt{r^2 + (x_Q - r)^2 + (z_Q + r)^2})} - \\ &\quad + \arcsin \frac{(z_Q - r) \sqrt{r^2 + (x_Q + r)^2 + (z_Q - r)^2} + (x_Q + r)^2 + (z_Q - r)^2}{\sqrt{(x_Q + r)^2 + (z_Q - r)^2} (z_Q - r + \sqrt{r^2 + (x_Q + r)^2 + (z_Q - r)^2})} - \\ &\quad \left. - \arcsin \frac{(x_Q + r) \sqrt{r^2 + (x_Q + r)^2 + (z_Q + r)^2} + (x_Q + r)^2 + (z_Q + r)^2}{\sqrt{(x_Q + r)^2 + (z_Q + r)^2} (z_Q + r + \sqrt{r^2 + (x_Q + r)^2 + (z_Q + r)^2})} \right]; \quad (15) \end{aligned}$$

$$H_z^{(x)} = \frac{J_x}{2\pi} \ln \frac{(r + \sqrt{r^2 + (x_Q - r)^2 + (z_Q - r)^2}) \times \dots}{\dots} \quad (16)$$

Составляющие напряженности $H_x^{(z)}$ и $H_z^{(z)}$ можно получить из (15) и (16), поменяв x_Q на z_Q и x на z , а z_Q на x_Q и z на x .

Как следует из формулы (16) для уединенного однородно намагниченного куба касательная составляющая напряженности у ребра куба стремится к бесконечно большому значению, когда x_Q и z_Q стремятся к r . Такой результат не противоречит физическим представлениям. Он лишь свидетельствует о том, что уединенный куб не может быть намагничен равномерно.

Если же мы равномерно намагниченное тело разбиваем на элементарные объемы — кубы, то реально существует результирующее поле всех кубов, а не одного. При этом легко показать, что в результате наложения полей соседних кубов результирующая напряженность остается конечной и имеет реальное значение.

Объем вычислений при разбивке на кубы значительно больше по сравнению с разбивкой на шары, потому что формулы для куба более громоздки.

В то же время непосредственным сравнением соответствующих формул для напряженностей, создаваемых намагниченными кубом и шаром, легко убедиться, что на расстояниях больших двух радиусов от центра куба (шара) значе-

ния этих напряженностей отличаются на доли процента, если отношение намагниченностей куба и шара равно $6/\pi$. При этом магнитные моменты, создаваемые кубом и шаром равны.

Если учесть, что при любом способе разбивки магнетика на элементарные объемы центры шаров, являющихся точками наблюдения, находятся друг от друга на расстояниях, не меньших двух радиусов, то всегда можно внести соответствующую поправку в расчетные коэффициенты при намагниченностях элементарных шаров. В центре куба и шара при одинаковых намагниченностях напряженности одинаковы, поэтому поправка не вводится.

Литература

1. Гордон А. В. и Сливинская А. Г., Электромагниты постоянного тока, Госэнергоиздат, 1960.
2. Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств, изд-во «Энергия», 1965.
3. Пеккер И. И., Расчет магнитных систем методом интегрирования по источникам поля, Изв. вузов, «Электромеханика», 1964, № 9.
4. Пеккер И. И., К расчету магнитных систем методом интегрирования по источникам поля, Изв. вузов, «Электромеханика», 1968, № 9.
5. Поливанов К. М., Теория электромагнитного поля, изд-во «Энергия», 1969.
6. Бирюков В. А. и Данилов В. И., Магнитное поле прямоугольной катушки с током, ЖТФ, вып. 4, т. XXXI.
7. Пеккер И. И., Расчет напряженности магнитного поля цилиндрической катушки, Труды НПИ, 1957, т. 43/57.
8. Пеккер И. И., Расчет постоянных магнитов путем интегрирования по источникам поля, Изв. вузов, «Электромеханика», 1969, № 6.

[11.12.1969]

УДК 621.315.61

Разряд в неоднородном электрическом поле вдоль поверхности твердого диэлектрика в гелии при воздействии импульсного напряжения

Канд. техн. наук Т. И. ШАХТАХТИНСКИЙ

Баку

В статье изложены результаты экспериментального исследования разряда вдоль поверхности твердого диэлектрика в неоднородном электрическом поле с преобладающей нормальной составляющей напряженности при воздействии импульсного напряжения $1,1/100$ мксек.

Аппаратура и методика эксперимента. Поле с преобладающей нормальной составляющей напряженности создавалось между полосками из медной фольги толщиной 100 мкм с закругленными концами (радиус закругления равен $2,5 \text{ мм}$), наклеенными друг против друга на поверхность пластин из оргстекла ($\epsilon=3,2$) различной толщины (рис. 1). Длина перекрываемого промежутка доходила до 25 мм .

Для определения градиента потенциалов вблизи электрода, с которого разбивается направленный разряд (электрод А) применялось зондовое измерение. Зонд выполнен из медной проволоки диаметром $0,38 \text{ мм}$. Потенциал зонда измерялся емкостным делителем C_1/C_2 . Специальным опытом установлено, что влияние зонда на параметры канала разряда

невелико. Ток на зонд не превышает $\sim 2\%$ тока в канале. Для регистрации импульсных волн напряжений применялся осциллограф типа ОК-17. В каждой точке предлагаемых характеристик снималось и обрабатывалось 30—40 осциллограмм. С целью сравнения импульсных разрядных характеристик исследуемых промежутков при равных условиях со статическими разрядными характеристиками постоянное напряжение измерялось с помощью микроамперметра типа М95 (класс точности 1,0) и последовательно с ним включенного калиброванного омического сопротивления 118 Мом .

После установки образца в стеклянную разрядную камеру камера откачивалась до $10^{-3} \text{ мм рт. ст.}$ остаточного давления, затем заполнялась исследуемым газом — гелием высокой чистоты (основное вещество в объеме не менее $99,9933\%$, содержание влаги при 760 мм рт. ст. составляло менее $0,032 \text{ г/м}^3$). Газ поставлялся в металлических баллонах при давлении 150 атм . Перед каждым опытом по поверхности диэлектрика производились тренировочные разряды, и разрядная камера промывалась исследуемым газом.

Анализ полученных результатов. На рис. 2 приведена 50%-ная зависимость импульсного разрядного напряжения вдоль поверхности органического стекла от толщины диэлектрика при межэлектродном расстоянии 10 мм , давления газа 380 мм рт. ст. Кривые 1 и 2 построены для импульсной волны $1,1/100 \text{ мксек}$, а кривые 3 и 4 — для постоянного напряжения соответственно для положительной и отрицательной полярности электрода А.

Обращает внимание тот факт, что при данной конфигурации электрического поля в гелии импульсное разрядное напряжение не снижается по отношению к статическому. Как известно, при импульсном напряжении в электрическом поле

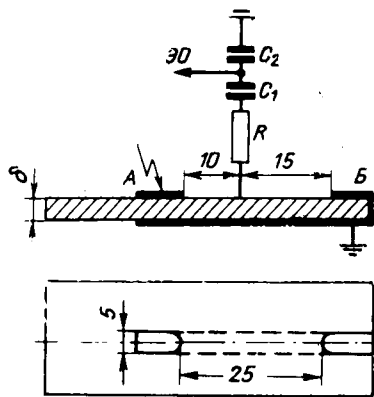


Рис. 1.

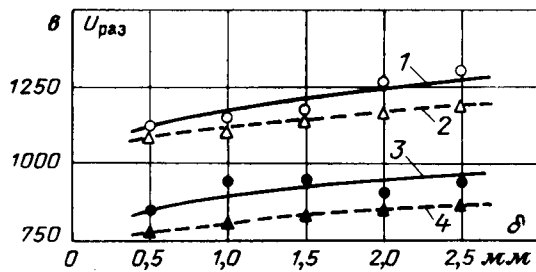


Рис. 2.

с преобладающей нормальной составляющей напряженности к поверхности диэлектрика в воздухе разрядное напряжение промежутка значительно ниже, чем при постоянном напряжении [Л. 1]. Такой низкий градиент импульсной разрядной напряженности при данной конфигурации электрического поля объясняется интенсивным развитием скользящих разрядов после их появления за счет емкостных токов. Протекающий по каналу разряда ток, замыкаясь через емкость канала относительно противоположного электрода, создает благоприятные условия для развития разряда.

Следы скользящих разрядов легко обнаруживаются в виде лихтограмм на фотоэмulsionном слое или же методом проявления осевших зарядов на поверхность диэлектрика цветным порошком (электрограммы). Проведенные эксперименты по обоим методам показали, что перед завершающей стадией разряда по поверхности диэлектрика в гелии скользящие разряды не образуются. Эксперименты проводились в специальной разрядной камере типа клидонографа. Амплитуда приложенного напряжения увеличивалась от $0,5U_{раз}$ до $U_{раз}$.

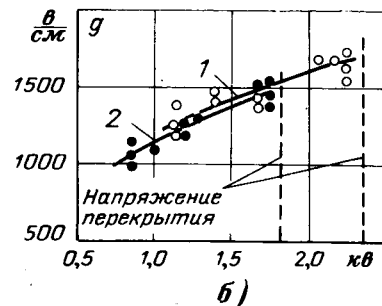
Проявление поверхности диэлектрика после каждого импульса показало, что в гелии отсутствуют характерные следы скользящих разрядов, как это имеет место при данной методике эксперимента в воздухе. Проведенные нами контрольные опыты показали, что при вышеуказанных условиях напряженности появления скользящих разрядов в воздухе составляет $\approx 0,6U_{раз}$.

Значение средних продольных градиентов потенциала вблизи электрода, с которого развивается разряд, определялось делением падения напряжения на измеряемом участке на длину этого участка в функции амплитуды приложенного импульсного напряжения. Падение напряжения измерялось зондом на расстоянии 10 мм от электрода. Толщина диэлектрика и расстояние между электродами по поверхности диэлектрика сохранились постоянными и равными соответственно 0,5 и 25 мм. Амплитуда приложенного напряжения увеличивалась от $0,5U_{раз}$ до $U_{раз}$. Результаты эксперимента приведены на рис. 3 (кривые 1 и 2 соответственно для положительной и отрицательной волны 1,1/100 мксек). Там же для сравнения приводятся результаты эксперимента, проведенного при одинаковых условиях для воздуха.

С увеличением напряжения в гелии (б) и в воздухе (а) наблюдается увеличение градиента потенциала вблизи электрода. Однако при амплитуде напряжения, близкой к $0,6U_{раз}$,



а)



б)

Рис. 3.

в воздухе наблюдается резкий спад градиента потенциала вблизи электрода при положительной и отрицательной его полярности (рис. 3, а), что объясняется образованием скользящих разрядов по поверхности диэлектрика. В гелии же такое уменьшение градиента потенциала вблизи электрода до разрядного напряжения не наблюдается, что свидетельствует об отсутствии в нем скользящих разрядов (рис. 3, б).

Таким образом, близкое расположение кривых зависимостей $U_{раз} = f(\delta)$, представленных на рис. 2, при импульсном и постоянном напряжениях в гелии может объясняться отсутствием скользящих разрядов перед завершающей стадией разряда по поверхности диэлектрика.

В некоторых работах по исследованию развития электрического разряда в гелии показывается отсутствие стримеров в этом газе [Л. 2 и 3]. Как известно, скользящие разряды имеют стримерную природу [Л. 4 и 5]. Ионизированные каналы—стримеры, благодаря усиленной фотоионизации газа коротковолновой радиацией, излучаемой головкой лавины, развиваясь по поверхности диэлектрика, оставляют следы в виде скользящих разрядов. Отсутствие скользящих разрядов по поверхности диэлектрика в гелии, видимо, связано с отсутствием стримеров при электрическом разряде в этом газе.

Литература

1. Мантров М. И., Электрические разряды на поверхности диэлектриков, «Электричество», 1940, № 9.
2. White H. J., A study of the initial stages of spark discharges in gases, «Phys. Rev.», 46, 99, 1934.
3. Loeb L. B., Meek J. M., The mechanism of the electric spark, Stamford, 1941.
4. Merrill F. H., Hippel A., The atomophysical interpretation of lichtenberg figures and their application to the study of gas discharge phenomena, «Journ. Appl. Phys.», 10, 873, 1939.
5. Капцов Н. А., Электрические явления в газах и вакууме, ОГИЗ, 1947.

[14.4.1970]

Заметки и письма

УДК 621.316.995.001.24

Об упрощенном расчете заземляющих сеток

(По поводу статьи А. Б. Ослона и А. Г. Делянова, «Электричество», 1968, № 12)

Из-за недостаточной точности основных параметров даже в весьма сложных уточненных методах расчета заземлителей вполне закономерны определенные допущения, без которых их применение было бы вообще невозможно. Вполне закономерно также применение для практических целей упрощенных методов. Вместе с тем упрощенные методы должны быть предельно просты, физически наглядны и не должны допускать крупных погрешностей. Метод расчета сопротивлений горизонтальных сеток в однородной земле, предложенный автора-

ми статьи, был бы с этой точки зрения при обычных инженерных расчетах излишне сложным.

Для сопротивлений заземлителей в однородной земле существует известная простая формула Оллендорфа—Лорана:

$$R_s = \frac{\rho}{4r} + \frac{\rho}{L} \quad \text{или} \quad R_s = \frac{\rho}{2,26 \sqrt{S}} + \frac{\rho}{L},$$

где ρ — удельное сопротивление земли; r — радиус площади, занимаемой заземлителем; L — длина проводников.

УДАРНЫЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ ПРИ ВКЛЮЧЕНИИ ХОЛОСТОЙ ЛИНИИ

(Статья Д. В. Разевига и Л. Ф. Дмоховской, «Электричество», 1969, № 11)

О ПРОГНОЗИРОВАНИИ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОММУТАЦИОННЫХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

(Статья Д. Е. Артемьева, Н. В. Тиходеева и С. С. Шура, «Электричество», 1969, № 11)

И. Н. ГЛАЗКОВ, О. В. ОЛЬШЕВСКИЙ, Г. И. САМОРОДОВ

Новосибирск

Прогнозирование внутренних перенапряжений представляет очень серьезную задачу при создании экономичных и надежных электропередач сверхвысокого напряжения. Поэтому постановка настоящей дискуссии своевременна и необходима.

Важно выяснить, в каком направлении, какими путями должны развиваться исследования внутренних перенапряжений, в том числе с оценкой эффективности мер их ограничения до заданного уровня, чтобы эти исследования проводились с достаточной точностью и меньшей затратой сил и времени.

Следует подчеркнуть, что информация о внутренних перенапряжениях может приобрести особое значение, когда она выдается в виде функциональных характеристик, пригодных в качестве исходных в комплексной модели оптимизации параметров электропередачи.

Таким образом, чтобы получить полную количественную (а не только качественную) характеристику воздействия расчетного уровня внутренних перенапряжений на экономический физический моделирования, с помощью которых выполнен подавляющий объем количественных исследований внутренних перенапряжений в схемах электропередач. Очевидно, нельзя отрицать большую ценность информации сетевого эксперимента в части высокой достоверности и точности.

До последнего времени в силу очевидных причин наибольшее развитие получили методы сетевого эксперимента и физического моделирования, с помощью которых выполнен подавляющий объем количественных исследований внутренних перенапряжений в схемах электропередач. Очевидно, нельзя отрицать большую ценность информации сетевого эксперимента в части высокой достоверности и точности.

Между тем его организация требует большой затраты сил и времени. Но это, пожалуй, не самое главное в критической оценке его качества.

Метод сетевого эксперимента, если говорить о статистическом подходе к внутренним перенапряжениям, трудно, а иногда просто невозможно, использовать для ряда режимов, например, для режимов асинхронного хода и короткого замыкания, приводящих к отключению линии электропередачи, феррорезонансных колебаний и т. п. Не случайно, что большинство данных по статистике перенапряжений, полученных в реальных сетях, накоплены для простейших коммутаций включения и отключения ненагруженных линий. Поэтому, как бы ни были велики достоинства сетевого эксперимента, приходится считаться с ограниченной областью его применения.

Использование ЦВМ для прогнозирования возможных внутренних перенапряжений является наиболее перспективным.

Известны успехи ЛПИ им. М. И. Калинина, ВНИИЭ, МЭИ, АзНИИЭ по разработке алгоритмов и составлению программ для исследования внутренних перенапряжений.

Расчету внутренних перенапряжений на ЦВМ предшествует выбор математической модели электропередачи и разработка на основе этой модели удобного и точного алгоритма.

Выбранная математическая модель должна разумно идеализировать реальную систему. В общем случае переходные процессы, в электропередаче описываются системой нелинейных уравнений в частных производных с граничными условиями, определяемыми системой обыкновенных нелинейных дифференциальных уравнений. Современные методы вычислений позволяют решать эти системы уравнений с высокой степенью точности, а это означает, что достоверность результатов, полученных на ЦВМ, зависит лишь от полноты учета исследуемых явлений в принятой математической модели.

В настоящее время программа расчетов переходных электромагнитных процессов в электропередачах на ЦВМ, разработанная в СибНИИЭ, позволяет учитывать практически все факторы, сколь-нибудь существенно влияющие на величину внутренних перенапряжений.

Математические модели таких элементов, как генератор и трансформатор, основанные на различных схемах замещения в переходных процессах и позволяющие учитывать нелинейность характеристики намагничивания, являются общепринятыми и с достаточной степенью точности описывают процессы в этих элементах.

В алгоритмах расчета переходных процессов в линии до сих пор за основу брались ее линейные уравнения, не учитывающие таких факторов, как коронирование проводов линии и поверхностный эффект по каналу нулевой последовательности. По поводу влияния этих факторов на величину внутренних перенапряжений в литературе имеются различные высказывания. С нашей точки зрения, пренебрежение короной и поверхностным эффектом при расчетах на ЦВМ нельзя считать во всех случаях обоснованным. И, видимо, неучет этих факторов вызывает сомнения относительно результатов, полученных на ЦВМ и приведенных в [Л. 1]. В настоящее время на основе математической модели коронирования линии электропередачи, предложенной в [Л. 2], составлена подпрограмма, позволяющая учитывать влияние короны на всех стадиях переходного процесса. Предварительные расчеты пока-

Первый член дает сопротивление растеканию металлической плиты радиусом r , второй — учитывает разницу между плитой и сеткой.

В таблице даны результаты расчета сопротивлений заземлителей, приведенных в статье А. Б. Ослона и А. Г. Делянова, и тех же сопротивлений по формуле Оллендорфа—Лорана. Как видно, разница невелика. К тому же, поскольку все методы основаны на определенных допущениях, ни один из них не может служить эталоном точности, с которым следует сравнивать все другие. Не подлежит сомнению, что формула Оллендорфа—Лорана, будучи наиболее простой и физически ясной, дающая те же результаты, что и другие, наиболее приемлема в качестве приближенной для расчета сеток в однородной земле.

Эта же формула дает для приближенных расчетов достаточно приемлемые результаты и при неоднородной земле, если вместо ρ пользоваться значением эквивалентного сопротивления земли при двухслойной ее модели ρ_0 .

Площадь заземлителя, S	Длина проводников L , м	Значения сопротивлений, ом			
		По А. Б. Ослону и А. Г. Делянову	По [Л. 7 и 8]*	По ВЭСХ	По Оллендорфу—Лорану
40×40	240	1,19—1,38	—	1,246—1,434	1,496
96×96	574	0,605	0,62	—	0,634
96×96	768	0,55	0,54	—	0,59
40×40	400	1,08—1,19	—	1,128—1,268	1,33
40×40	720	1,04—1,075	—	1,121—1,170	1,219
60×60	360	1,19	1,19	—	1,0
90×30	300	1,12	1,09	—	1,165
90×30	480	0,95	0,935	—	1,040

* Номера соответствуют порядковым номерам библиографии в статье А. Б. Ослона и А. Г. Делянова.

Канд. техн. наук М. Р. Найфельд



зывают, что корона в определенных условиях играет заметную роль в демпфировании перенапряжений.

Разработана также подпрограмма, позволяющая учитывать поверхностный эффект по каналу нулевой последовательности при известной реакции его на единичную функцию.

Понятно, что при выяснении вопроса, насколько отдельные элементы математической модели соответствуют своим оригиналам, последнее слово остается за экспериментом в реальной системе. На наш взгляд, основная цель натурных испытаний электропередачи, теория переходных процессов которой поддается математическому описанию, должна заключаться именно в проверке и уточнении основных теоретических положений.

Прочность изоляции элементов электропередачи зависит не только от кратности воздействующих перенапряжений, но и от длительности и частоты воздействия, крутизны фронта волны и других факторов, т. е. наиболее полные характеристики воздействия перенапряжений на изоляцию будут выявлены при рассмотрении в целом переходного процесса как случайной функции. Учет статистического характера внутренних перенапряжений путем установления одномерной функции распределения максимальных величин перенапряжений является не полным, но вполне допустимым на первом этапе развития статистической теории координации изоляции и практического ее применения.

В [Л. 3] была показана возможность исследования статистических характеристик внутренних перенапряжений на математической модели переходных режимов электропередачи с включением в нее исходных параметров как случайных величин по их безусловным функциям распределения. Далее была обоснована достоверность статистических данных перенапряжений при включении линий в электропередачах типа генератор—трансформатор—линия, полученных расчетным путем, когда влияние таких факторов как нелинейность шунта намагничивания трансформатора, поверхностного эффекта и коронного разряда на линии мало.

Методом математического моделирования с использованием ЦВМ были проведены исследования статистических характеристик перенапряжений, возникающих при включении ненагруженных линий на ВЛ-500 кВ Центральной Сибири. Распределения переходных предвключенных реактивностей X и $Э. д. с. E$ по отдельным подстанциям находились на основе анализа данных эксплуатационных режимов сети. Характеристики выключателей соответствовали экспериментальным данным [Л. 4].

Ю. И. ЛЫСКОВ

Москва

В последние годы в связи с широким развитием строительства линий электропередачи сверхвысокого напряжения во всем мире ведутся разработки статистических методов выбора защиты от перенапряжений и координации изоляции этих электропередач. Начало этим исследованиям было положено в СССР работами НИИПТ и ЛПИ [Л. 1 и 2]; в дальнейшем они нашли развитие и за рубежом [Л. 3]. Попытка комплексного решения этих вопросов сделана в двух монографиях [Л. 4 и 5] авторов одной из обсуждаемых статей [Л. 7].

С нашей точки зрения обсуждаться должны три основных вопроса: достоверность статистических методов, способ получения статистических распределений и область практического применения.

Чтобы судить о достоверности статистических методов прогнозирования коммутационных перенапряжений, нужно установить: случайный или функциональный характер имеют характеристические параметры электропередачи? В [Л. 1, 2, 4, 5, 7—9] авторы утверждают, что эти параметры подвержены случайным изменениям. При этом оценка вероятностного распределения вынужденных составляющих и эквивалентных реактансов системы ошибочно производится на основании исследования нормальных режимов передачи [Л. 8 и 9]. В этих исследованиях совершенно не учтено, что рассматриваемые дальние электропередачи оснащены многими видами системной автоматики, а гидрогенераторы — АРВ сильного действия с весьма определенным действием в зависимости от режима работы передачи, места и вида повреждения, причем режимы работы передачи также являются достаточно определенными. Таким образом, случайным здесь является только место и вид аварии, а также ее развитие и совпадение с тем

Исследования показали, что в реальных условиях, когда интервалы варьирования X и E в большинстве случаев узки, характеристики распределения для коэффициента перенапряжения K_n (ударного коэффициента в [Л. 1 и 5]) на разомкнутом конце включаемой линии находятся в сильной зависимости от вида распределения углов включения, что отмечается и в [Л. 5].

Выводы. 1. Метод математического моделирования статистических характеристик внутренних перенапряжений является универсальным и особенно важным при исследовании электропередач новых классов сверхвысокого напряжения. Результаты этого метода обладают необходимой достоверностью с отражением индивидуальных особенностей исследуемых электропередач, определяемых соответствующими распределениями параметров их элементов, найденных по данным эксплуатации или расчетным путем для вновь проектируемых ВЛ.

2. Экспериментальные исследования перенапряжений в эксплуатируемых сетях должны развиваться и в основном служить целям уточнения существующих методов расчета перенапряжений и определения законов распределения параметров элементов ВЛ.

3. Теоретические исследования показывают, что имеется определенная зависимость характеристик распределения ударных коэффициентов перенапряжений от характеристических параметров системы.

Литература

1. Артемьев Д. Е. и др., О прогнозировании статистических характеристик коммутационных перенапряжений, «Электричество», 1969, № 11.
2. Александров Г. Н., Коронный разряд на линиях электропередачи, изд-во «Энергия», 1964.
3. Глазков И. Н. и Ольшевский О. В., О возможности математического моделирования статистических характеристик внутренних перенапряжений в электропередачах, Изв. СО АН СССР, вып. 2, 1968, № 8.
4. Шперлинг Б.—Р. Т., Характеристики включения выключателей и их влияние на параметры распределения перенапряжений при включении ненагруженной линии, Изв. НИИПТ, 1968, № 4.
5. Разевиг Д. В. и Дмоховская А. Ф., Ударные коэффициенты при включении холостой линии, «Электричество», 1969, № 11.

или иным режимом. Все остальные параметры имеют функциональную связь.

Для правильной оценки точности распределения вероятности вынужденных составляющих следовало бы определить их величины для каждого из режимов в зависимости от места и вида повреждения и характера развития аварии, оценить вероятностное распределение каждого из этих факторов и произвести интегрирование результирующих многомерных распределений по всей области их изменения. Любой другой способ, в том числе и примененный в [Л. 8 и 9], будет псевдостатистическим так как является субъективным отражением представления исследователя об условиях работы передачи.

Указанный же достоверный метод статистического прогнозирования вынужденных составляющих потребовал бы увеличения объема расчетов устойчивости, действия релейной защиты и перенапряжений при проектировании электропередач в несколько десятков раз. Не говоря уже о высокой стоимости таких расчетов, их практически невозможно выполнить в приемлемые для строительства электропередач сроки.

Это ясно для всякого специалиста, достаточно хорошо и комплексно знакомого с техникой дальней передачи электроэнергии в настоящее время. Поэтому, например, при прогнозировании статистического распределения коммутационных перенапряжений при проектировании линий электропередачи 765 кВ в США характеристические параметры линии задавались детерминистски. Возможно также, что при таком ограничении статистический способ прогнозирования коммутационных перенапряжений мог бы быть приемлем и для нас и смог бы найти практическое применение.

Статистическая инвариантность ударных коэффициентов относительно характеристических параметров электропередачи

также сомнительна. Критерий Вилькоксона, который упоминается в [Л. 4], как основа доказательства этого, относится, по-видимому, к однотипным объектам (при отсутствии различия в характеристических параметрах). Поэтому нельзя объединять в одну «генеральную совокупность» ударные коэффициенты при коммутациях включения для различных схем передач при наличии подключенных реакторов или автотрансформаторов на линии и при их отсутствии, для линий с различной добротностью удаленностью нагрузки от шин коммутации или же даже с резко отличающимися сечениями для одного и того же класса напряжений, так как достаточно хорошо известна функциональная зависимость ударных коэффициентов от этих факторов при одних и тех же частотах. Причем схемы могут отличаться и по сочетанию этих параметров.

Таким образом, для ударных коэффициентов характеристическими являются также и эти параметры схемы. Естественно, ввиду ограниченности количества объектов сетевых испытаний и многообразия этих факторов авторам [Л. 4, 5, 7 и 9] не удается выделить путем испытаний функциональные параметры и приходится объединить все результаты в одну «генеральную совокупность».

Более правильным является разделение объектов хотя бы по видам схем электропередачи и классам напряжения. Однако объем необходимых сетевых испытаний при этом возрастает в несколько раз, а возможность использования результатов сужается.

Следует отметить, что при операциях отключения несимметричных коротких замыканий и асинхронного хода на ударные коэффициенты сильно влияют также эквивалентные реактансы и э. д. с. примыкающих систем, углы между их эквивалентными э. д. с., типы применяемых релейных защит и противоаварийной автоматики и др. В этом случае достаточно достоверный метод прогнозирования плотности распределения вероятности ударных коэффициентов должен быть аналогичен методу, указанному выше для прогнозирования вынужденных составляющих, что опять же неприемлемо из-за большой трудоемкости и объема расчетов.

Из вышесказанного ясно, что получить достаточно достоверный статистический метод прогнозирования внутренних перенапряжений с использованием сетевых испытаний практически невозможно ввиду многообразия факторов, функционально связанных с ударными коэффициентами и вынужденными составляющими. Достаточно очевидно, что провести сетевые испытания на ряде объектов с идентичными параметрами или с отличием не более чем в одном параметре не представляется возможным. Весьма приближенно это может быть выполнено для простейших схем типа система—линия более низких классов напряжений (110—330 кВ), если пренебречь влиянием добротности линии, величины, типа и места расположения нагрузки системы, типов применяемых релейных защит. Очевидно, что решение задачи при этом не является корректным, особенно при попытке объединять передачи различных классов напряжения. С увеличением же числа функциональных факторов, что наблюдается при переходе к электропередам 500—750 кВ и выше, сетевые испытания не дают правильного решения задачи даже для испытуемой линии, не говоря уже о невозможности использования их результатов для других линий.

Поэтому правильным является, как это предлагается в [Л. 6], использование для получения статистического распределения внутренних перенапряжений исследований на моделях и вычислительных машинах. Именно по этому пути пошли американские исследователи. При проектировании ВЛ 765 кВ [Л. 10] они широко использовали получение статистического распределения коммутационных перенапряжений на сетевых анализаторах. Следует заметить, что и авторы отечественного метода широко используют для наиболее тяжелых коммутаций, определяющих выбор изоляции линий 500—1150 кВ (отключение несимметричных коротких замыканий и асинхронного хода), модели, а не сетевые испытания [Л. 4 и 5]. Поэтому их возражения против преимущественного использования моделей и вычислительных машин нелогично. Сетевые испытания, по нашему мнению, должны использоваться в весьма ограниченном объеме для получения реальных статистических характеристик коммутационной, защитной и релейной аппаратуры и для экспериментальной проверки гипотез физических процессов.

Как было показано выше, разработка достоверного статистического метода практически невозможна. Если при этом еще учесть низкую степень достоверности исходных данных,

которые часто меняются в ходе строительства и эксплуатации электропередачи, то становится очевидной невозможность говорить всерьез о широком практическом применении статистического метода прогнозирования внутренних перенапряжений. Именно поэтому этот метод, несмотря на многолетние разработки в этой области, все еще не находит практического применения при проектировании электропередач 330—750 кВ и разработках электропередач 1150 кВ.

Рассмотрим числовой пример, приведенный в [Л. 7]. В нем для электропередачи с годовым изменением вынужденной составляющей от 1,1 до 1,6 вероятность кратности перенапряжений при ТАПВ с амплитудой выше 2,75 составляет 0,005. Авторы противопоставляют этому ошибочную по их мнению вероятность 0,345, получающуюся, если считать по максимальной величине вынужденной составляющей 1,6.

Однако, если считать, что эта величина 1,6 связана с максимальным режимом передачи мощности, что обычно и имеет место, то вероятность $Q_{2,75} \approx \frac{0,375 \cdot T_{\max}}{8760}$ (при больших $T_{\max}$,

где $T_{\max}$ — число часов передачи максимальной мощности). Если же величина 1,6 связана с неудачным повторным включением, то $Q_{2,75}$ будет в 2—3 раза ниже. Но в обоих случаях действительная вероятность будет на два порядка выше вычисленной авторами предлагаемого статистического метода. Очевидно, что пользоваться таким способом нельзя.

Статистический метод прогнозирования является в настоящее время вспомогательным методом приближенной оценки риска при принятии тех или иных технических решений. Но в этом случае вполне допустимо использование приближенных статистических распределений вынужденных перенапряжений и ударных коэффициентов, получаемых с помощью моделей или вычислительных машин. Именно так это выполняется для наиболее ответственных электропередач 765 кВ в США [Л. 10]. Однако это распределение используется весьма ограниченно только для оценки необходимых запасов прочности воздушных промежутков и изоляторов опор линии и в ОРУ по отношению к максимально полученной величине перенапряжений. При этом запасы мало отличаются от применявшихся ранее, а также от применяемых в нашей практике. Для определения же испытательных напряжений оборудования и характеристик разрядника использование статистических характеристик перенапряжений считается недопустимым и они определяются по максимально возможной величине этих перенапряжений. По-видимому, это наибольшее использование статистического метода прогнозирования внутренних перенапряжений, с которым еще можно согласиться.

Литература

1. Александров Г. Н., Методика выбора изоляции линий электропередачи по условиям надежной работы при воздействии внутренних перенапряжений, Изв. вузов, «Энергетика», 1962, № 7.
2. Тиходеев Н. Н., Принципы статистической координации изоляции на линиях 220—750 кВ, Труды межвузовского научно-технического совещания по перенапряжениям (июнь 1961 г.), Изд. УПИ, Свердловск, 1963.
3. Anderson J. G., Barthold L. O., METJFOR, Power Apparatus and System, 1964, № 3.
4. Артемьев Д. Е. и др., Статистические основы выбора изоляции линий электропередачи высших классов напряжения, изд-во «Энергия», 1965.
5. Артемьев Д. Е. и др., Координация изоляции линий электропередачи, изд-во «Энергия», 1966.
6. Разевиг Д. В. и Дмоховская Л. Ф., Ударные коэффициенты при включении холостой линии, «Электричество», 1969, № 11.
7. Артемьев Д. Е. и др., О прогнозировании статистических характеристик коммутационных перенапряжений, «Электричество», 1969, № 11.
8. Шур С. С., Статистические характеристики вынужденной составляющей переходного процесса перенапряжений, Изв. НИИПТ, вып. 12, изд-во «Энергия», 1966.
9. Петрова Л. В. и др., Результаты измерений коммутационных перенапряжений в сетях с эффективно заземленной нейтралью, Изв. НИИПТ, вып. 13, изд-во «Энергия», 1967.
10. Лысков Ю. И., Защита от внутренних перенапряжений и изоляция электропередачи 765 кВ энергосистемы АЕР (США), «Энергохозяйство за рубежом», 1969, № 5.

ЗАСЕДАНИЕ IV СЕКЦИИ НАУЧНОГО СОВЕТА ПО ТЕОРЕТИЧЕСКИМ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИМ ПРОБЛЕМАМ ЭНЕРГЕТИКИ АН СССР

В Научно-исследовательском институте постоянного тока (Ленинград) 11 июня 1970 г. состоялось заседание IV секции Научного совета по теоретическим и электрофизическим проблемам электроэнергетики АН СССР. В программе заседания было четыре доклада, освещающих одну из основных проблем электроэнергетики на современном этапе ее развития: проблему создания линий электропередачи переменного тока сверхвысокого напряжения для передачи больших потоков энергии на дальние расстояния. Наиболее сложным в технико-экономическом отношении звеном этой проблемы является создание электрической изоляции, способной с высокой надежностью выдерживать длительное рабочее напряжение и кратковременные воздействия внутренних и внешних перенапряжений.

Во вступительном слове **М. В. Костенко** (ЛПИИ) указал на наличие двух противоречивых требований при решении этой задачи: необходимость повышения надежности работы изоляции и необходимость повышения экономичности создаваемых изоляционных конструкций. Необходимым является при этом принудительное ограничение внутренних перенапряжений до «естественного» уровня, т. е. до уровня, безопасного для изоляции, выбранной из условия надежной работы при длительном воздействии рабочего напряжения.

В докладе представителей Уральского политехнического института **М. М. Акидиса**, **В. И. Бронникова**, **А. А. Грицука** и **В. Н. Сметанина**. «Методы глубокого ограничения перенапряжений в передачах сверхвысокого напряжения» были рассмотрены возможные средства достижения этой цели. Для предотвращения перекрытий изоляции, выбранной по эксплуатационным условиям, уровень внутренних перенапряжений на линиях должен быть ограничен, по мнению докладчиков, до 2,2—2,0 U_{ϕ} в сетях 500—750 кВ и до 1,8—1,7 — в сетях 1200 кВ.

Отдельные элементы линейных изоляционных конструкций (воздушный промежуток между проводом и землей, промежуток провод — траверса при V-образных гирляндах) позволяют снизить стоимость линии и при более глубоком ограничении перенапряжений.

Важнейшим элементом глубокого ограничения перенапряжений является реактор поперечной компенсации, подключающийся к линии при ее коммутациях.

Предложенное Энергосетьпроектom искровое подключение реактора, по мнению докладчиков, не обеспечивает надежно подключения реактора при АПВ в начале линии. Более надежным было бы включение реактора быстродействующим выключателем (отделителем) от импульса, подаваемого при аварийном отключении или повторном включении линейного выключателя. Искровое присоединение целесообразно использовать как резервное, установив на искровом промежутке максимально допустимое расстояние.

Наличие на линии реактора вызывает повышение предельных перенапряжений при АПВ из-за длительного сохранения остаточного разряда. Для ускорения снятия остаточного заряда авторы предлагают заземлять фазы реактора через активное сопротивление, шунтированное при нормальных режимах передачи. Введение сопротивлений 75—100 Ом на фазу обеспечивает снятие остаточного заряда за время паузы АПВ и одновременно уменьшает ток через разрядники и ток подпитки дуги в поврежденной фазе за счет неповрежденных, ускоряя гашение дуги короткого замыкания.

Ограничение внутренних перенапряжений до заданного уровня осуществляется также вентильными разрядниками. Уставки разрядников должны быть на 10—15% ниже заданного уровня перенапряжений.

Весьма эффективным мероприятием для ограничения перенапряжений до 1,7—1,5 U_{ϕ} и ниже является форсировка реакторов. Форсировка с искровым включением требует отстройки от ложных включений при ее действии на других фазах, поэтому предлагается и форсировку вводить в действие быстродействующим замыканием от импульса, предшествующего размыканию или повторному включению линии. На передачах с компенсацией около 80% зарядного тока линии форсировкой реактора можно ограничить перенапряжения до 1,5 U_{ϕ} даже без разрядника, который превращается в резервный аппарат.

Докладчики остановились также на возможности дальнейшего ограничения перенапряжений на линиях 500 кВ. При

применении гирлянд из современных изоляторов длиной 3—3,2 м можно почти на всех линиях применять разрядники с уставкой 2,0—1,9 U_{ϕ} и напряжением гашения 1,8—1,7 U_{ϕ} . Для повышения стабильности характеристик разрядника предлагается выполнять его с поджигателем, расположенным в изолированном от токообрывающих промежутков объеме.

В заключительной части доклада было подчеркнуто, что одновременное применение форсировки реакторов с заземлением их через сопротивление, шунтирующих сопротивлений в выключателе (величина которых может в несколько раз превышать волновое сопротивление линии) и разрядников в усовершенствованном исполнении с напряжением срабатывания 1,35—1,4 U_{ϕ} может обеспечить ограничение перенапряжений до 1,5 U_{ϕ} в сетях 750 и 1200 кВ как при плановых, так и при аварийных коммутациях без существенных дополнительных затрат.

В докладе **Д. В. Разеви́га** (МЭИ) были затронуты некоторые вопросы статистического анализа коммутационных перенапряжений, поднятые в дискуссии в журнале «Электричество» (№ 11, 1969 г.).

1. Существует ли в действительности инвариантность, т. е. отсутствие взаимосвязи между статистическими характеристиками распределения ударного коэффициента перенапряжений на линии и параметрами электропередачи?

В простейшем рассмотрении коммутируемую линию можно эквивалентировать последовательным RLC-контуром. Несложные расчеты показывают, что средние значения ударного коэффициента перенапряжений, действительно, мало зависят от соотношения частот собственных колебаний контура и питающей э. д. с. Однако в области максимальных значений различия ударных коэффициентов весьма существенны. К этому же выводу можно прийти, анализируя результаты проведенных сотрудниками НИИПТ опытов в сетях.

2. Какой метод пригоден для получения количественных характеристик перенапряжений?

Для практики наибольший интерес представляет «хвост» кривой распределения перенапряжений в области наибольших значений. Для анализа закона распределения в этой области редких значений требуется огромный объем экспериментальных данных. Только на модели или вычислительной машине можно получить достаточное число измерений, а опыты в реальных сетях должны лишь контролировать правильность методики расчетов или моделирования.

3. Как группировать результаты измерений, полученные в трехфазной сети?

Одни исследователи объединяют результаты измерений во всех трех фазах. Другие учитывают только наибольшие значения в одной из трех фаз. В действительности имеется корреляция между перенапряжениями в разных фазах, усиливающаяся в области наибольших значений. Для ее учета требуются дальнейшие исследования на модели.

Доклад **В. П. Фотина** (ВЭИ) «Защита от перенапряжений электропередач 1150 кВ и испытательные напряжения основного высоковольтного оборудования» касался выбора уровня, до которого представляется целесообразным ограничить перенапряжения. Испытательное одномоментное напряжение высоковольтной конструкции, рассчитанной по воздействию рабочего напряжения, имеет величину 1,5. Если принять коэффициент импульса при внутренних перенапряжениях 1,35 и коэффициент старения изоляции 0,9, то допустимый уровень внутренних перенапряжений составит 1,8 U_{ϕ} . Более глубокое ограничение перенапряжений возможно, но нецелесообразно. Этот вывод, по мнению докладчика, справедлив как в отношении изоляции силовых трансформаторов, так и в отношении линейной изоляции.

Сейчас исследуется возможность создания трансформаторной изоляции с повышенными рабочими градиентами. В этих конструкциях коэффициент импульса и допустимый уровень внутренних перенапряжений могут оказаться более высокими. Наоборот, для линейной изоляции должна быть проведена большая дополнительная работа по созданию изоляционных конструкций, выдерживающих длительное приложение рабочего напряжения при габаритах, определяемых уровнем коммутационных перенапряжений 1,8 U_{ϕ} .

Возможность создания той или иной системы ограничения перенапряжений в первую очередь определяется уровнем

режимных перенапряжений. Последние можно удерживать в пределах до 1,5 с помощью реакторов с искровым присоединением. Кроме того, для компенсации реактивной мощности в цепи нулевой последовательности при несимметричных режимах потребуются дополнительные, соединенные в треугольник, обмотки у реакторов. Появляется также необходимость в создании релейных защит, обеспечивающих двустороннее отключение линии с минимальным интервалом времени в случае разрыва передачи.

Ограничить величину коммутационных перенапряжений до 1,8 можно применением выключателей двухступенчатого действия. Более сложным и громоздким является использование настроенных (синхронизированных) выключателей, замыкающих контакты при заданной фазе э. д. с. Однако применение сложных выключателей не исключает возможности использования разрядников. В линиях 150 кВ к разрядникам предъявляются жесткие требования в отношении стабильности пробивных напряжений и больших напряжений гашения.

В настроенных передачах коммутационные перенапряжения и повышения напряжения на холостой линии меньше, чем в компенсированных линиях. Однако при несимметричных коротких замыканиях уровни перенапряжений возрастают, что потребует быстрого двустороннего отключения линии.

В докладе Н. Н. Тиходеева и С. С. Шура (НИИПТ) рассмотрена проблема «приведения к норме» изоляции линий электропередачи высших классов напряжения. Под «приведением к норме» понимается ограничение перенапряжений до уровня, безопасного для изоляции, выбранной из условия надежной работы при длительном воздействии рабочего напряжения. Коэффициентом упрочнения докладчики назвали отношение разрядного напряжения изоляции при коммутационном перенапряжении к длительно допустимому рабочему напряжению. Линейная изоляция имеет наименьший коэффициент упрочнения, равный 1,8—2,0. С ростом длины гирлянды он снижается до величины 1,8—1,4 (наименьшее значение — для слабо загрязненных изоляторов).

Если изоляция правильно выбрана по рабочему напряжению, то «естественный уровень» составит: для одиночной гирлянды при 110 кВ — 3,5; при 220 кВ — 3,2; выше 330 кВ — 2,6.

Для промежутка опора—провод при 110 кВ — 3,8—4; при 220 кВ — 3; при 330 кВ — 2,5; при 500 кВ — 2,5; при 750 кВ — 2—2,2. Видно, что с ростом напряжения естественный уровень перенапряжений снижается и возрастают требования к средствам ограничения перенапряжений.

Маслобурьяная изоляция при коммутационных перенапряжениях имеет естественный уровень около 3, но для изоляционных промежутков, представляющих собой поверхность раздела двух диэлектриков под маслом, он неизвестен.

Для правильной формулировки требований к защитной аппаратуре необходимо прогнозировать статистические характеристики внутренних перенапряжений. Данные, полученные в одной системе, нельзя автоматически переносить на другие системы. Для перенапряжений на линиях влияние параметров системы проявляется лишь на статистических характеристиках вынужденной составляющей напряжения на разомкнутом конце. Ударный коэффициент находится в статистической зависимости от распределения углов включения выключателя и от начальных условий включения. Каждый вид коммутации имеет свой закон распределения ударного коэффициента.

Экспериментально установлены два закона инвариантности: ударный коэффициент на разомкнутом конце линии при известных ограничениях статистически инвариантен относительно параметров системы;

вид закона распределения ударного коэффициента инвариантен относительно точки измерения на линии.

Опираясь на эти законы, можно рассчитать функцию распределения кратности перенапряжений для любой передачи. Правильность этой методики подтверждена хорошим совпадением расчетных и экспериментальных законов распределения кратности перенапряжений в линиях электропередачи 500 кВ (сопоставление производилось с данными автоматической регистрации в действующих сетях, проведенной ЛПИ).

Где же удастся осуществить приведение к норме? Для сетей 110—220 кВ оно получается само собой и для линейной, и для подстанционной изоляции.

В сетях 330 и 500 кВ требуется ограничение перенапряжений в пусковой период и в случае повышения вынужденной составляющей выше 1,4. Можно использовать разрядники с уставкой 1,8—2.

Для сетей 750 кВ всегда необходимы для приведения к норме разрядники с уставкой 1,8, реакторы продольной компенсации и выключатели с шунтирующими сопротивлениями.

В заключение докладчики отметили необходимость дальнейших исследований прочности изоляции при воздействии рабочего напряжения и методов ее испытаний.

Доклады были заслушаны с большим интересом и вызвали оживленную дискуссию.

Представители Ленинградского политехнического института Г. Н. Александров, Г. С. Кучинский и И. Ф. Половой в своих выступлениях отметили, что названная в докладах величина естественного уровня перенапряжения является приблизительной и может существенно измениться в результате дальнейших исследований электрической прочности изоляции при длительном воздействии рабочего напряжения и перенапряжений, а также при уточнении характеристик перенапряжений. Поэтому разработка методов глубокого ограничения перенапряжений целесообразна и экономически эффективна.

В частности, уже сейчас известно, что промежуток провод — земля на линиях 150 кВ, а также высота вводов трансформаторов могут быть уменьшены при ограничении перенапряжений ниже 1,8. Существующие конструкции гирлянд и внутренней изоляции трансформаторов не позволяют получить эффект от такого ограничения, но по мере роста знаний и культуры производства допустимые рабочие напряженности будут повышаться, а естественный уровень понижаться. Следует усилить развитие исследований, направленных на повышение надежности изоляции.

Ю. И. Лысков, А. Н. Шеренцис (Научно-исследовательский и проектный институт «Энергосетьпроект») и А. С. Майкопар (ВНИИЭ) выступили в поддержку тезиса доклада ВЭИ о нецелесообразности ограничения внутренних перенапряжений ниже 1,8, указывая, что вопрос о выборе средств ограничения перенапряжений нужно решать не изолированно, а в комплексе с выбором схемы электропередачи и ее конструктивными параметрами.

Представители научно-производственного объединения «Электрокерамика» А. И. Бронфман и Д. В. Шишман сообщили, что по техническим требованиям УПИ и НИИПТ для ограничения коммутационных перенапряжений были изготовлены разрядники на 500 кВ с уставками 1,9—2,05 при напряжении гашения 1,6 и на 220—330 кВ с уставками 1,5—1,6 при напряжении гашения 1,4—1,5. Последние выдерживали негашение дуги в течение 0,1 сек.

Успешные полевые испытания этих разрядников позволяют утверждать, что на основе усовершенствованных искровых промежутков и термитовых дисков можно выполнить серийные разрядники с пробивным напряжением до 1,6—1,5 U_ф.

Практическую возможность создания разрядников для ограничения внутренних перенапряжений до любого из названных уровней подтвердил и представитель ВЭИ В. В. Шматович.

Большое число выступлений в дискуссии касалось методики определения параметров внутренних перенапряжений. Общее мнение по этому вопросу было сформулировано в выступлении М. В. Костенко (ЛПИ). Он отметил, что источником информации о величине перенапряжений должна стать совокупность всех применяющихся методов исследования, взаимно дополняющих друг друга:

анализ опыта эксплуатации и анализ причин аварий в энергосистемах;

автоматическая регистрация перенапряжений;

специальные опыты в реальных сетях;

расчеты, выполненные на моделях и ЦВМ;

теоретические исследования.

М. В. Костенко отметил также необходимость усиления взаимной информации и координации в работах по созданию оборудования новых классов напряжения.

Критерием оптимального уровня изоляции, подчеркнул М. В. Костенко, является получение максимального народного хозяйственного эффекта при минимальных затратах. С этой точки зрения приведение изоляции к нормальному уровню нельзя считать окончательным этапом. С ростом номинального напряжения нужно усиливать работу по ограничению перенапряжений и добиваться улучшения стойкости изоляции при воздействии рабочего напряжения.

Успешное решение этих вопросов позволит реализовать дальнейшее повышение класса напряжения дальних электропередач.

Кандидаты техн. наук Ю. А. Михайлов и Ф. Х. Халилов



Г. Принц. ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОЛЯ

Изд-во «Р. Ольденбург, Мюнхен—Вена», 1969, 456 стр.

Основным содержанием книги является изложение расчета электростатических полей тремя методами: с помощью функций комплексного переменного, численные методы расчета и расчет полей в криволинейных координатах.

Введение в книгу представляет собой своеобразную историю техники высоких напряжений с начала технического использования электричества и до наших дней. Подробно освещено развитие линий электропередачи высокого напряжения. В частности, делается вывод, что к 2000 году войдут в строй линии с номинальным напряжением 1500 кВ. Много внимания уделено испытательным установкам высокого напряжения, а также линиям электропередачи постоянного напряжения.

В настоящее время число работ, посвященных расчету электростатических полей, очень велико. Достаточно сказать, что библиография в рецензируемой книге содержит 268 наименований. В связи с этим возникает необходимость систематизации и обобщения имеющихся работ. В этом смысле книга Г. Принца представляет большую ценность. Наряду с изложением методов расчета она содержит большой объем справочного материала.

Большое количество примеров, приведенных в книге в качестве иллюстраций к различным методам расчета, а также глава, содержащая задачи с решениями, делают книгу полезной не только для инженеров высоковольтников, но и для студентов.

Наибольшее внимание автор уделяет расчету плоских электростатических полей с помощью функций комплексного переменного. Этот раздел книги (объемом около девяти печатных листов) написан и разработан весьма тщательно. Почти все рассматриваемые в нем задачи проанализированы подробнейшим образом и снабжены примерами расчета соответствующих систем электродов.

Ни в одной из выпущенных книг по расчету электростатических полей этот метод расчета не излагается столь подробно и в таком объеме, как это сделано в книге Г. Принца. Последовательно изложены отображения с помощью различных элементарных функций и с помощью специальных функций — Якоби, Вейерштрасса, Бесселя, Матвея и т. д.

Особенность изложения расчета плоских полей состоит в том, что Г. Принц при отображении на каноническую область плоскости w всегда принимает комплексный потенциал в этой плоскости равным w с точностью до постоянной. Такой порядок расчета несколько отличен от того, что принято в преподавании в вузах СССР. Представляется более целесообразным (как это делается, например, в книге Б. А. Фукса и Б. В. Шабата¹ «Функции комплексного переменного и некоторые их приложения», Физматгиз, 1959) вводить комплексный потенциал в канонической области, в общем случае не равный w . Это существенно расширяет возможности метода,

позволяя рассматривать с помощью одной и той же отображающей функции более широкий класс задач — применять метод наложения, учитывать разрезы на электродах, вводить внешние поля и т. д.

Вторая глава посвящена рассмотрению численных методов расчета плоских и трехмерных полей. Основное внимание уделяется применению итерационных методов. Вместе с тем дается представление и о методах Монте-Карло, наименьших квадратов, конечных приращений. Как и в первой главе, большинство задач снабжено числовыми расчетами.

Применение высоких напряжений в установках самого разнообразного назначения, а также успехи химии привели к широкому использованию комбинированной изоляции, состоящей из слоев с разными свойствами. Расчеты такой изоляции являются весьма актуальными. Многослойную изоляцию рассчитывать аналитическими методами достаточно сложно. Поэтому основным методом расчета в настоящее время является численный. В связи с этим хочется выразить пожелание, чтобы в последующих изданиях рецензируемой книги были бы численные способы расчета многослойной изоляции.

В третьей главе анализируются различные системы криволинейных координат. Подробнее всего рассмотрены поля, образованные электродами, форма которых описывается с помощью уравнений поверхностей второго порядка (конические сечения). Не совсем ясно, почему в этот раздел включены плоские поля, уже анализированные ранее, такие, например, как поле коаксиального или эллиптического кабеля.

В этой же главе приводится интересное сравнение коэффициентов использования изоляции (по терминологии автора — коэффициент Швайгера) для плоских и плоскомеридианных полей. Согласно работам автора для конических сечений можно с достаточной для инженерных расчетов точностью считать, что $\eta_{пл. мерид} = \eta_{пл.}$. Этот вывод представляет несомненный интерес для практики. Отметим, что во всех случаях, когда это возможно, приведены вычисления коэффициентов использования. Здесь хочется заметить, что по нашим представлениям полезно наряду с коэффициентом использования вводить обратную ему величину — коэффициент неоднородности поля.

Решение некоторых задач вызывает возражения. В первую очередь это относится к расчету поля расщепленного провода линий электропередачи. Более точные результаты могут быть получены применением простого способа изображения в круге. Точный расчет поля расщепленного провода весьма важен при переходе к сверхвысоким напряжениям.

Аналогичное замечание может быть сделано и по отношению к расчету поля двух шаров. Применение метода многократных отображений, хотя и связано с громоздкими вычислениями, дает решение в более общем виде.

В заключение следует сказать, что несмотря на отдельные мелкие дефекты книга Г. Принца представляет несомненный интерес и знакомство с ней безусловно расширит кругозор любого инженера-высоковольтника.

Канд. техн. наук Е. С. Колечицкий



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. Чиликини, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в набор 15/IX 1970 г.
Формат бумаги 60×90¹/₈
Тираж 10998 экз.

Подписано к печати 29/X 1970 г.
Усл. печ. л. 12
Цена 80 коп.

Т-15167
Уч.-изд. л. 15,38
Зак. 1381

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

Б. Н. Абрамович, Ю. А. Бирюков, В. М. Вадатурский, В. И. Лагутин и И. А. Глебов — Система возбуждения синхронных машин с использованием преобразователей с двусторонней проводимостью	1	Д. В. Разевиг и М. В. Соколова — Начальные напряжения зажигания разряда в простейших газах и их смесях	66
А. А. Березовский, А. Н. Кравченко и Л. П. Нижник — Расчет электромагнитного поля и добавочных потерь в концевых частях турбогенераторов	6	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
В. Н. Неделку — Особенности преобразования энергии в реактивных синхронных двигателях	11	А. Л. Виленчук — Влияние материалов и чистоты поверхности коаксиальных электродов на электрическую прочность элегаза	70
В. С. Шаров и В. А. Нестерин — Годографы токов и напряжений индукторного двигателя в переходном режиме	15	Ч. М. Джуварлы, Е. В. Дмитриев и Э. М. Джафаров — Исследования перенапряжений на переключающем пункте при включении линии 500 кВ с учетом поверхностного эффекта в земле	72
Э. А. Толкачев — Схемы замещения синхронных машин	19	А. Л. Вайнер — Стеkanie тока с железобетонных подожников в плохопроводящих грунтах	74
А. И. Вольдек и Л. Ф. Лазаренко — Продольные краевые эффекты в линейных индукционных магнито-гидродинамических машинах	26	СООБЩЕНИЯ	
С. В. Страхов, В. А. Великовский и Я. И. Григорович — Динамика автономной системы электроснабжения с пневмомеханическим приводом постоянной скорости	31	А. Н. Тупиков, А. Л. Турубинер, В. М. Зинченко, Г. И. Лагин и А. И. Савин — Тиристорный релейный элемент следящей системы	78
В. П. Бычков и К. М. Вега — Компенсация внутренней обратной связи двигателя постоянного тока в системах электропривода с подчиненным регулированием	36	В. Б. Никулин — Автоматический контроль нарушения прочности подшипников качения центробежных насосов	79
В. С. Высочанский — Взаимокомпенсация энергии электромагнитных полей многофазной нагрузки	39	Б. А. Константинов, Г. З. Зайцев и А. А. Пиковский — Графо-аналитический метод оценки эффективности систем электроснабжения по режиму напряжения	80
В. С. Рашкес, М. О. Гальперина, С. М. Попов, Р. Кошталюк, А. Ивановский и А. Кмеч — Перенапряжения на реакторе и трансформаторе 500 кВ при коммутациях реактора выключателем ВВ-500	44	З. Г. Каганов и Е. М. Самойлов — Приближенные методы расчета волнового напряжения в нагруженной обмотке электрической машины	83
Р. И. Караев и Л. З. Шенкман — Классический метод расчета колебаний токов и напряжений при отключении длинной линии	50	И. И. Пеккер и Б. Б. Самсонов — Расчет втяжных электромагнитов без магнитопровода методом интегрирования по источникам поля	84
Б. Я. Гумановский, В. И. Плесков, С. И. Воропаев и А. А. Поскробко — Тиристорный источник реактивной мощности	55	Т. И. Шахтагинский — Разряд в неоднородном электрическом поле вдоль поверхности твердого диэлектрика в гелии при воздействии импульсного напряжения	86
М. В. Кузнецов — Схема замещения импульсной нагрузки и расчет стационарного процесса в цепи зарядного источника	60	ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА	87
К. А. Желтов — К теории импульсного трансформатора напряжения с сильной связью и незамкнутым ферромагнитным сердечником	63	ДИСКУССИИ	88
		ХРОНИКА	91
		БИБЛИОГРАФИЯ	93



CONTENTS

Synchronous Machine Excitation Systems Using Converters Conducting in Both Directions — B. N. Abramovitch, U. A. Biriukov, V. M. Vadaturski, V. I. Lagutin, I. A. Glebov	1	A Thyristor Reactive Power Source — B. J. Gumanovskii, V. I. Pleskov, S. I. Voropayev, A. A. Poskrobko	55
Calculating the Electromagnetic Field and Added Losses in the End Windings of Turbogenerators — A. A. Berezovskii, A. N. Kravchenko, L. P. Nidjnik	6	An Equivalent Circuit for an Impulse Load and Calculation of the Steadystate in the Circuit of a Source for Charging — M. V. Kuznetsov	60
Special Features of Energy Conversion in Reluctance Motors — V. N. Nedelku	11	On the Theory of a Peak Voltage Transformer with High Coupling and an Open Ferromagnetic Core — K. A. Djeltov	63
Generalized Current and Voltage Curves for an Inductor Motor During Transients — V. S. Sharov, V. A. Nesterin	15	Initial Discharge Voltages in Simple Gases and Their Mixtures — D. V. Razevig, M. V. Sokolova	66
Equivalent Circuits for Synchronous Machines — E. A. Tolkachev	19	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Longitudinal Boundary Effects in Linear Induction MHD Machines — A. I. Voldek, L. F. Lazarenko	26	How Materials and the Cleanliness of the Surface of Coaxial Electrodes Influence the Withstand Strength of Elegas — A. L. Vilenchuk	70
The Dynamics of an Independent Power Supply System with a Mechanical Pneumatic Constant Speed Drive — S. V. Strakhov, V. A. Velikovskii, J. I. Grigorovitch	31	A Study of Overvoltages at a Switching Substation When Closing in a 500 kV Line with Account Taken of the Skin Effect of the Ground — C. M. Djuvarli, E. V. Dmitriev, E. M. Djafarov	72
Compensation of Internal Feedback of a D. C. Motor in an Electric Drive System with Subordinated Regulation — V. P. Bichkov, K. M. Vega	36	Current Flow Through Reinforced Concrete Footings into Poorly Conducting Soils — A. L. Weiner	74
Mutual Energy Compensation of the Electromagnetic Fields of a Multiphase Load — V. S. Visochanski	39	REPORTS	78
Voltage Surges on a 500 kV Reactor and Transformer When Switching the Reactor with a Type vv-500 Breaker — V. S. Rashkes, M. O. Galperina, S. M. Popov, R. Koshtaliuk, A. Ivanovski, A. Kmetch	44	NOTES AND LETTERS	87
A Classical Method for Calculating Current and Voltage Transients When Opening a Long Line — R. I. Karaev, L. Z. Shenkman	50	DISCUSSION	88
		CHRONICLE	91
		BIBLIOGRAPHY	93



Система возбуждения синхронных машин с использованием преобразователей с двусторонней проводимостью

Абрамович Б. И., Бирюков Ю. А., Вадатурский В. М., Лагутин В. И., Глебов И. А.

«Электричество», 1970, № 11

Устройство управления вентилями преобразователя с двусторонней проводимостью, позволяющее обеспечить все основные режимы работы синхронной машины (пуск, ресинхронизация, гашение поля) и исключить разрядное сопротивление. Приводятся расчетные соотношения для максимальных значений обратного напряжения на вентильях в переходных режимах работы машины, приводится расчет эквивалентного разрядного сопротивления.

Определены условия устойчивой работы преобразователя в переходных режимах работы синхронной машины (пуск, ресинхронизация, гашение поля).

Произведена оценка погрешности, вносимой в определение условий устойчивости работы преобразователя, при неучете активного сопротивления обмоток трансформаторов, применяемых для возбуждения синхронных машин. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 8.

Расчет электромагнитного поля и добавочных потерь в массивных конструктивных деталях концевых частей турбогенераторов

Березовский А. А., Кравченко А. Н., Нижник Л. П.

«Электричество», 1970, № 11

При ряде допущений (турбогенератор заменяется развернутой в тангенциальном направлении моделью; токи лобовых частей обмоток статора и ротора заменяются эквивалентной системой сосредоточенных пространственно-периодических токов и др.) дается расчет касательных составляющих напряженности магнитного поля и добавочных потерь в нажимной плите, обшивке статора и торцовом щите турбогенераторов с учетом основных параметров, характеризующих конструкции лобовых частей обмоток, электромагнитную нагрузку машины, геометрические размеры и электромагнитные параметры конструктивных деталей концевых частей. Рассмотрен пример расчета касательных составляющих напряженности магнитного поля и потерь в конструктивных деталях концевой части турбогенератора мощностью 300 Мва. Илл. 4, библ. 17.

Особенности преобразования энергии в реактивных синхронных двигателях

Неделку В. И.

«Электричество», 1970, № 11

Рассматриваются некоторые особенности преобразования энергии в однофазном и трехфазном реактивных синхронных двигателях. Выводятся выражения для активной и реактивной мощности, потребляемой двигателем из сети без учета потерь.

Показывается, что преобразование энергии в однофазном реактивном двигателе без демпферных контуров на роторе связано со второй гармонической тока и что оно не могло бы происходить при синусоидальной форме кривой тока.

Подчеркивается, что этот вывод не распространяется на трехфазный реактивный двигатель, кривая тока которого при нагрузке синусоидальна. Илл. 8. Библ. 19.

Годографы токов и напряжения индукторного двигателя в переходном режиме

Шаров В. С., Нестерин В. А.

«Электричество», 1970, № 11

Получены и решены на АВМ дифференциальные уравнения асинхронных индукторных двигателей, работающих на зубцовых гармониках поля и имеющих емкости во вторичных контурах. Дано аналитическое решение дифференциальных уравнений двигателя при постоянной скорости вращения ротора. Это решение может быть использовано для расчетов переходных токов при пуске асинхронных индукторных двигателей. Илл. 1. Библ. 4.

Схемы замещения синхронных машин

Э. А. Толкачев

«Электричество», 1970, № 11

Дается обоснование предлагаемых схем замещения синхронных машин неявнополюсного и явнополюсного исполнений, позволяющих применять для расчетов синхронных реактивных машин существующие методы. Рассмотренный в статье метод анализа установившихся режимов электрических машин позволяет выявить основные сходные и отличительные черты асинхронных и синхронных машин. Проанализированы относительные характеристики синхронной неявнополюсной машины. Илл. 6. Библ. 14.

Продольные краевые эффекты в линейных индукционных МГД-машинах

Вольдек А. И., Лазаренко Л. Ф.

«Электричество», 1970, № 11

Рассмотрена идеализированная модель плоской индукционной машины с бесконечно длинными сердечниками, активной зоной конечной длины, с четным числом пар полюсов и заданной линейной нагрузкой первичной обмотки. Предусмотрены компенсационные элементы обмотки с различными токами на входе и выходе активной зоны.

Получены выражения для векторного потенциала электромагнитного поля в активной и концевых зонах машины. На основе этих выражений выведены соотношения для электромагнитных мощностей, сил и электрических потерь, обусловленных продольными краевыми эффектами.

Установлено, что возможна полная компенсация продольных краевых эффектов при наличии идеальных изоляционных перегородок в канале на входе и выходе активной зоны и при одинаковых токах компенсационных элементов на входе и выходе. Полученные в этом случае результаты действительны также в случае конечной длины сердечников. Табл. 1. Илл. 4. Библ. 11.

Исследование динамики автономной системы электроснабжения с пневмомеханическим приводом постоянной скорости

Страхов С. В., Великовский В. А., Григорович И. Я.

«Электричество», 1970, № 11

Рассмотрено математическое описание динамики автономной электросистемы переменного тока стабильной частоты с учетом действия регуляторов и нелинейных характеристик воздушной турбины. Описана программа решения полученных уравнений на ЦВМ и приведены некоторые результаты расчетов. Илл. 5. Библ. 8.

Компенсация внутренней обратной связи двигателя постоянного тока в системе электропривода с подчиненным регулированием

Бычков В. П., Вега К. М.

«Электричество», 1970, № 11

Рассмотрены вопросы построения систем управления двигателем постоянного тока с подчиненным регулированием с учетом внутренней естественной обратной связи по э. д. с. двигателя для случая, когда электрохимическая постоянная времени электропривода сопоставима с малой постоянной времени системы.

Предложено для улучшения качества переходных процессов регулирования скорости двигателя вводить в систему управления положительную обратную связь по э. д. с. двигателя.

Проанализированы различные способы включения этой обратной связи и приведены соответствующие передаточные функции. Илл. 5. Библ. 2.

Взаимокомпенсация энергии электромагнитных полей многофазной нагрузки

Высочанский В. С.

«Электричество», 1970, № 11

Поставлена задача управления потоками электромагнитной энергии между фазами многофазной нагрузки, питаемой от инвертора с целью исключения циркуляции энергии между источником питания и нагрузкой и повышения тем самым эффективности источника питания и линии передачи. Предлагаемое решение этой задачи состоит в том, что электромагнитная энергия, запасаемая полями нагрузки, не возвращается в сеть, а с помощью управляемых вентилей и диодов поочередно передается из фазы в фазу нагрузки. В результате этого осуществляется взаимокompенсация энергии полей фаз нагрузки, и поток энергии в сети становится однонаправленным.

Даны примеры и описание систем с полной взаимокompенсацией энергии фаз. Илл. 5. Библ. 4.

Перенапряжения на реакторе и трансформаторе 500 кВ при коммутациях реактора выключателем ВВ-500

Рашкес В. С., Гальперина М. О., Попов С. М., Кошталюк Р., Ивановский А., Кмеч А.

«Электричество», 1970, № 11

Рассмотрены перенапряжения, возникающие на выводах 500 и 119 кВ шунтирующего реактора 500 кВ при коммутациях его выключателем ВВ-500. При защите реактора разрядником РВМК-500 перенапряжения не достигают уровня изоляции реактора; выводы 119 кВ не требуются защищать разрядниками. Импульсные перенапряжения, возникающие при повторных пробоях межконтактного промежутка реакторного выключателя, безопасны для изоляции трансформаторов 500 кВ и не вызывают срабатываний трансформаторных разрядников РВМГ-500. Счетчики срабатывания вентильных разрядников РР-2 дают неполные и ненадежные сведения о фактической работе разрядников, в силу чего их показания не следует принимать во внимание при анализе аварий оборудования 500 кВ.

Приведены статистические данные по углам включения выключателя ВВ-500 и характеристика намагничивания опытной фазы реактора 500 кВ, являющегося прототипом реактора 750 кВ. Показана целесообразность использования устройства искровой форсировки реактора при его искровом подключении. Илл. 9. Библ. 14.

Классический метод расчета колебаний токов и напряжений при отключении длинной линии

Караев Р. А., Шенкман Л. З.

«Электричество», 1970, № 11

Переходные процессы в длинных линиях, обусловленные различного рода коммутациями, целесообразно исследовать с помощью метода, основанного на разложении токов и напряжений в линии на собственные колебания.

Указанный способ реализуется с помощью уравнения Лагранжа и обобщенных координат. Ранее этим методом исследовались переходные процессы, вызванные короткими замыканиями и включениями длинных линий. Этот же метод применен и для исследования переходных процессов при отключении длинных линий. Показано, что в этом случае необходимо в качестве основной расчетной величины принять магнитное потокоцепление, соответствующее напряжению на линии. Влияния активных потерь учитывается с помощью перехода к комплексной форме записи всех величин и соответственно комплексной форме уравнения Лагранжа. Переход к комплексным величинам потребовался лишь для вывода расчетных формул, а все конкретные вычисления производятся с действительными числами. Приводится пример расчета переходного процесса при отключении длинной компенсированной линии. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 9.

УДК 621.3.016.25.620.91

Тиристорный источник реактивной мощности

Гумановский Б. Я., Плесков В. И., Воропаев С. И., Поскробко А. А.

«Электричество», 1970, № 11

Рассмотрен бесконтактный статический тиристорный источник реактивной мощности, с помощью которого в системе электроснабжения возможно плавно автоматически поддерживать впрямь заданный уровень коэффициента мощности. Приводится анализ электромагнитных процессов в тиристорном источнике реактивной мощности, дается методика расчета отдельных элементов схемы. Приведены результаты исследований опытного образца мощностью 250 квар. Илл. 4. Библ. 5.

УДК 621.374

Схема замещения импульсной нагрузки и расчет стационарного процесса в цепи зарядного источника

Кузнецов М. В.

«Электричество», 1970, № 11

Рассматривается эквивалентная схема замещения импульсного приемника электроэнергии с емкостным накопителем, работающим в режиме периодического импульсного разряда и постоянной подзарядки. Показано, что в схеме замещения зарядное устройство через последовательно включенную емкость работает на сеть бесконечной мощности со ступенчатой формой напряжения.

На основе эквивалентной схемы замещения обосновано применение частотного метода исследования стационарных процессов в линейных зарядных устройствах, питающих импульсную нагрузку.

Получены в общем виде аналитические выражения зарядного тока и напряжения на зажимах линейной цепи с синусоидальным зарядным источником в стационарном режиме работы импульсного приемника. Илл. 1. Библ. 5.

УДК 621.314.235.001.24

К теории импульсного трансформатора напряжения с сильной связью и незамкнутым ферромагнитным сердечником

Желтов К. А.

«Электричество», 1970, № 11

Расчет импульсного трансформатора напряжения с незамкнутым ферромагнитным сердечником представляет собой довольно сложную задачу. Однако при условии сильной связи между обмотками расчет существенно упрощается, если рассматривать незамкнутый сердечник как ферромагнитный эллипсоид вращения, помещенный в однородное магнитное поле. В этом случае могут быть получены сравнительно простые формулы для определения основных характеристик импульсного трансформатора. Илл. 5. Библ. 6.

УДК 537.52.001.24

Начальные напряжения зажигания разряда в простейших газах и их смесях

Разевиг Д. В., Соколова М. В.

«Электричество», 1970, № 11

Показано, что зависимость первого коэффициента ионизации в смеси газов от напряженности электрического поля и давления газа может быть представлена суммой парабол с коэффициентами, связанными с физическими константами чистых газов. По этой зависимости и условию самостоятельности разряда выводятся уравнения зависимости начального напряжения зажигания разряда от давления газа и межэлектродного расстояния в однородном поле; структура уравнений соответствует наиболее часто применяемым эмпирическим формулам. Приводится сравнение расчетных и экспериментальных величин начальных напряжений для некоторых смесей простейших газов. Табл. 1. Илл. 6. Библ. 4.

УДК 621.315.618.9.015.51

Влияние материала и чистоты поверхности электродов на электрическую прочность в поле коаксиальных электродов

Виленчук А. Л.

«Электричество», 1970, № 11

Исследуется зависимость электрической прочности элегаза от материала и чистоты обработки электродов при отношении размеров электродов $D/d \approx 3$ при напряжении промышленной частоты. В качестве материала внутреннего электрода применялись латунь, сталь и алюминий. Наибольшая прочность достигалась при полированных латунных электродах, наименьшая — при алюминиевых; влияние материала внешнего электрода не было обнаружено. С увеличением диаметра внутреннего электрода влияние материала на электрическую прочность элегаза уменьшается. Получены эмпирические формулы для определения электрической прочности элегаза при применении различных материалов для внутреннего электрода. Илл. 3. Библ. 7.

УДК 621.315.1.015.38.001.24

Исследования перенапряжений на переключающем пункте при включении линии 500 кв с учетом поверхностного эффекта в земле

Джуварлы Ч. М., Дмитриев Е. В., Джафаров Э. М.

«Электричество», 1970, № 11

С помощью численных методов решения исследуется электропередача 500 кв, в которой, как показал опыт эксплуатации, при плановых включениях одной из цепей с реактором в конце на параллельной ей цепи ВЛ, находящейся под нагрузкой, срабатывают искровые промежутки реакторов. Установлено, что во время указанной коммутации на параллельной цепи могут возникнуть перенапряжения, способные привести к срабатыванию искровых промежутков реакторов с уставкой $1,5 U_{ф.н.}$ Илл. 4. Библ. 3.

УДК 621.316.999

Стекание тока с железобетонных подножников в плохопроводящих грунтах

Вайнер А. Л.

«Электричество», 1970, № 11

На основании опытов, выполненных на фундаментных элементах опор — подножниках, установленных в песчаном грунте, показано, что и в этих условиях ($\rho \approx 10^3 \text{ ом} \cdot \text{м}$) возникает капиллярный подсос влаги к бетонным гралям подножников, в результате чего подножники делаются естественными заземлителями.

Предлагается учитывать их проводимость растекания. В ряде случаев представляется возможным не применять искусственные заземлители. Табл. 4. Илл. 6. Библ. 3.

ОТКРЫТА ПОДПИСКА

на журналы издательства «ЭНЕРГИЯ» на 1971 г.

«ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 91-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 9 р. 60 к.

на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«ТЕПЛОЭНЕРГЕТИКА»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 18-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 9 р. 60 к.

на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТАНЦИИ»

Производственно-технический журнал Орган
Министерства энергетики и электрификации
СССР и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 42-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 9 р. 60 к.

на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«СВЕТОТЕХНИКА»

Научно-технический и производственный
журнал Орган Министерства
электротехнической промышленности СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 17-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 3 р. 60 к.

на 6 мес. — 1 р. 80 к.

Цена одного номера 30 коп.

«ЭНЕРГЕТИК»

Производственно-массовый журнал
Министерства энергетики и электрификации
СССР и Центрального комитета профсоюза
рабочих электростанций
и электротехнической промышленности

Год издания 20-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 2 р. 40 к.

на 6 мес. — 1 р. 20 к.

Цена одного номера 20 коп.

«ЭЛЕКТРОТЕХНИКА»

Научно-технический журнал Министерства
электротехнической промышленности СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 42-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 8 р. 40 к.

на 6 мес. — 4 р. 20 к.

Цена одного номера 70 коп.

«ЭНЕРГОХОЗЯЙСТВО ЗА РУБЕЖОМ»

(Приложение к журналу
«Электрические станции»)

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР и Центрального
правления Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 16-й 6 номеров в год

Подписная цена:

на год — 2 р. 40 к.

на 6 мес. — 1 р. 20 к.

Цена одного номера 40 коп.

«ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭНЕРГЕТИКА»

Производственно-технический журнал Орган
Министерства энергетики и электрификации
СССР и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 26-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 4 р. 80 к.

на 6 мес. — 2 р. 40 к.

Цена одного номера 40 коп.

«ГИДРОТЕХНИЧЕСКОЕ СТРОИТЕЛЬСТВО»

Научно-технический и производственный
журнал Министерства энергетики
и электрификации СССР и Центрального
правления Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 41-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 7 р. 20 к.

на 6 мес. — 3 р. 60 к.

Цена одного номера 60 коп.

ПРОИЗВЕСТИ ПОДПИСКУ НА ЖУРНАЛЫ МОЖНО У ОБЩЕСТВЕННЫХ РАСПРОСТРАНИТЕЛЕЙ ПЕЧАТИ В ПУНКТАХ ПОДПИСКИ «СОЮЗПЕЧАТЬ» ПО МЕСТУ РАБОТЫ И УЧЕБЫ, В АГЕНТСТВАХ СОЮЗПЕЧАТИ, А ТАКЖЕ НА ЛЮБОМ ПОЧТАМТЕ И В ОТДЕЛЕНИИ СВЯЗИ.