

Применение метода наведенных потенциалов при расчете сложных заземлителей в неоднородных грунтах

Доктор техн. наук, проф. Л. Е. ЭБИН и кандидат техн. наук А. И. ЯКОБС

Москва

При решении задачи о стационарном электрическом поле токов или (электростатическом поле) металлического стержневого элемента, расположенного в однородной среде, обычно принимается, что элемент имеет идеализированную форму эллипсоида вращения [Л. 1]. Эта форма позволяет наиболее просто получить решение при применении естественной системы координат. Как известно, эквипотенциальные поверхности в этом случае образуют семейство конфокальных эллипсоидов вращения, принимаемых за семейство поверхностей естественной координаты v . Поверхности естественной координаты v имеют форму конфокальных гиперболоидов вращения (рис. 1). Уравнение Лапласа в естественных координатах одномерное и легко решается с учетом обычных граничных условий задачи Дирихле. Важной особенностью элемента в виде эллипсоида вращения, расположенного в однородном пространстве с постоянной удельной проводимостью γ , является постоянство линейной плотности тока σ вдоль его большой оси. При других формах элементов, в частности при цилиндрической, постоянство σ не имеет места.

Развитие теории стационарных электрических полей токов в грунтах с неоднородными электрическими параметрами привело к формулированию принципа соответствия полей, позволившего решить ряд сложных задач о электрических полях и сопротивлениях заземлителей, находящихся в грунте с γ , изменяющейся в функции от естественных координат [Л. 2]. Особый интерес представляет случай, когда заземлитель в форме вытянутого эллипсоида вращения, опирающегося малой осью на поверхность земли, расположен в грунте с удельной проводимостью γ , изменяющейся в функции естественной координаты v ; т. е. вдоль эквипотенциальной линии и постоянной вдоль линии вектора плотности тока (идеализированная картина функционального изменения γ по глубине грунта). Легко показать

(см. приложение), что при этом σ оказывается прямо пропорциональной удельной проводимости, т. е.

$$\sigma = V\gamma(v). \quad (1)$$

В частном случае, когда заземлитель расположен в идеализированном двухслойном грунте (рис. 2). σ_1 и σ_2 в пределах каждого слоя постоянны и относятся друг к другу, как проводимости слоев:

$$\sigma_1 : \sigma_2 = \gamma_1 : \gamma_2. \quad (2)$$

Анализ электрического поля заземлителя в форме вытянутого эллипсоида вращения, расположенного в грунте с $\gamma = \gamma(u)$, показывает, что так же, как и при $\gamma = \text{пост.}$ линейная плотность тока $\sigma = \text{пост.}$

На основании изложенного устанавливаем, что заземлитель в форме вытянутого эллипсоида вращения, находящийся в грунте с $\gamma = \gamma(v)$, $\gamma = \gamma(u)$, $\gamma = \text{пост.}$, а также $\gamma = \gamma_1(v) \cdot \gamma_2(u)$ обладает замечательным свойством, заключающимся в том, что при замене заземлителя линией, соединяющей фокусы, и сохранении закона изменения σ (в функции координаты v) картина электрического поля не изменится. Это свойство, как будет показано в дальнейшем, имеет очень большое значение при расчете с использованием метода наведенных потенциалов сложных (многоэлементных) заземлителей.

Электрическое поле и сопротивление сложного заземлителя определяются, как известно, краевой задачей, состоящей из уравнения, выражающего принцип непрерывности электрического тока (3) и граничных условий (4) и (5):

$$\text{div } \gamma \text{ grad } \varphi = 0; \quad (3)$$

$$\varphi(S) = \varphi_0 = \text{пост.}; \quad (4)$$

$$\varphi = \frac{1}{r} \rightarrow 0 \text{ при } r \rightarrow \infty, \quad (5)$$

где S — поверхность сложного заземлителя;
 r — расстояние от сложного заземлителя до данной точки пространства.

ли, длина которых во много раз превосходит линейные размеры их поперечных сечений, расположены в грунте с $\gamma = \text{пост.}$ или в многослойном грунте с γ постоянной в пределах каждого слоя, то приближенное определение их электрического поля и сопротивления может быть выполнено с требуемой для практических расчетов точностью методом наведенных потенциалов. Этот метод является достаточно общим и, как будет показано ниже, охватывает в качестве частного случая так называемый метод средних потенциалов [Л. 10]. Некоторые соображения о применении метода наведенных потенциалов при расчете собственных сопротивлений элементарных заземлителей в двухслойных грунтах были изложены в [Л. 3]. Однако до сих пор методы наведенных и средних потенциалов не имели достаточного теоретического обоснования.

Метод наведенных потенциалов основан на предположении, что элементарный заземлитель и создаваемое им в непосредственной близости от его поверхности электрическое поле обладают осевой симметрией. Элементарный заземлитель заменяют его осью симметрии и подбирают такое распределение линейной плотности тока σ , при котором одна из эквипотенциальных поверхностей совпадает с поверхностью, которую ранее образовывал заземлитель. В соответствии с теоремой единственности в этом случае электрические поля, создаваемые элементарным заземлителем и его осью симметрии, одинаковы.

Рассмотрим применение метода наведенных потенциалов при расчете взаимных сопротивлений элементов сложных заземлителей, расположенных в двухслойных грунтах с поверхностями раздела между слоями, параллельными поверхности земли (в пределах каждого слоя удельные сопротивления ρ постоянны). На рис. 3 представлены два элемента сложного заземлителя, пересекающие в общем случае поверхность раздела между слоями. Обозначим символами f_1 и f_2 функции, характеризующие неравномерность распределения σ_1 и σ_2 вдоль осей симметрии соответствующих элементарных заземлителей:

$$\sigma_1 = \frac{I_1}{l_1} f_1; \quad (11)$$

$$\sigma_2 = \frac{I_2}{l_2} f_2. \quad (11a)$$

Найдем потенциалы φ_{A1} и φ_{B1} , наведенные в точках A и B током, стекающим с первого элемента, и взаимные сопротивления α_{A1} и α_{B1} :

$$\varphi_{A1} = \frac{\rho_1}{4\pi} \int_{l_1} \sigma_1 \psi_{A1} dl_1 = \frac{\rho_1 I_1}{4\pi l_1} \int_{l_1} f_1 \psi_{A1} dl_1; \quad (12)$$

$$\alpha_{A1} = \frac{\rho_1}{4\pi l_1} \int_{l_1} f_1 \psi_{A1} dl_1; \quad (13)$$

$$\varphi_{B1} = \frac{\rho_2}{4\pi} \int_{l_1} \sigma_1 \psi_{B1} dl_1 = \frac{\rho_2 I_1}{4\pi l_1} \int_{l_1} f_1 \psi_{B1} dl_1; \quad (12a)$$

$$\alpha_{B1} = \frac{\rho_2}{4\pi l_1} \int_{l_1} f_1 \psi_{B1} dl_1, \quad (13a)$$

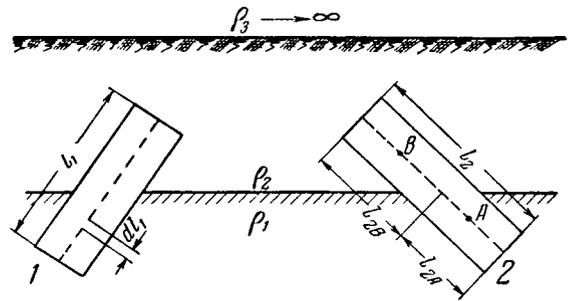


Рис. 3. К определению взаимного сопротивления между двумя элементами сложного заземлителя, расположенного в двухслойном грунте.

где ψ_{A1} и ψ_{B1} — функции, характеризующие пропорциональность между током $\sigma_1 dl_1$, стекающим с dl_1 , и наводимым им потенциалом соответственно в точках A и B . Функции ψ_{A1} и ψ_{B1} зависят от координат элемента оси dl_1 , от координат соответственно точек A и B , от расстояния поверхности земли до границы раздела между слоями и от соотношения удельных сопротивлений слоев ρ_1 и ρ_2 .

Используя формулы (13), (13a) и принцип взаимности ($\alpha_{jh} = \alpha_{hj}$), находим выражение для потенциала, наводимого на первом элементе токами, стекающими с участков l_{2A} и l_{2B} оси второго элемента, и затем алгоритм для взаимного сопротивления:

$$\alpha_{12} = \frac{\varphi_{12}}{I_2} = \frac{\rho_1}{4\pi l_1 l_2} \left[\int_{l_{2A}} f_2 \left(\int_{l_1} f_1 \psi_{A1} dl_1 \right) dl_2 + \frac{\rho_2}{\rho_1} \int_{l_{2B}} f_2 \left(\int_{l_1} f_1 \psi_{B1} dl_1 \right) dl_2 \right]. \quad (14)$$

Аналогично может быть найдено взаимное сопротивление двух элементов сложного заземлителя, расположенного в трехслойном грунте, и т. д. В частном случае пространства с $\rho = \text{пост.}$ функции $\psi_{A1} = \psi_{B1} = 1/r$ и выражение (14) принимает вид:

$$\alpha_{12} = \frac{\rho}{4\pi l_1 l_2} = \int_{l_2} f_2 \left(\int_{l_1} \frac{f_1 dl_1}{r} \right) dl_2. \quad (15)$$

В соответствии с методом средних потенциалов σ каждого элемента сложного заземлителя принимается постоянной, т. е. такой же, как у заземлителей, имеющих форму эллипсоида вращения и расположенных в пространстве с $\rho = \text{пост.}$ При этом $f_1 = f_2 = 1$ и выражение (15) упрощается, переходя в известное выражение для взаимных сопротивлений по методу „среднего потенциала“:

$$\alpha'_{12} = \frac{\rho}{4\pi l_1 l_2} \int_{l_2} \int_{l_1} \frac{dl_2 dl_1}{r}. \quad (16)$$

Относительная погрешность при определении взаимных сопротивлений (а также собственных) по методу средних потенциалов увеличивается при увеличении неравномерности в распределении линейных плотностей токов, стекающих с обоих элементов, и легко может быть оценена.

Практическое использование метода наведенных потенциалов для расчета взаимных и собственных

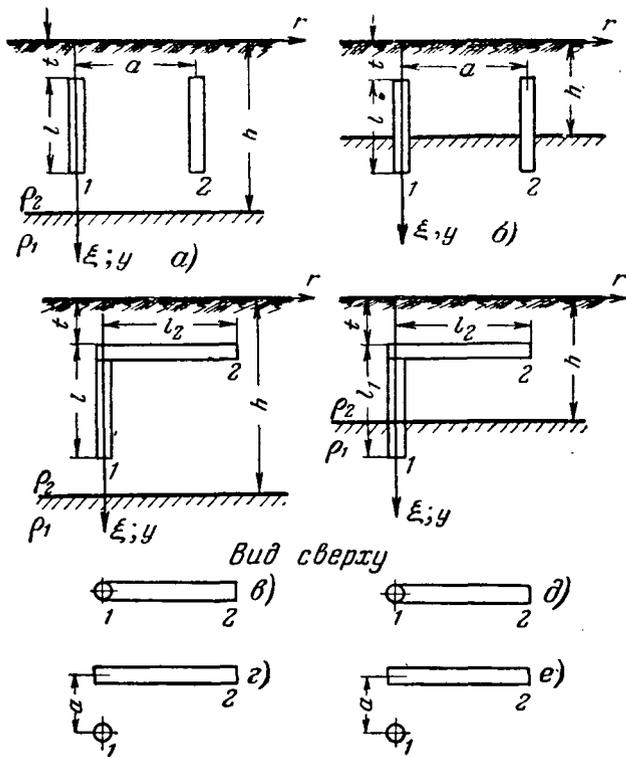


Рис. 4. Сочетания вертикальных и горизонтальных элементов, расположенных в двухслойном грунте.

сопротивлений элементов сложных заземлителей в двух- и многослойных грунтах, как это будет видно из дальнейшего, связано с очень большим объемом вычислительной работы. Все вычисления безусловно должны выполняться с помощью электронных цифровых вычислительных машин.

Применим метод наведенных потенциалов для составления алгоритмов, определяющих взаимные сопротивления некоторых часто встречающихся сочетаний элементов сложных заземлителей, расположенных в двухслойных грунтах (рис. 4 и 5).

Стержневые вертикальные элементы (рис. 4, б) пересекают поверхность раздела между слоями. Поэтому линейные плотности тока в первом и втором слоях различны. Учитывая, что линейные размеры поперечного сечения вертикальных элементов во много раз меньше их длины, в соответствии с вышеизложенным принимаем в первом приближении распределение σ вдоль оси элементов прямо пропорциональным γ слоев. Поместим начало цилиндрической системы координат $(r, \xi$ или $y)$ на границе второго слоя с атмосферой так, чтобы ось ξ (y) совпадала с осью первого элемента.

Тогда в соответствии с формулой (2) получим:

$$f_1(\xi) = f_2(y) = \left\{ \begin{array}{l} S_1 = \frac{l}{l+t-h + \frac{\rho_1}{\rho_2}(h-t)} \text{ при } y \text{ (или } \xi) \geq h; \\ S_2 = \frac{\rho_1}{\rho_2} S_1 \text{ при } y \text{ (или } \xi) < h. \end{array} \right. \quad (17)$$

Символами ξ, y обозначены соответственно координаты точек оси первого и второго элементов.

Функции ψ_{A1} и ψ_{B1} могут быть найдены из решения краевой задачи электрического поля точечного источника тока, расположенного в двухслойном проводящем полупространстве с границей раздела между слоями параллельной поверхности земли и постоянными удельными сопротивлениями в пределах каждого слоя [Л. 3 и 11]:

$$\psi_{A1}(r, y, \xi) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\sqrt{r^2 + (y-\xi)^2}} - \frac{k_{21}}{\sqrt{r^2 + (y-2h+\xi)^2}} + \\ + (1-k_{21}^2) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{k_{21}^n}{\sqrt{r^2 + (y+2nh+\xi)^2}} \\ \text{при } y \geq h; \xi \geq h; \\ (1-k_{21}) \sum_{n=0}^{\infty} k_{21}^n \left[\frac{1}{\sqrt{r^2 + (y+2nh-\xi)^2}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (y+2nh+\xi)^2}} \right] \\ \text{при } y \geq h; \xi \leq h; \end{array} \right. \quad (18)$$

$$\psi_{B1}(r, y, \xi) = \left\{ \begin{array}{l} (1+k_{21}) \sum_{n=0}^{\infty} k_{21}^n \left[\frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nh+y+\xi)^2}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nh-y+\xi)^2}} \right] \\ \text{при } y \leq h; \xi \geq h; \\ \frac{1}{\sqrt{r^2 + (y-\xi)^2}} + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (y+\xi)^2}} + \\ + \sum_{n=1}^{\infty} k_{21}^n \left[\frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nh+y-\xi)^2}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nh+y+\xi)^2}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nh-y+\xi)^2}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nh-y-\xi)^2}} \right] \\ \text{при } y \leq h; \xi \leq h, \end{array} \right. \quad (19)$$

где

$$k_{21} = \frac{\rho_1 - \rho_2}{\rho_1 + \rho_2}.$$

Используя (17) — (19) и учитывая (14), составляем алгоритм для α_{12} двух вертикальных элементов (рис. 4, б):

$$\alpha_{12} = \frac{\rho_1 S_1}{4\pi l^2} \left[\int_h^{t+l} dy \int_t^{t+l} f_1(\xi) \psi_{A1}(a, y, \xi) d\xi + \int_t^h dy \int_t^{t+l} f_1(\xi) \psi_{B1}(a, y, \xi) d\xi \right]. \quad (20)$$

Составим алгоритм для определения α_{12} в случае, когда горизонтальный элемент лежит во втором слое, а вертикальный пересекает границу между слоями (рис. 4, б). Примем распределение σ первого элемента таким же, как в предыдущем случае (формула 2), а для второго элемента — постоянным ($f=1$). Учитывая, что $l_{2A}=0$, в соответствии с формулой (14) находим:

$$\alpha_{12} = \frac{\rho_2}{4\pi l_1 l_2} \int_0^{l_2} dr \int_t^{t+l_1} f_1(\xi) \psi_{B1}(r, t, \xi) d\xi. \quad (21)$$

На рис. 5, а изображены горизонтальные параллельные между собой полосовые элементы, расположенные во втором слое. Совмещаем начало цилиндрической системы координат с поверхностью земли так, чтобы нормальная к поверхности земли ось y проходила через ось симметрии первого элемента. Принимая $f_1=f_2=1$ и учитывая, что $l_{2A}=0$, а $y=\xi=t$, находим:

$$\alpha_{12} = \frac{\rho_2}{4\pi l^2} \int_0^l dx \int_0^l \psi_{B1}(x, \lambda, t) d\lambda, \quad (22)$$

где $\psi_{B1}(x, \lambda, t)$ получается из (19) заменой y и ξ на t , а r^2 на $a^2 + (x - \lambda)^2$.

Алгоритм для определения α_{12} горизонтальных элементов, пересекающихся под прямым углом и расположенных во втором слое (рис. 5, б), при допущении, что $f_1=f_2=1$:

$$\alpha_{12} = \frac{\rho_2}{4\pi l_1 l_2} \int_0^{l_2} dx \int_0^{l_1} \psi_{B1}(x, \lambda, t) d\lambda, \quad (23)$$

где $\psi_{B1}(x, \lambda, t)$ находится из (19) заменой y и ξ на t , а r^2 на $x^2 + \lambda^2$.

После выполнения необходимых математических операций (все приведенные выше интегралы берутся) выражения для взаимных сопротивлений элементов оказываются состоящими из двух частей. Одна часть не зависит от коэффициента k_{21} и определяет взаимное сопротивление, которое элементы имели бы в грунте с однородным удельным сопротивлением; другая зависит от величины k_{21} , содержит бесконечные абсолютно сходящиеся ряды и является своеобразным «алгебраическим дополнением», учитывающим влияние на величину взаимного сопротивления неоднородности ρ по глубине грунта. Заметим, что величина «алгебраического дополнения» при прочих равных условиях зависит от знака коэффициента k_{21} . При $k_{21} > 0$ (подстилающий слой имеет ρ большее, чем верхний слой) все члены ряда положительны. При $k_{21} < 0$ (ρ подстилающего слоя меньше, чем у верхнего слоя) — ряд знакопеременный и «алгебраическое дополнение» отрицательно. Поэтому при одном и том же абсолютном значении коэффициентов k_{21} и при прочих равных условиях относительные значения α_{12} (за базовую принимается величина α_{12} в однородном грунте с $\rho = \rho_2$) при $k_{21} > 0$ больше, а при $k_{21} < 0$ меньше, чем в однородном грунте (рис. 6).

Для характеристики влияния взаимного экранирования элементов на величину сопротивления

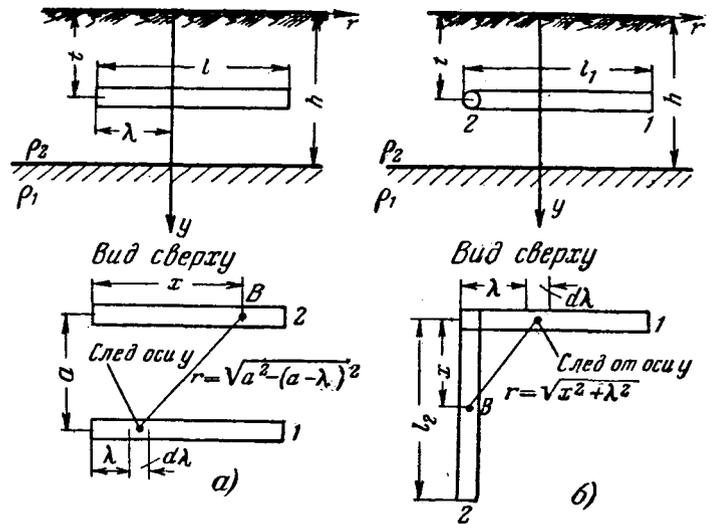


Рис. 5. Сочетания горизонтальных элементов, расположенных в двухслойном грунте.

сложных заземлителей в проектной практике широко применяются так называемые коэффициенты использования η , равные отношению проводимости сложного заземлителя к сумме проводимостей всех его отдельно взятых элементов. Неоднородность ρ по глубине грунта оказывает заметное влияние на величину η , особенно при значительном количестве элементов. На рис. 7 показана зависимость η от числа элементов n при различных k_{21} для ряда вертикальных стержней, расположенных один от другого на расстоянии $a=3l$. Как следует из графиков, для $n=50$ η при $k_{21}=0,8$ почти в 2 раза меньше, чем при $k_{21}=0$ (при $k_{21}=-0,8$ на 30% больше). Полученные расчетным путем результаты хорошо согласуются с экспериментальными данными, приведенными в [Л.6].

В настоящее время в ВИЭСХ разработаны программы, выполнены расчеты на ЭЦВМ и для проектных организаций составляются подробные трехзначные таблицы собственных и взаимных

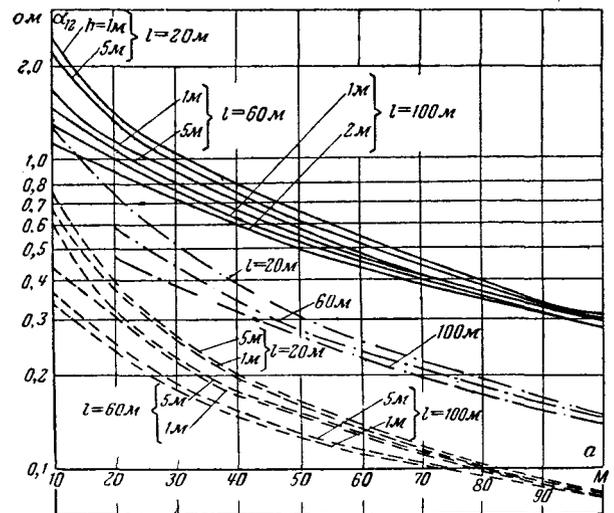


Рис. 6. α_{12} горизонтальных параллельных элементов при $t=0,75$ м.
— $k_{21}=0,333$; — — — $k_{21}=0,000$; - - - $k_{21}=-0,333$.

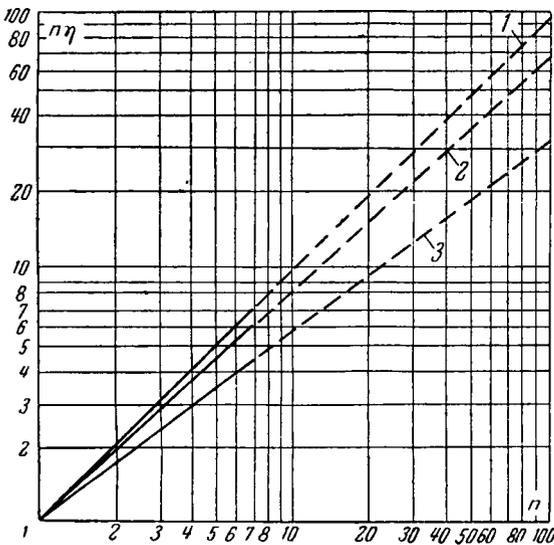


Рис. 7. $\eta = f(n)$ вертикальных элементов с $l=2,5$ м и $d=5$ см.
1 — $k_{21} = -0,8$; 2 — $k_{21} = 0$; 3 — $k_{21} = 0,8$.

сопротивлений элементов сложных заземлителей, расположенных в земле с двухслойной структурой удельного сопротивления (в пределах слоя ρ постоянно).

Выводы. 1. Идеализированный металлический стержневой элемент в форме эллипсоида вращения, расположенный в среде с удельной проводимостью, изменяющейся в функции естественной координаты v , имеет линейную плотность тока, пропорциональную удельной проводимости. В однородной среде линейная плотность тока постоянна вдоль оси вращения эллипсоида.

2. Основой применения метода наведенных потенциалов являются законы изменения линейной плотности тока вдоль осей элементов сложных заземлителей.

3. Метод наведенных потенциалов при принятых законах изменения линейной плотности тока позволяет решить задачу расчета сложных заземлителей в многослойных грунтах.

Приложение. Найдем линейную плотность тока σ заземлителя, имеющего форму эллипсоида вращения, расположенного в пространстве с γ , изменяющейся вдоль эквипотенциальной поверхности и остающейся постоянной вдоль поверхностей тока. Применяем в качестве естественных эллиптические ортогональные координаты u, v, w [Л. 1]. По определению

$$\sigma = \frac{dI}{dz}, \quad (\text{П.1})$$

где

$$dI = \delta \bar{d}s = \left(\frac{\gamma(v)}{U} \frac{d\varphi}{du} \right) 2\pi \rho V dv.$$

Находим связь между естественными и цилиндрическими (ρ, z) координатами, а также коэффициенты Ламэ U и V :

$$\rho = \frac{1}{l_0} \sqrt{(u^2 - l_0^2)(l_0^2 - v^2)}, \quad (\text{П.2})$$

$$v = \frac{l_0}{u_0} z = cz; \quad (\text{П.3})$$

$$U = \sqrt{\frac{u^2 - v^2}{u^2 - l_0^2}}; \quad (\text{П.4})$$

$$V = \sqrt{\frac{u^2 - v^2}{l_0^2 - v^2}}, \quad (\text{П.5})$$

где l_0 — половина фокусного расстояния.

В соответствии с [Л. 1]:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial u} = \frac{A}{u^2 - l_0^2}. \quad (\text{П.6})$$

Подставим (П.2) — (П.6) в (П.1)

$$dI = \frac{\gamma(v)}{l_0} 2\pi A c dz = B\gamma(v) dz \text{ и } \sigma = \frac{dI}{dz} = B\gamma(v). \quad (\text{П.7})$$

При $\gamma = \text{пост.}$, $\sigma = \text{пост.}$; при $\gamma_1 = \text{пост.}$, $\neq \gamma_2 = \text{пост.}$, $\sigma_1 : \sigma_2 = \gamma_1 : \gamma_2$. Равенство (П.7) показывает, что σ изменяется в функции от v . Когда v изменяется от 0 до $\pm l_0$, z изменяется от 0 до $\pm u_0$. Если эллипсоид вращения заменить линией, соединяющей его фокусы, которую можно трактовать как предельный случай эллипсоида, то $\sigma(v) = \sigma(z)$ и поле не изменится.

Литература

1. Оллендорф Ф., Токи в земле, ГНТИ, 1932.
2. Эбин Л. Е. и Якобс А. И., Расчет заземлений в грунтах с неоднородными электрическими параметрами, «Электричество», 1961, № 4.
3. Бургсдорф В. В., Расчеты заземлений в неоднородных грунтах, «Электричество», 1954, № 1.
4. Михайлов Д. И., О поправочных коэффициентах при измерениях сопротивлений заземляющих устройств, Изв. высших учебных заведений, «Энергетик», 1958, № 12.
5. Якобс А. И., Расчет годового хода удельного сопротивления почво-грунта и сопротивления заземлителя, «Электричество», 1962, № 6.
6. Беляков А. П., Основания для проектирования заземлений электрических установок, ГОНТИ НКТП, 1938.
7. Вайнер А. Л., Заземления, ОНТИ НКТП, 1938.
8. Воробьев В. И., Применение электростатической аналогии к расчету сложных заземлителей, «Электричество», 1934, № 14.
9. Ослон А. Б., Расчет некоторых видов сложных заземлителей, «Электричество», 1958, № 4.
10. Ослон А. Б., О методе средних потенциалов, Научные доклады высшей школы, «Энергетика», 1959, № 2.
11. Дахнов В. Н., Электрическая разведка постоянным током, метод сопротивлений, ч. 1, Гос. научно-техн. нефтяное изд-во, 1933.

[14.1.1963]



Расчет сложных заземлителей в неоднородных грунтах

Доктор техн. наук, проф. В. В. БУРГСДОРФ и инж. О. В. ВОЛКОВА

Москва

Задача расчета основных типов заземлителей — вертикальных электродов в виде труб и стержней и горизонтальных заземлителей из полос или круглого железа — была решена для наиболее важной практической системы двух слоев с различной электропроводностью [Л. 1].

Анализ поля вертикальных заземлителей в грунте, проводимость которого меняется как функция координат, позволил получить формулы для их расчета при изменении проводимости с глубиной [Л. 2].

Важно то, что влияние неоднородности грунта на сопротивление растекания заземлителя непосредственно зависит от его конструкции и геометрических размеров. Их правильный выбор позволяет облегчить и удешевить заземлитель. Обычно для обеспечения требуемого сопротивления заземлители выполняют в виде системы из вертикальных и горизонтальных электродов. Поэтому надо оценить, как влияет неоднородность грунтов на работу заземлителей сложной конфигурации.

Обычно для таких расчетов вводятся коэффициенты использования отдельных элементов заземляющей системы, учитывающие их взаимное влияние (экранирование). Коэффициенты использования для однородного грунта хорошо известны [Л. 3 и 4]. Рассмотрим как влияет на них неоднородность применительно к двухслойной системе.

При высоком удельном сопротивлении верхнего слоя электрический ток устремляется вниз и потенциал, наведенный в соседних заземлителях, снижается. В результате коэффициент использования возрастает.

При высоком удельном сопротивлении нижнего слоя картина меняется: большая доля тока распространяется в верхнем слое и потенциал, наведенный в соседних заземлителях, возрастает.

Для определения коэффициентов использования заземлителей в неоднородных грунтах целесообразно пользоваться известным методом Хоу, полагая наведенный потенциал равным своему среднему значению:

$$\varphi_c = \frac{S_0^l \varphi(l) dl}{l}, \quad (1)$$

коэффициент использования:

$$\eta = \frac{1}{1 + \varphi_c}, \quad (2)$$

где φ_c — средний потенциал в относительных единицах¹;

$\varphi(l)$ — потенциал в различных точках заземлителя;

l — длина рассматриваемого заземлителя.

Сначала этот способ был проверен для однородного грунта; результаты расчетов коэффициентов использования сложных заземлителей точно совпали с измерениями, проведенными на моде-

лях [Л. 3]. Кривые $\varphi(l)$ как в однородном, так и неоднородном грунтах имели плавный характер.

На рис. 1 приведены кривые зависимостей значений среднего потенциала на вертикальном электроде, наведенного от соседнего электрода тех же размеров, от коэффициентов неоднородности грунтов $k = \frac{S_2 - S_1}{S_1 + S_2}$ для трех расстояний между электродами и различных соотношений между длиной стержня и толщиной верхнего слоя h .

На рис. 2 и 3 приведены кривые для наведенных потенциалов в зависимости от относительного расстояния между электродами $\left(\frac{a}{l}\right)$.

Формулы для определения потенциала электрического поля в верхнем и нижнем слоях были получены в соответствии с рекомендациями, изложенными в [Л. 1]; расчетные формулы приведены в приложении.

Для сравнения на рис. 2 и 3 нанесены значения среднего потенциала для однородного грунта.

Как видно из этих кривых, влияние неоднородности на наводимый потенциал существенно, его величина может в несколько раз отличаться от значения для однородного грунта, особенно при значительной разнице в удельных сопротивлениях слоев ρ_1 и ρ_2 .

Неоднородность оказывает особенно большое влияние, если середина заземлителя совпадает с поверхностью раздела слоев. При иных положениях электрода к поверхности раздела влияние неоднородности грунта уменьшается. Физически результат этот вполне закономерен.

Полученные кривые позволяют определить наводимые потенциалы при различной степени неоднородности для разных соотношений между длиной заземлителя и толщиной верхнего слоя грунта и любых расположений электрода путем суммирования наводимых потенциалов каждого из заземлителей в отдельности.

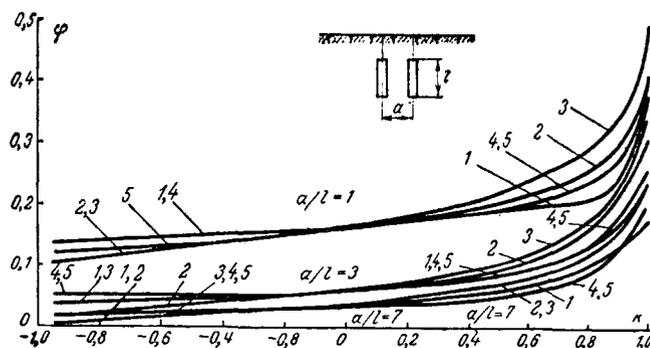


Рис. 1. Кривые зависимостей наведенного потенциала от коэффициента неоднородности.

$$1 - \frac{l}{h} = 0,25; \quad 2 - \frac{l}{h} = 0,5; \quad 3 - \frac{l}{h} = 2; \quad 4 - \frac{l}{h} = 4.$$

¹ За базисный принят потенциал электрода.

Для характеристики практических соотношений в табл. 1 приведены значения коэффициентов использования заземлителей для характерных на практике условий их работы.

Исследования показали, что коэффициенты использования являются функцией коэффициента неоднородности, соотношения между длиной электрода и толщиной слоя грунта, относительного расстояния между электродами и их количества, т. е.

$$\eta = f\left(k, \frac{l}{h}, \frac{a}{l}, m\right). \quad (3)$$

В то же время само расположение электродов не играет решающей роли, например, коэффициенты использования при размещении электродов по контуру или в ряд практически совпадают. Очевидно, большинство остальных сочетаний будет занимать некоторое промежуточное положение между двумя указанными крайними, и полученные коэффициенты использования могут быть применены для расчета ряда иных встречающихся на практике расположений заземлителей.

Таким образом, полученные коэффициенты использования имеют универсальный характер.

Анализ данных, приведенных в табл. 1, показывает, что влияние неоднородности существенно возрастает по мере увеличения количества заземляющих электродов. Например, при двух электродах изменение знака коэффициента неоднородности приводит к небольшому изменению коэффициента использования, который в дальнейшем при $\rho_1 > \rho_2$ не меняется при возрастании проводимости подстилающего грун-

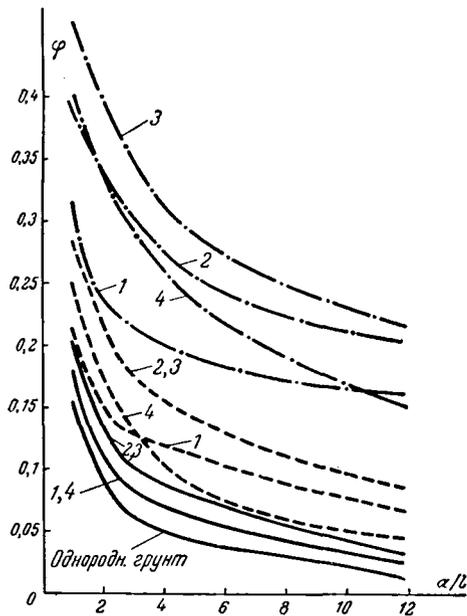


Рис. 2. Кривые зависимостей наведенного потенциала от расстояния между вертикальными электродами.

$$1 - \frac{l}{h} = 0,25; 2 - \frac{l}{h} = 0,5; 3 - \frac{l}{h} = 2; 4 - \frac{l}{h} = 4.$$

Условные обозначения:

$$\text{—} \frac{S_1}{S_2} = \frac{1}{3}, k = 0,5; \text{---} \frac{S_1}{S_2} = \frac{1}{10}, k = 0,818; \text{-} \cdot \text{-} \frac{S_1}{S_2} = \frac{1}{100}, k = 0,98.$$

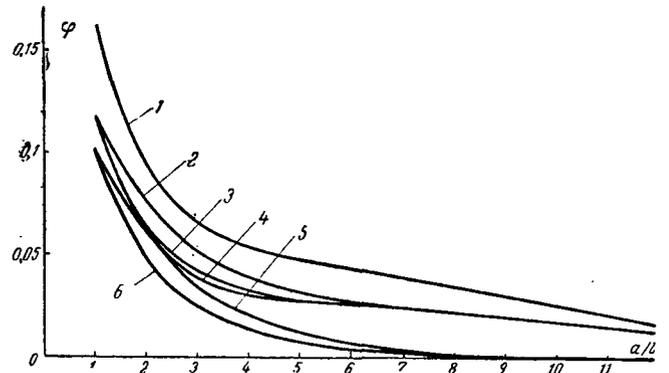


Рис. 3. Кривые зависимостей наведенного потенциала от расстояния между вертикальными электродами.

$$1 - \text{однородный грунт}; 2 - \frac{l}{h} = 2-5; k = -0,5, \frac{l}{h} = 4-5 \text{ при } k = - (0,8-0,98); 3 - \frac{l}{h} = 2, k = - (0,8-0,98); 4 - \frac{l}{h_i} = 0,5, k = -0,5; 5 - \frac{l}{h} = 0,25, k = - (0,5-0,98); 6 - \frac{l}{h} = 0,5, k = - (0,8-0,98).$$

та. При большом количестве заземляющих электродов изменение соотношения ρ_1/ρ_2 существенно влияет на коэффициент использования. Этот результат обусловлен большой зоной растекания токов при заземлителях значительных размеров, в силу чего влияние подстилающего грунта оказывается очень существенным. Характерно, что при хорошей проводимости верхнего слоя влияние коэффициента неоднородности хорошо выявляется, в то время как при более высокой проводимости нижнего слоя влияние изменения коэффициента неоднородности выражено слабее (при $\rho_1/\rho_2 \geq 3$ оно сказывается только в ограниченном числе случаев, а при $\rho_1/\rho_2 > 10$ вообще отсутствует).

Такие соотношения наиболее распространены на практике, поэтому на приведенные величины и следует ориентироваться при расчете сложных заземлителей. Очень важно, что коэффициенты использования заземлителей в рассматриваемом случае заметно выше, чем в однородном грунте, в силу чего заземлители могут быть выполнены более экономичными, чем при обычных расчетах, исходивших из предположения однородности грунта.

Для полосовых заземлителей в виде многолучевых звезд, контуров, Н-образных схем и т. п. расчет может быть выполнен по имеющимся формулам для однородного грунта. При этом надо пользоваться значением действующего удельного сопротивления, определенного с учетом различного сопротивления слоев. Такой метод допустим, поскольку было установлено, что влияние взаимозранирования частей контура друг на друга мало сказывается на действующем удельном сопротивлении. Практически оно получается одинаковым для вытянутой полосы и образованного из нее контура [Л. 1].

Основным вопросом расчета для полосовых заземлителей является их совместная работа с вертикальными электродами.

С этой целью необходимо определить потенциалы, наведенные на полосы от забитых в грунт вертикальных заземлителей (или наоборот).

Таблица 1

Коэффициенты использования трубчатых заземлителей

| ρ_1/ρ_2 | k | l/h | | 0,25 | | | 0,5 | | | 2 | | | 4-5 | | |
|-----------------|---------------|-------|-------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| | | m | a/l | 1 | 2 | 3 | 1 | 2 | 3 | 1 | 2 | 3 | 1 | 2 | 3 |
| $\frac{1}{100}$ | +0,98 | 2 | | 0,77 | 0,80 | 0,83 | 0,72 | 0,75 | 0,77 | 0,69 | 0,72 | 0,75 | 0,71 | 0,75 | 0,77 |
| | | 3 | | 0,62 | 0,71 | 0,73 | 0,57 | 0,61 | 0,63 | 0,62 | 0,56 | 0,59 | 0,54 | 0,59 | 0,63 |
| | | 6 | | 0,42 | 0,48 | 0,51 | 0,36 | 0,40 | 0,42 | 0,32 | 0,36 | 0,39 | 0,34 | 0,40 | 0,44 |
| | | 12 | | 0,28 | 0,31 | 0,33 | 0,23 | 0,25 | 0,28 | 0,20 | 0,23 | 0,27 | 0,23 | 0,26 | 0,30 |
| $\frac{1}{10}$ | +0,82 | 2 | | 0,83 | 0,87 | 0,89 | 0,79 | 0,81 | 0,84 | 0,79 | 0,81 | 0,84 | 0,80 | 0,84 | 0,89 |
| | | 3 | | 0,72 | 0,76 | 0,80 | 0,64 | 0,72 | 0,77 | 0,64 | 0,72 | 0,77 | 0,67 | 0,75 | 0,80 |
| | | 6 | | 0,52 | 0,56 | 0,64 | 0,45 | 0,52 | 0,56 | 0,45 | 0,52 | 0,56 | 0,49 | 0,59 | 0,69 |
| | | 12 | | 0,39 | 0,46 | 0,51 | 0,32 | 0,38 | 0,44 | 0,32 | 0,38 | 0,44 | 0,37 | 0,46 | 0,50 |
| $\frac{1}{3}$ | +0,5 | 2 | | 0,85 | 0,91 | 0,96 | 0,83 | 0,89 | 0,91 | 0,83 | 0,89 | 0,91 | 0,85 | 0,91 | 0,96 |
| | | 3 | | 0,75 | 0,81 | 0,86 | 0,72 | 0,79 | 0,84 | 0,72 | 0,79 | 0,84 | 0,75 | 0,81 | 0,86 |
| | | 6 | | 0,58 | 0,71 | 0,79 | 0,55 | 0,69 | 0,75 | 0,55 | 0,69 | 0,75 | 0,55 | 0,72 | 0,79 |
| | | 12 | | 0,47 | 0,58 | 0,66 | 0,43 | 0,53 | 0,61 | 0,43 | 0,53 | 0,61 | 0,47 | 0,58 | 0,66 |
| 3 | -0,5 | 2 | | 0,88 | 0,95 | 0,97 | 0,88 | 0,95 | 0,97 | 0,88 | 0,93 | 0,95 | 0,88 | 0,93 | 0,95 |
| | | 3 | | 0,79 | 0,89 | 0,93 | 0,79 | 0,89 | 0,93 | 0,79 | 0,88 | 0,91 | 0,79 | 0,88 | 0,91 |
| | | 6 | | 0,68 | 0,82 | 0,87 | 0,70 | 0,83 | 0,88 | 0,66 | 0,80 | 0,85 | 0,66 | 0,80 | 0,85 |
| | | 12 | | 0,60 | 0,78 | 0,90 | 0,60 | 0,76 | 0,84 | 0,58 | 0,72 | 0,80 | 0,57 | 0,72 | 0,80 |
| 10-100 | -0,82 ÷ -0,98 | 2 | | 0,88 | 0,95 | 0,97 | 0,91 | 0,96 | 0,98 | 0,91 | 0,95 | 0,97 | 0,88 | 0,93 | 0,95 |
| | | 3 | | 0,79 | 0,89 | 0,93 | 0,84 | 0,91 | 0,94 | 0,84 | 0,89 | 0,92 | 0,79 | 0,88 | 0,91 |
| | | 6 | | 0,68 | 0,82 | 0,91 | 0,74 | 0,88 | 0,92 | 0,72 | 0,84 | 0,88 | 0,66 | 0,80 | 0,85 |
| | | 12 | | 0,60 | 0,78 | 0,90 | 0,70 | 0,86 | 0,90 | 0,63 | 0,75 | 0,84 | 0,57 | 0,72 | 0,80 |

Здесь также может быть применен метод среднего потенциала, если рассматривать отрезок полосы между двумя вертикальными заземляющими электродами. Проверка показала допустимость применения такого метода, поскольку значительное отклонение наведенного потенциала от среднего наблюдается только в непосредственной близости от

вертикального электрода. Однако с этим можно не считаться, так как здесь растекание тока будет определяться вертикальным электродом.

Для количественной характеристики коэффициентов использования между системой вертикальных электродов и полосами в таблицах 2 и 3 приведены соответствующие величины.

Таблица 2

Коэффициенты использования соединительной полосы ряда трубчатых заземлителей

| ρ_1/ρ_2 | k | l/h | | 0,25 | | | 0,5 | | | 2 | | | 4-5 | | |
|-----------------|---------------|-------|-------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| | | m | a/l | 1 | 2 | 3 | 1 | 2 | 3 | 1 | 2 | 3 | 1 | 2 | 3 |
| $\frac{1}{100}$ | +0,98 | 2 | | 0,48 | 0,57 | 0,61 | 0,46 | 0,53 | 0,57 | 0,40 | 0,48 | 0,51 | 0,44 | 0,51 | 0,56 |
| | | 4 | | 0,38 | 0,44 | 0,55 | 0,35 | 0,40 | 0,44 | 0,31 | 0,36 | 0,49 | 0,33 | 0,39 | 0,42 |
| | | 8 | | 0,30 | 0,40 | 0,45 | 0,32 | 0,32 | 0,36 | 0,23 | 0,26 | 0,32 | 0,25 | 0,32 | 0,36 |
| $\frac{1}{10}$ | +0,82 | 2 | | 0,52 | 0,62 | 0,65 | 0,52 | 0,58 | 0,63 | 0,52 | 0,58 | 0,63 | 0,53 | 0,63 | 0,66 |
| | | 4 | | 0,44 | 0,54 | 0,59 | 0,39 | 0,47 | 0,56 | 0,39 | 0,47 | 0,56 | 0,43 | 0,52 | 0,58 |
| | | 8 | | 0,37 | 0,46 | 0,54 | 0,33 | 0,42 | 0,47 | 0,33 | 0,42 | 0,47 | 0,37 | 0,46 | 0,54 |
| $\frac{1}{3}$ | +0,5 | 2 | | 0,59 | 0,68 | 0,72 | 0,55 | 0,66 | 0,70 | 0,55 | 0,66 | 0,70 | 0,59 | 0,68 | 0,72 |
| | | 4 | | 0,50 | 0,59 | 0,66 | 0,48 | 0,66 | 0,52 | 0,48 | 0,56 | 0,62 | 0,50 | 0,59 | 0,66 |
| | | 8 | | 0,46 | 0,56 | 0,64 | 0,42 | 0,52 | 0,59 | 0,42 | 0,52 | 0,59 | 0,46 | 0,56 | 0,64 |
| 3 | -0,5 | 2 | | 0,61 | 0,70 | 0,75 | 0,61 | 0,70 | 0,75 | 0,61 | 0,70 | 0,75 | 0,61 | 0,70 | 0,75 |
| | | 4 | | 0,55 | 0,68 | 0,73 | 0,55 | 0,68 | 0,73 | 0,55 | 0,66 | 0,72 | 0,55 | 0,66 | 0,72 |
| | | 8 | | 0,52 | 0,63 | 0,70 | 0,52 | 0,63 | 0,63 | 0,70 | 0,62 | 0,68 | 0,52 | 0,52 | 0,68 |
| 10-100 | -0,82 ÷ -0,98 | 2 | | 0,61 | 0,70 | 0,75 | 0,64 | 0,74 | 0,78 | 0,54 | 0,74 | 0,78 | 0,61 | 0,70 | 0,75 |
| | | 4 | | 0,55 | 0,68 | 0,73 | 0,60 | 0,71 | 0,74 | 0,60 | 0,71 | 0,74 | 0,55 | 0,66 | 0,72 |
| | | 8 | | 0,52 | 0,64 | 0,70 | 0,57 | 0,68 | 0,71 | 0,55 | 0,68 | 0,71 | 0,52 | 0,62 | 0,68 |

Таблица 3

Коэффициенты использования соединительной полосы контура трубчатых заземлителей

| $\frac{\rho_1}{\rho_2}$ | k | l/h | | 0,25 | | | 0,5 | | | 2 | | | 4-5 | | |
|-------------------------|---------------|-------|-------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| | | m | a/l | 1 | 2 | 3 | 1 | 2 | 3 | 1 | 2 | 3 | 1 | 2 | 3 |
| $\frac{1}{100}$ | +0,98 | 3 | | 0,40 | 0,49 | 0,54 | 0,37 | 0,45 | 0,47 | 0,35 | 0,42 | 0,43 | 0,36 | 0,43 | 0,46 |
| | | 6 | | 0,30 | 0,36 | 0,41 | 0,27 | 0,32 | 0,37 | 0,25 | 0,29 | 0,31 | 0,26 | 0,30 | 0,35 |
| | | 12 | | 0,21 | 0,25 | 0,27 | 0,19 | 0,22 | 0,23 | 0,16 | 0,20 | 0,21 | 0,17 | 0,22 | 0,24 |
| $\frac{1}{10}$ | +0,818 | 3 | | 0,46 | 0,52 | 0,60 | 0,42 | 0,50 | 0,55 | 0,42 | 0,50 | 0,55 | 0,44 | 0,52 | 0,60 |
| | | 6 | | 0,36 | 0,47 | 0,49 | 0,32 | 0,40 | 0,44 | 0,32 | 0,40 | 0,44 | 0,34 | 0,44 | 0,49 |
| | | 12 | | 0,30 | 0,35 | 0,41 | 0,25 | 0,31 | 0,38 | 0,25 | 0,31 | 0,38 | 0,28 | 0,35 | 0,42 |
| $\frac{1}{3}$ | +0,5 | 3 | | 0,47 | 0,57 | 0,65 | 0,45 | 0,56 | 0,63 | 0,45 | 0,56 | 0,63 | 0,47 | 0,57 | 0,65 |
| | | 6 | | 0,38 | 0,48 | 0,58 | 0,37 | 0,48 | 0,52 | 0,37 | 0,46 | 0,52 | 0,38 | 0,48 | 0,58 |
| | | 12 | | 0,31 | 0,38 | 0,45 | 0,31 | 0,36 | 0,43 | 0,31 | 0,36 | 0,43 | 0,31 | 0,38 | 0,45 |
| 3 | -0,5 | 3 | | 0,52 | 0,62 | 0,78 | 0,51 | 0,62 | 0,78 | 0,52 | 0,62 | 0,78 | 0,52 | 0,62 | 0,78 |
| | | 6 | | 0,43 | 0,56 | 0,70 | 0,43 | 0,56 | 0,70 | 0,43 | 0,56 | 0,66 | 0,43 | 0,56 | 0,66 |
| | | 12 | | 0,38 | 0,45 | 0,60 | 0,38 | 0,48 | 0,60 | 0,38 | 0,45 | 0,55 | 0,38 | 0,46 | 0,55 |
| 10-100 | -0,82 ÷ -0,98 | 3 | | 0,52 | 0,62 | 0,78 | 0,55 | 0,64 | 0,78 | 0,55 | 0,64 | 0,78 | 0,52 | 0,62 | 0,78 |
| | | 6 | | 0,43 | 0,56 | 0,70 | 0,45 | 0,58 | 0,72 | 0,45 | 0,57 | 0,70 | 0,43 | 0,56 | 0,66 |
| | | 12 | | 0,38 | 0,43 | 0,60 | 0,41 | 0,48 | 0,61 | 0,41 | 0,48 | 0,60 | 0,40 | 0,45 | 0,55 |

Рассмотренные выше общие закономерности о влиянии неоднородности на коэффициенты взаимокранирования справедливы и в данном случае.

Для случая $\rho_1/\rho_2 > 1$ практически можно пользоваться одним значением для данного числа вертикальных электродов и относительного расстояния между ними. При $\rho_1/\rho_2 < 1$ коэффициенты использования падают и их учет следует производить более точно, поскольку роль полос, расположенных в хорошо проводящем слое грунта, приобретает большое значение.

Самый расчет производится по следующей формуле:

$$R_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_B} + \frac{\eta}{R_H}}, \quad (4)$$

где R_3 — сопротивление растекания сложного заземлителя, образованного из вертикальных электродов, соединенных с помощью полос;

R_B — сопротивление растекания системы вертикальных электродов;

R_H — сопротивление растекания системы полос;
 η — коэффициент использования, учитывающий взаимодействие вертикальных и горизонтальных частей заземляющей системы.

Вывод. Полученные коэффициенты использования для отдельных частей заземлителей позволяют рассчитать сложные заземляющие системы и выбрать их рациональную конфигурацию с учетом неоднородного строения грунта по глубине.

Приложение. Определение потенциалов заземлителей в неоднородном грунте. В основу расчета положена методика, приведенная в [Л. 1]. Заменяем поле заземлителя полем заряженной линии, длина которой равна длине рассматриваемого электрода.

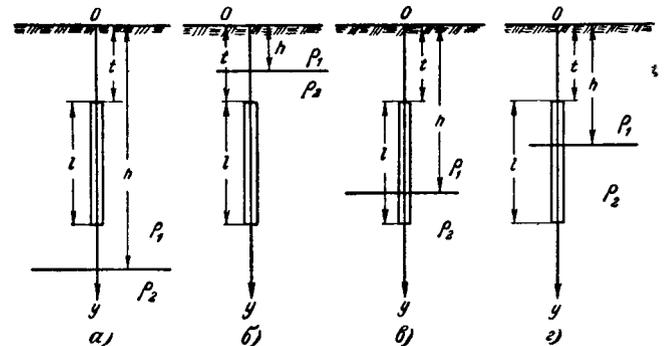


Рис. 4. Вертикальные заземлители.

Линейная плотность тока принимается одинаковой, если заряженная линия располагается в пределах одного грунта, т. е.

$$j = \frac{I}{l}.$$

Если заряженная линия пересекает поверхность раздела грунтов, то плотности тока в каждом слое принимаются обратно пропорциональными их удельным сопротивлениям

$$\frac{j_1}{j_2} = \frac{\rho_2}{\rho_1} = \frac{1+k}{1-k} \quad (5)$$

и

$$I = j_1 l_1 + j_2 l_2, \quad (6)$$

где l_1 и l_2 — отрезки заряженной линии.

Пользуясь выражениями для потенциала поля точечного источника jdl в неоднородной среде [Л. 1] и интегрируя эти значения в пределах длины электрода, получим в цилиндрической системе координат, полагая их начало в точке 0:

для вертикального электрода в верхнем грунте (рис. 4, а)

$$\varphi_1 = \frac{I \rho_1}{4\pi l} \left\{ \ln \frac{y+t+l + \sqrt{r^2 + (y+t+l)^2}}{y-t-l + \sqrt{r^2 + (y-t-l)^2}} \times \right. \\ \left. \times \frac{y-t + \sqrt{r^2 + (y-t)^2}}{y+t + \sqrt{r^2 + (y+t)^2}} + \right.$$

$$\begin{aligned}
 & + \sum_{n=1}^{\infty} k^n \ln \frac{y + 2nh + l + t + \sqrt{r^2 + (y + 2nh + l + t)^2}}{y - 2nh - l - t + \sqrt{r^2 + (y - 2nh - l - t)^2}} \times \\
 & \times \frac{y - 2nh + l + t + \sqrt{r^2 + (y - 2nh + l + t)^2}}{y + 2nh - l - t + \sqrt{r^2 + (y + 2nh - l - t)^2}} \times \\
 & \times \frac{y - 2nh - t + \sqrt{r^2 + (y - 2nh - t)^2}}{y + 2nh + t + \sqrt{r^2 + (y + 2nh + t)^2}} \times \\
 & \times \left. \frac{y + 2nh - t + \sqrt{r^2 + (y + 2nh - t)^2}}{y - 2nh + t + \sqrt{r^2 + (y - 2nh + t)^2}} \right\}; \quad (7)
 \end{aligned}$$

для вертикального электрода в нижнем грунте (рис. 4, б)

$$\begin{aligned}
 \varphi_a = & \frac{I\rho_1}{4\pi l} \left\{ \ln \frac{y - t + \sqrt{r^2 + (y - t)^2}}{y + t + \sqrt{r^2 + (y + t)^2}} \frac{y + l + t + \sqrt{r^2 + (y + l + t)^2}}{y - l - t + \sqrt{r^2 + (y - l - t)^2}} + \right. \\
 & + \sum_{n=1}^{\infty} k^n \ln \frac{y + 2nh + l + t + \sqrt{r^2 + (y + 2nh + l + t)^2}}{y + 2nh + t + \sqrt{r^2 + (y + 2nh + t)^2}} \times \\
 & \times \left. \frac{y + 2(n - 2)h + t + \sqrt{r^2 + [y + 2(n - 2)h + t]^2}}{y + 2(n - 2)h + l + t + \sqrt{r^2 + [y + 2(n - 2)h + l + t]^2}} \right\}; \quad (8)
 \end{aligned}$$

для вертикального электрода, пересекающего поверхность раздела сред (рис. 4, в и г), потенциал в верхнем слое:

$$\begin{aligned}
 \varphi_1 = & \frac{I\rho_1}{4\pi l} \alpha' \left\{ \ln \frac{y + l + t + \sqrt{r^2 + (y + l + t)^2}}{y - l - t + \sqrt{r^2 + (y - l - t)^2}} \times \right. \\
 & \times \frac{y - t + \sqrt{r^2 + (y - t)^2}}{y + t + \sqrt{r^2 + (y + t)^2}} + \\
 & + \sum_{n=1}^{\infty} k^n \ln \frac{y + 2nh + l + t + \sqrt{r^2 + (y + 2nh + l + t)^2}}{y - 2nh - l - t + \sqrt{r^2 + (y - 2nh - l - t)^2}} \times \\
 & \times \frac{y - 2nh - t + \sqrt{r^2 + (y - 2nh - t)^2}}{y + 2nh + t + \sqrt{r^2 + (y + 2nh + t)^2}} \times \\
 & \times \frac{y + 2nh - t + \sqrt{r^2 + (y + 2nh - t)^2}}{y - 2nh + t + \sqrt{r^2 + (y - 2nh + t)^2}} \times \\
 & \times \left. \frac{y + 2(n - 1)h + l + t + \sqrt{r^2 + [y + 2(n - 1)h + l + t]^2}}{y - 2(n - 1)h - l - t + \sqrt{r^2 + [y - 2(n - 1)h - l - t]^2}} \right\}; \quad (9)
 \end{aligned}$$

потенциал в нижнем слое

$$\begin{aligned}
 \varphi_2 = & \frac{I\rho_1}{4\pi l} \alpha' \left\{ \ln \frac{y + l + t + \sqrt{r^2 + (y + l + t)^2}}{y - l - t + \sqrt{r^2 + (y - l - t)^2}} \times \right. \\
 & \times \frac{y - t + \sqrt{r^2 + (y - t)^2}}{y + t + \sqrt{r^2 + (y + t)^2}} + \\
 & + \sum_{n=1}^{\infty} k^n \ln \frac{y - 2nh - t + \sqrt{r^2 + (y - 2nh - t)^2}}{y + 2nh + t + \sqrt{r^2 + (y + 2nh + t)^2}} \times \\
 & \times \frac{y + 2nh + l + t + \sqrt{r^2 + (y + 2nh + l + t)^2}}{y + 2(n - 2)h + l + t + \sqrt{r^2 + [y + 2(n - 2)h + l + t]^2}} \times \\
 & \times \left. \frac{y + 2(n - 1)h - t + \sqrt{r^2 + [y + 2(n - 1)h - t]^2}}{y + 2(n - 1)h + t + \sqrt{r^2 + [y + 2(n - 1)h + t]^2}} \right\}. \quad (10)
 \end{aligned}$$

В этих формулах начало координат совмещено с поверхностью грунта, а ось y совпадает с заряженной линией, r — радиус цилиндрической системы координат. Ввиду осевой симметрии поля введение третьего параметра (угла) в расчеты не требуется.

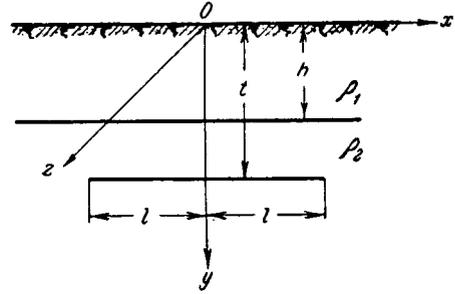
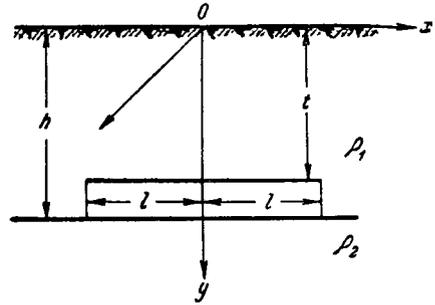


Рис. 5. Горизонтальные заземлители.

Для полосовых заземлителей целесообразно применить ортогональную систему координат (рис. 5).

Пользуясь изложенным выше методом, получим потенциал в верхнем грунте:

$$\begin{aligned}
 \varphi_1 = & \frac{I\rho_1}{8\pi l} \left\{ \ln \frac{x + l + \sqrt{(x + l)^2 + y^2 + z^2}}{x - l + \sqrt{(x - l)^2 + y^2 + z^2}} \times \right. \\
 & \times \frac{x + l + \sqrt{(x + l)^2 + (y + 2t)^2 + z^2}}{x - l + \sqrt{(x - l)^2 + (y + 2t)^2 + z^2}} + \\
 & + \sum_{n=1}^{\infty} k^n \ln \frac{x + l + \sqrt{(x + l)^2 + (y - 2nh)^2 + z^2}}{x - l + \sqrt{(x - l)^2 + (y - 2nh)^2 + z^2}} \times \\
 & \times \frac{x + l + \sqrt{(x + l)^2 + [y + 2(t + nh)]^2 + z^2}}{x - l + \sqrt{(x - l)^2 + [y + 2(t + nh)]^2 + z^2}} \times \\
 & \times \frac{x + l + \sqrt{(x + l)^2 + (y + 2nh)^2 + z^2}}{x - l + \sqrt{(x - l)^2 + (y + 2nh)^2 + z^2}} \times \\
 & \times \left. \frac{x + l + \sqrt{(x + l)^2 + [y - 2(nh - t)]^2 + z^2}}{x - l + \sqrt{(x - l)^2 + [y - 2(nh - t)]^2 + z^2}} \right\}; \quad (11)
 \end{aligned}$$

то же в нижнем грунте:

$$\begin{aligned}
 \varphi_2 = & \frac{I\rho_2}{8\pi l} \left\{ \ln \frac{x + l + \sqrt{(x + l)^2 + y^2 + z^2}}{x - l + \sqrt{(x - l)^2 + y^2 + z^2}} \times \right. \\
 & \times \frac{x + l + \sqrt{(x + l)^2 + (y + 2t)^2 + z^2}}{x - l + \sqrt{(x - l)^2 + (y + 2t)^2 + z^2}} + \\
 & + \sum_{n=1}^{\infty} k^n \ln \frac{x + l + \sqrt{(x + l)^2 + [y + 2(nh + t)]^2 + z^2}}{x - l + \sqrt{(x - l)^2 + [y + 2(nh + t)]^2 + z^2}} \times \\
 & \times \left. \frac{x - l + \sqrt{(x - l)^2 + [y + 2(nh - 2h + t)]^2 + z^2}}{x + l + \sqrt{(x + l)^2 + [y + 2(nh - 2h + t)]^2 + z^2}} \right\}. \quad (12)
 \end{aligned}$$

Литература

1. Бургсдорф В. В., Расчет заземлений в неоднородных грунтах, «Электричество», 1954, № 1.
2. Эбин Л. Е. и Якобс А. И., Расчет заземлений в грунтах с неоднородными электрическими параметрами, «Электричество», 1961, № 4.
3. Беляков А. П., Основания для проектирования заземлений электрических установок, ГОНТИ НКТП, 1938.
4. Вайнер А. Л., Заземления, ОНТИ НКТП, 1938.

Влияние сопротивлений трансформаторов 6—10/0,38—0,22 кВ на токораспределение в городских замкнутых электрических сетях

Кандидат техн. наук А. А. ГЛАЗУНОВ и инж. Ю. А. ФОКИН

Московский энергетический институт

В расчетах токораспределения сложнозамкнутых городских электрических сетей с использованием статических моделей постоянного или переменного токов, а также при некоторых методах расчета на цифровых вычислительных машинах [Л. 3] возникает вопрос учета или неучета сопротивлений трансформаторов.

Этот вопрос, а также выяснение целесообразного способа учета сопротивления трансформаторов и линий напряжением до 1000 в в расчетах токораспределения замкнутых городских электрических сетей в настоящее время представляет особый интерес в связи с проектированием и сооружением сложнозамкнутых сетей в ряде городов СССР.

Указания о необходимости и целесообразных способах учета сопротивлений трансформаторов в ранее изданной литературе достаточно разноречивы. Например, в [Л. 1] рекомендуется во всех расчетах учитывать сопротивления трансформаторов и вводить их в схему замещения модулем полного или арифметической суммой активного и реактивного сопротивлений трансформаторов. Кабельные линии рекомендуется учитывать их активными сопротивлениями.

В [Л. 2] рекомендуется в общем случае рассчитывать замкнутые сети напряжением до 1000 в без учета сопротивлений трансформаторов, а при необходимости учета трансформаторов учитывать только примыкающие к рассчитываемому участку.

Модули полных сопротивлений заменяются параллельно включенными сопротивлениями, соотношение значений которых обратно пропорционально мощностям, оттекающим от данного трансформатора по линиям напряжением до 1000 в. При этом определение нагрузок этих линий производится без учета влияния сопротивлений трансформаторов. Расщепление сопротивлений трансформаторов на параллельные ветви производится без учета загрузки трансформаторов, что вносит определенную погрешность, как это будет показано ниже.

В прочих отечественных изданиях по расчетам городских замкнутых электрических сетей напряжением до 1000 в, как правило, повторяются рекомендации [Л. 1 или 2].

Основные положения и предпосылки исследования способа учета сопротивлений трансформаторов и линий напряжением до 1000 в. Исследование производится для простейшей замкнутой сети, состоящей из двух трансформаторов $T1$ и $T2$ и линий $L1$ — $L2$ напряжением до 1000 в, по которой питается нагрузка \dot{I} (рис. 1). От шин напряжением до 1000 в трансформаторов питаются и иные линии.

Как показало предварительное исследование, погрешности от неучета действительных статических характеристик нагрузок не превышают 3—4% от истинных значений токов в самых неблагоприятных реально встречающихся случаях. Поэтому токи нагрузок принимались независимыми от рабочих

напряжений в точках подключения нагрузок, а также имеющими одни и те же фазные углы.

Трансформаторы $T1$ и $T2$ нагружены соответственно токами \dot{I}_{T1} и \dot{I}_{T2} . По линиям $L1$ и $L2$ протекают токи \dot{I}_1 и \dot{I}_2 . Токи, оттекающие от трансформаторов $T1$ и $T2$ по иным линиям напряжением до 1000 в, соответственно равны $\dot{I}_{T1} - \dot{I}_1$ и $\dot{I}_{T2} - \dot{I}_2$.

Возможность упрощения сложнозамкнутой сети и замены ее для анализа простейшей замкнутой сетью доказана в [Л. 1]. На шинах высшего напряжения трансформаторов принимаются равенство напряжений по величине и совпадение их по фазе. Дополнительные исследования показали приемлемость такого допущения из-за малых величин падений напряжения в распределительных сетях 6—10 кВ между соседними трансформаторными подстанциями. Токораспределение в изображенной на рис. 1 замкнутой сети напряжением до 1000 в при ее расчете с учетом сопротивлений трансформаторов зависит от:

соотношения напряжений на шинах до 1000 в трансформаторов; при равенстве напряжений на первичной стороне трансформаторов уровни напряжений на шинах до 1000 в зависят от падений напряжения в сопротивлениях трансформаторов;

соотношения сопротивлений $\frac{z_{n1}}{z_{n2}}$.

Влияние уровней напряжения на шинах напряжением до 1000 в трансформаторных подстанций (ТП) на токораспределение в замкнутой сети исследуется при подключении нагрузки в точке, соответствующей соотношению $\frac{z_{n1}}{z_{n2}} = 1$.

Падения напряжения в сопротивлениях трансформаторов

$$\dot{e}_{T1} = \dot{I}_{T1} z_{T1};$$

$$\dot{e}_{T2} = \dot{I}_{T2} z_{T2}.$$

Для учета влияния нагрузок других линий, отходящих от (ТП) на токораспределение, в рассматриваемой замкнутой линии сопротивления каждого из трансформаторов заменяются двумя параллельными. Условием преобразования является равенство падений напряжения в каждом из трансформаторов в отдельности, введенных в схему замещения сопротивлением z'_{T1} , z'_{T2} , по которым протекают токи соответственно \dot{I}_{T1} , \dot{I}_{T2} (рис. 1, б) и в трансформаторах, введенных в схему замещения расщепленными сопротивлениями z''_{T1} , z''_{T2} (рис. 1, в).

Приближенные значения токов по линиям $L1$ и $L2$ без учета сопротивлений трансформаторов:

$$\dot{I}_1 = \dot{I} \frac{z_{n2}}{z_{n1} + z_{n2}}; \quad \dot{I}_2 = \dot{I} \frac{z_{n1}}{z_{n1} + z_{n2}}. \quad (1)$$

Величины расщепленных сопротивлений трансформаторов:

$$\dot{z}'_{T1} = \frac{I_{T1} \dot{z}_{T1} \dot{z}_{Л2}}{I \dot{z}_{Л2}},$$

$$\dot{z}'_{T2} = \frac{I_{T2} \dot{z}_{T2} \dot{z}_{Л1}}{I \dot{z}_{Л1}},$$

где $\dot{z}_{Л} = \dot{z}_{Л1} + \dot{z}_{Л2}$.

Далее определяются уточненные значения токов I_1 и I_2 как с учетом сопротивлений линий $\dot{z}_{Л1}$ и $\dot{z}_{Л2}$, так и с учетом расщепленных сопротивлений трансформаторов \dot{z}'_{T1} и \dot{z}'_{T2} , относящихся к соответствующим линиям:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I \frac{\dot{z}_{Л2} + \dot{z}'_{T2}}{\dot{z}'_{T1} + \dot{z}_{Л1} + \dot{z}'_{T2}}; \\ I_2 &= I \frac{\dot{z}_{Л1} + \dot{z}'_{T1}}{\dot{z}'_{T1} + \dot{z}_{Л1} + \dot{z}'_{T2}}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Для дальнейшего анализа токи, протекающие через трансформаторы $T1$ и $T2$, выражаются через соответствующие коэффициенты загрузки m и n и номинальные токи трансформаторов $I_{н.Т1}$ и $I_{н.Т2}$:

$$I_{T1} = (m I_{н.Т1}) \quad \text{и} \quad I_{T2} = (n I_{н.Т2}).$$

Расшифровывая значения \dot{z}'_{T1} и \dot{z}'_{T2} в уравнениях (2) и заменяя указанным выше способом выражения I_{T1} и I_{T2} , получим:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I \frac{I \frac{\dot{z}_{Л1} \dot{z}_{Л2}}{\dot{z}_{Л}} + (n I_{н.Т2}) \dot{z}_{Т2}}{I \dot{z}_{Л1} + (m I_{н.Т1}) \dot{z}_{Т1} \frac{\dot{z}_{Л1}}{\dot{z}_{Л2}} + (n I_{н.Т2}) \dot{z}_{Т2}}; \\ I_2 &= I \frac{I \frac{\dot{z}_{Л1} \dot{z}_{Л2}}{\dot{z}_{Л}} + (m I_{н.Т1}) \dot{z}_{Т1}}{I \dot{z}_{Л1} + (m I_{н.Т1}) \dot{z}_{Т1} \frac{\dot{z}_{Л1}}{\dot{z}_{Л2}} + (n I_{н.Т2}) \dot{z}_{Т2}}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Как видно из уравнений (3), действительное токораспределение в замкнутой сети Л.1 и Л.2 зависит не только от места приложения нагрузки I , но и от степени загрузки питающих ее трансформаторов. Весь последующий анализ производится на основании расчетов по уравнениям (3) при различных способах учета сопротивлений трансформаторов и линий.

Способ представления сопротивлений трансформаторов в схемах замещения при расчетах токораспределения в замкнутых электрических сетях напряжением до 1000 в. Анализ производился при следующих параметрах сети: номинальные мощности трансформаторов $T1—750$ ква, $T2—320$ ква, их загрузки $m=0,5$, $n=1,5$, длина кабельной линии $l=300$ м; кабельные линии в схеме замещения представлены активными сопротивлениями (справедливость этого положения будет показана ниже); значения тока нагрузки $I=50, 300, 500$ а, что соответствует 33, 200, 330 квт при $\cos \varphi=1$. Местоположение точки приложения нагрузки $\frac{r_{Л1}}{r_{Л2}} = 1/1, 1/3$.

Указанные параметры нагрузки и сети, а также разница в загрузке трансформаторов и их номи-

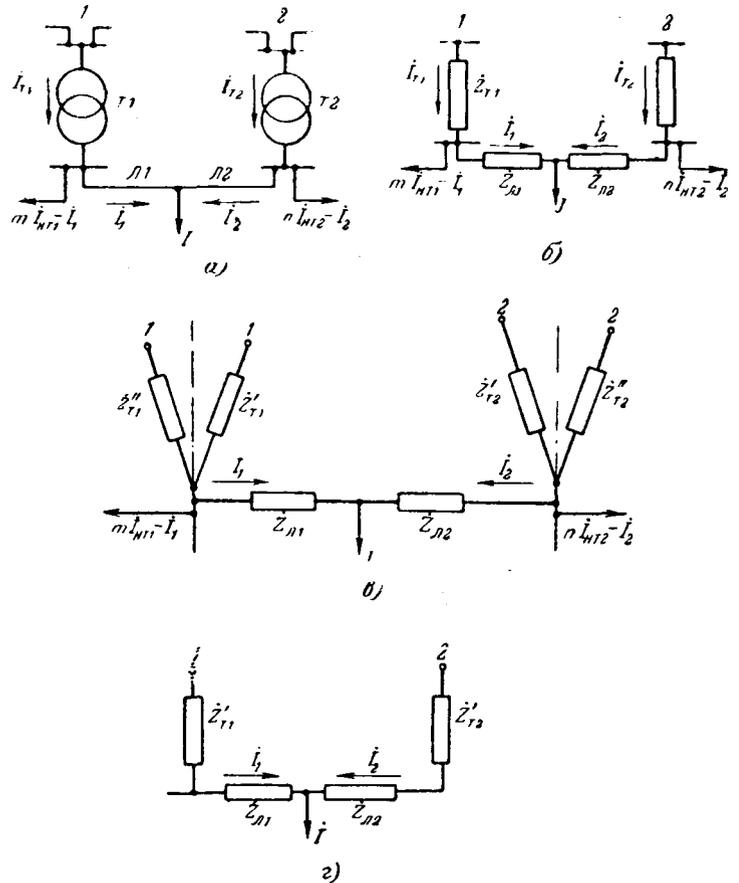


Рис. 1. Схема замкнутой сети.

нальных мощностях выбраны так, чтобы получить одни из наибольших практически возможных значений погрешностей. Погрешности токов δI определялись относительно токораспределения, найденного с учетом комплексных сопротивлений трансформаторов.

Результаты расчетов тока по линии Л1 и погрешности в определении этого тока приведены в табл. 1.

Из табл. 1 видно, что наименьшее значение погрешности в определении тока I_1 дает представление сопротивлений трансформаторов модулем комплексного сопротивления. При этом абсолютные значения погрешностей (2,5—3,5%) являются вполне приемлемыми для практических расчетов городских сетей.

Указанные погрешности имеют место при принятой для расчета значительной неравномерности загрузок трансформаторов (0,5 и 1,5) и сильно отличающихся их номинальных мощностях. Первое обстоятельство играет существенное значение, что легко заметить из формулы (3): при одинаковой загрузке трансформаторов $m=n$ расчеты можно вести без учета сопротивлений трансформаторов. Второе обстоятельство не имеет особого значения, так как для всех трансформаторов мощностью 100—750 ква произведение $I_{н.Т} z_{Т} = \text{const}$.

При меньшей неравномерности загрузок трансформаторов, представленных модулем полного сопротивления, погрешности будут меньше. На основании ряда подобных расчетов с другими парамет-

Таблица 1

| Соотношение сопротивлений линий Л1 и Л2 | | $r_{Л1} : r_{Л2} = 1 : 1$ | | $r_{Л1} : r_{Л2} = 1 : 3$ | |
|---|--------------------|---------------------------|------------------|---------------------------|------------------|
| | | I_1, a | $\delta I_1, \%$ | I_1, a | $\delta I_1, \%$ |
| 50 | $z_T = r_T + jx_T$ | 37,5 | 0 | 25 | 0 |
| | $ z_T $ | 36,4 | 3 | 24,4 | 2,5 |
| | $r_T + x_T$ | 35 | 6,5 | 22 | 12 |
| | x_T | 36,5 | 3,5 | 23,9 | 4,5 |
| | 0 | 25 | 33,5 | 12,5 | 50 |
| 300 | $z_T = r_T + jx_T$ | 206 | 0 | 129 | 0 |
| | $ z_T $ | 198 | 3,5 | 122 | 3,5 |
| | $r_T + x_T$ | 192 | 6,5 | 116 | 10 |
| | x_T | 196 | 5 | 121 | 6 |
| | 0 | 150 | 27 | 75 | 42 |
| 500 | $z_T = r_T + jx_T$ | 302 | 0 | 192 | 0 |
| | $ z_T $ | 312 | 3 | 187 | 2,5 |
| | $r_T + x_T$ | 307 | 2 | 180 | 6,5 |
| | x_T | 315 | 4,5 | 186 | 3,5 |
| | 0 | 250 | 17 | 125 | 35 |

ний погрешности существенно возрастают — до 10—12%.

Влияние неравномерности нагрузок трансформаторов на необходимость учета их сопротивлений при расчетах токораспределения в замкнутых сетях. Расчеты произведены для двух случаев:

с учетом сопротивлений трансформаторов при представлении их модулем комплексного сопротивления;

без учета сопротивлений трансформаторов.

Сочетания нагрузок трансформаторов Т1 и Т2, для которых произведены расчеты, указаны в табл. 2.

Таблица 2

| Загрузка трансформатора Т1 | Загрузка трансформатора Т2 | Неравномерность загрузки | Загрузка трансформатора Т1 | Загрузка трансформатора Т2 | Неравномерность загрузки |
|----------------------------|----------------------------|--------------------------|----------------------------|----------------------------|--------------------------|
| 0,5 | 1,5 | 1,0 | 0,75 | 1,0 | 0,25 |
| 0,5 | 1,25 | 0,75 | 1,0 | 1,25 | 0,25 |
| 0,75 | 1,5 | 0,75 | 1,25 | 1,5 | 0,25 |
| 0,5 | 1,0 | 0,5 | 1,0 | 0,9 | 1,0 |
| 0,75 | 1,25 | 0,5 | 1,1 | 1,2 | 1,0 |
| 1,0 | 1,5 | 0,5 | 0,8 | 0,9 | 1,0 |
| 0,5 | 0,75 | 0,25 | 0,5 | 0,6 | 1,0 |

рами линий и трансформаторов, а также результатов расчетов реальных проектов замкнутых городских сетей можно сделать следующие выводы:

1. В расчетах замкнутых городских сетей напряжением до 1 000 в сопротивления трансформаторов следует представлять модулем комплексного сопротивления. При этом погрешность в определении токораспределения в замкнутых сетях до 1 000 в не превышает 3—4%.

2. При представлении трансформаторов реактивными сопротивлениями погрешности возрастают до 5—7%.

При представлении трансформаторов арифметической суммой активного и реактивного сопротивле-

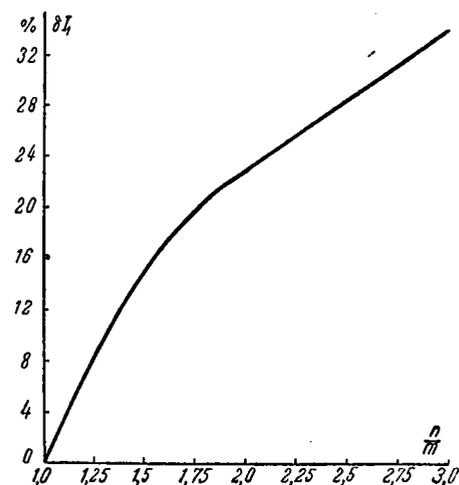


Рис. 2. Зависимость погрешности в определении токораспределения от соотношения нагрузок трансформаторов.

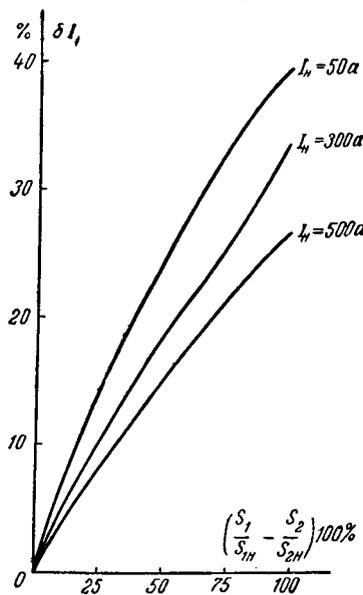


Рис. 3. Зависимость погрешности в определении токораспределения от величины нагрузки.

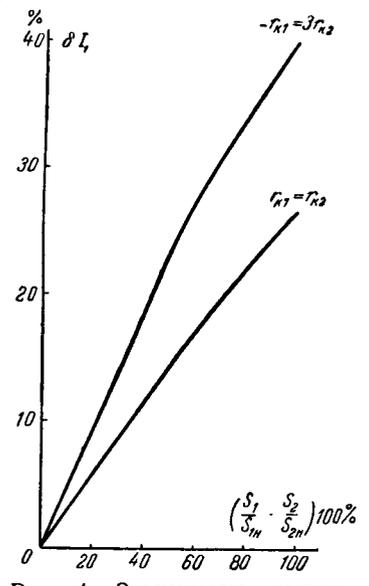


Рис. 4. Зависимость погрешности в определении токораспределения от места приложения нагрузки.

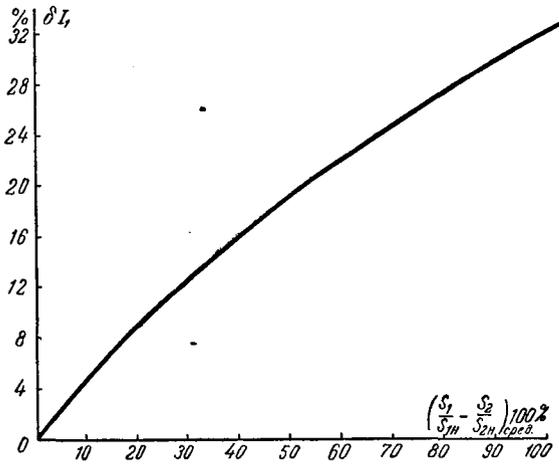


Рис. 5. Обобщенная зависимость погрешности в токораспределении с учетом всех факторов.

0,1—0,2 (10—20%). Одновременно можно указать на рост погрешностей с уменьшением величины нагрузки и увеличением соотношения сопротивлений линий $L1$ и $L2$.

Для проверки выводов о целесообразности учета сопротивлений трансформаторов в различных расчетных режимах работы замкнутой сети были проведены расчеты замкнутой сети одного из вариантов проекта замкнутой сети до 1000 в района новой застройки крупного города.

Сеть содержала четыре трансформаторные подстанции 10/0,4 кв с трансформатором по 560 кВа в каждой из них, одну подстанцию с трансформатором 320 кВа и 14 замкнутых контуров сети напряжением 380 в. Расчеты выполнялись для нормального и аварийных режимов, причем в последних рассматривались поочередные отключения одной или двух из трансформаторных подстанций. Разница в нагрузке трансформаторов в нормальном режиме работы доходила до 0,1 (10%), в аварийных до 0,18 (18%). При этом средняя погрешность в определении токораспределения в нормальном режиме работы доходила до 2,5—5,0% и в аварийных режимах до 6—8%. Разница в уровнях напряжений в узловых точках при учете и без учета сопротивлений трансформаторов составляла лишь 0,5—1,5%.

Произведенный анализ позволяет сделать следующие выводы.

1. Если в замкнутой сети напряжением до 1000 в неравномерность загрузок трансформаторов 6—10/0,4—0,22 кв не превышает 10—20%, то расчет токораспределения можно вести без учета сопротивлений трансформаторов. При этом ошибка в определении токораспределения в среднем не превосходит 5—8%. Большие неравномерности загрузок трансформаторов обуславливают необходимость учета их сопротивлений.

2. Расчет токораспределения в аварийных режимах с отключением одного из трансформаторов замкнутой сети, когда неравномерности их загрузок составляют 20—50%, рекомендуется вести с учетом сопротивлений трансформаторов. Неучет их приводит к ошибкам в 10—20%.

Во всех проектных расчетах, когда заранее неизвестна нагрузка трансформаторов, расчет токораспределения необходимо производить с учетом их сопротивлений. Сопротивления трансформаторов могут не учитываться в эксплуатационных прове-

рочных расчетах, когда по замерам известна нагрузка трансформаторов, или на тех стадиях проектирования, когда уже имеется уверенность в достаточно равномерной загрузке трансформаторов.

Приложение. Способы представления сопротивлений линий в схемах замещения. В общем случае при расчетах токораспределения в замкнутых сетях линии напряжением до 1000 в могут вводиться в расчет комплексными сопротивлениями или при упрощенных расчетах — модулями полных, активными и реактивными сопротивлениями. Последние упрощения представляют интерес, в частности, при расчетах замкнутых сетей на статических моделях постоянного тока.

Анализ получающихся погрешностей в определении токораспределения при различных способах представления сопротивлений линий напряжением до 1000 в производился на основании уравнений (3) и схемы, изображенной на рис. 1.

Предполагалось, что жилы кабелей или провода имеют одно и то же сечение вдоль всей линии $L1$ и $L2$, как это обычно и выполняется в городских замкнутых сетях.

Анализ проводился для широкого диапазона изменения сечений алюминиевых проводов (16—95 мм²) и жил кабелей (35—120 мм²).

Ниже в виде примера приводится анализ погрешностей в определении токораспределения при переходе от представления линий модулями полных сопротивлений к представлению их только активными сопротивлениями.

Для упрощения записей при анализе уравнений (3) вводятся следующие обозначения:

$$I \frac{z_{л1} z_{л2}}{z_{л}} = x, \quad I z_{л} = y,$$

$$m I_{н.т1} z_{т1} \frac{z_{л1}}{z_{л2}} = a, \quad n I_{н.т2} z_{т2} = b, \quad a + b = d$$

$$\text{при } z_{л} = \dot{z}_{л} \quad I_1 = I'_1,$$

$$\text{при } z_{л} = r_{л} \quad I_1 = I''_1.$$

После такой замены:

$$I'_1 = I \frac{x+a}{y+d}, \quad I''_1 = I \frac{(x-px)+a}{(y-py)+d}, \quad (\text{П.1})$$

где $p\% = (0,3 \div 30)\%$ — уменьшение одного из слагаемых числителя и знаменателя при замене модулей комплексных сопротивлений — активными в зависимости от сечения проводов и жил кабелей.

Разлагая I''_1 в ряд Маклорена по степеням p , получим:

$$I''_1 = I \left[\frac{x+a}{y+d} + p \frac{d}{d^2} \left(\frac{x-px+a}{y-py+d} \right) + \frac{p^2}{2} \frac{d^2}{d^3} \left(\frac{x-px+a}{y-py+d} \right) + \dots \right].$$

После определения коэффициентов разложения выражение I''_1 принимает следующий вид:

$$I''_1 = I \left[\frac{x+a}{y+d} + \frac{xd-ya}{(y+d)^2} p + \frac{p^2}{2} \frac{y+d+2y(a-xd)}{(y+d)^3} + \dots \right].$$

Погрешность в определении тока I_1 от замены модулей z на r

$$\delta I = \frac{I''_1 - I'_1}{I'_1} = - \left[\frac{xd-ya}{(y+d)(x+a)} p + \frac{y+d+2y(a-xd)}{2(y+d)^3(x+a)} p^2 + \dots \right].$$

Анализ значений погрешностей проводился при длине линии напряжением до 1000 в между трансформаторами $T1$ и $T2$, равной 300 м, при токе нагрузки $I=150$ а и соотношении длин линий $L1$ и $L2$ 3:1. При этом предполагалась равномерная нагрузка трансформаторов, т. е. $m=n=1$. Сопротивле-

Определение степени характеристического уравнения и характеристических чисел линейной электрической цепи по топологическим признакам ее схемы

Доктор техн. наук В. М. АЛЕХИН

Новочеркасский политехнический институт имени С. Орджоникидзе

Собственные и взаимные сопротивления цепи. Методы топологии, т. е. геометрии формы фигур, применялись в теории цепей еще в 30-х годах. Так, А. Н. Милых [Л. 1] в 1939 г. предложил преобразования электрических схем выполнять, пользуясь матрицами соединения ветвей в узлах и ветвей в контурах. Эти матрицы аналогичны тем, которые применяются в комбинаторной топологии. Э. В. Зелях [Л. 2] позднее изложил основы общей теории линейных электрических схем, пользуясь понятиями топологии. Однако широкого распространения методы топологии электрических схем в отечественной литературе не получили. Между тем многие из вопросов теории цепей могли бы получить более простое решение, если бы они рассматривались с точки зрения топологии электрических схем. Например, по топологическим признакам данной схемы могут быть выписаны выражения для собственных и взаимных сопротивлений без составления и решения уравнений, выражающих законы Кирхгофа. На основе данных топологии электрических схем могут быть определены степень m характеристического уравнения и характеристические числа, т. е. числа корней собственных и взаимных операторных сопротивлений цепи. Часто число m и все характеристические числа цепи равны между собой. В общем случае характеристические числа цепи отличаются не только от числа m , но и друг от друга [Л. 4]. Происходит это вследствие того, что дробно-рациональная функция оператора p , выражающая собственное или взаимное операторное сопротивление, может быть сократимой дробью.

После определения степени характеристического уравнения и характеристических чисел цепи по элементарным формулам, приводимым ниже, представляется возможность выбрать рациональный ме-

тод расчета переходного режима в цепи, сократить время на определение постоянных интегрирования и осуществить непрерывный контроль в ходе самого расчета. Кроме того, как справедливо отмечается в [Л. 5], по степени характеристического уравнения можно судить о числе резонансов в цепи и о возможности ее преобразования.

Характеристическим уравнением цепи обычно называют уравнение

$$D(p) = 0, \quad (1)$$

где $D(p)$ — определитель системы операторных уравнений, выражающих законы Кирхгофа.

Самая короткая запись раскрытого определителя производится по топологическим признакам схемы [Л. 3]. Эти признаки связаны с понятиями о дереве и его связях.

Пусть данная схема содержит n ветвей и n_y узлов. Тогда число независимых контуров n_k может быть найдено из соотношения

$$n_k = n - n_y + 1,$$

которое является основным в топологии электрических схем.

Разомкнем n_k ветвей данной схемы, соблюдая правило: при поочередном размыкании ветвей каждая из них должна быть контурной, т. е. должна входить в состав какого-либо контура. После этой операции схема переходит в неконтурную связанную подсхему, содержащую $n_y - 1$ ветвь и все n_y узлов данной схемы¹. Такая подсхема носит назва-

¹ Некоторые из узлов могут вырождаться в узловые точки — оконечные или внутренние. Во внутренней узловой точке сходятся две ветви подсхемы.

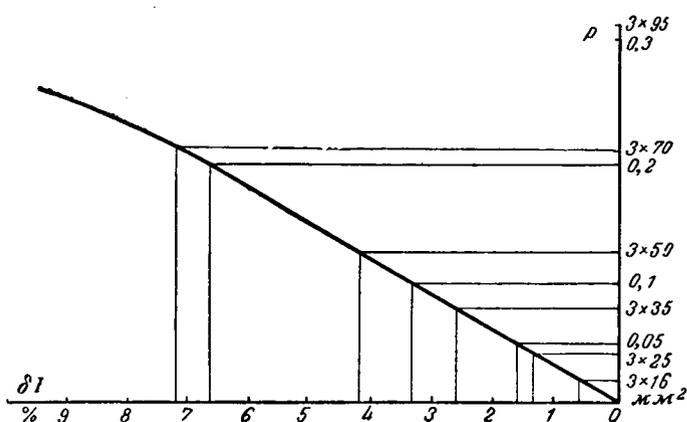


Рис. 6. Зависимость погрешности токораспределения при замене модулей комплексных сопротивлений кабельных и воздушных линий — активными от сечений проводов и жил кабелей.

ния трансформаторов учитывались модулями их полных сопротивлений (см. выше). Результаты расчетов представлены на рис. 6, из анализа которого вытекает: а) при расчете токораспределения в городских замкнутых сетях, выполненных кабельными линиями, последние следует представлять активными сопротивлениями; получающиеся при этом погрешности не превышают 1,5%;

б) воздушные линии напряжением до 1000 в в схемах замещения следует представлять модулем комплексного сопротивления; погрешности при этом обычно не превышают 5—7%.

Литература

1. Глазунов А. А. и Мельников Н. А., Расчет замкнутых городских электрических сетей, ОНТИ НКТП, 1937.
2. Айзенберг Б. Л., Волоцкий Н. В., Иваненков М. Н., Каменский М. В., Кезевич В. В. и Медведский Н. И., Городские электрические сети, Госэнергоиздат, 1958.
3. Brameller A. и Denmead J. K., Some improved methods for digital network analysis, The Proceedings of the Institution Electrical Engineers, v. 109, pt A, № 43, 1962.

ние дерева, а разомкнутые ветви — связей этого дерева. Каждая схема имеет вполне определенное число деревьев и каждому из них соответствует свое множество n_x связей. Введем обозначения:

n_x — число деревьев в схеме;
 Γ_i — множество связей i -го дерева (дополнение i -го дерева до полной схемы);
 X — множество дополнений.

В развернутом виде множества X и Γ_i имеют выражения:

$$X = \{\Gamma_1, \dots, \Gamma_i, \dots, \Gamma_{n_x}\};$$

$$\Gamma_i = [\Lambda_1^{(i)}, \dots, \Lambda_x^{(i)}, \dots, \Lambda_{n_k}^{(i)}],$$

где $\Lambda_x^{(i)}$ — x — ветвь i -го дополнения.

Если $Z_1^{(i)}(p), \dots, Z_x^{(i)}(p), \dots, Z_{n_k}^{(i)}(p)$ — операторные сопротивления ветвей множества Γ_i , то этому множеству может быть поставлено в соответствие произведение указанных сопротивлений:

$$\Gamma_i \doteq \Pi_i,$$

где

$$\Pi_i = \prod_{x=1}^{n_x} Z_x^{(i)}(p).$$

Что касается множества дополнений X , то ему в соответствие ставят сумму произведений Π_i :

$$X \doteq \sum_{i=1}^{n_x} \Pi_i.$$

Правая часть этого выражения и есть определитель $D(p)$ в раскрытом виде:

$$D(p) = \sum_{i=1}^{n_x} \Pi_i.$$

Таким образом, одна из важных теорем топологии электрических схем может быть сформулирована следующим образом:

$$D(p) \doteq X, \quad (2)$$

т. е. определитель данной схемы соответствует множеству дополнений до всех n_x ее деревьев.

Составление этого множества по виду схем — довольно утомительная операция, но она в значительной мере может быть облегчена, если воспользоваться правилом: определитель данной схемы, представленной в виде пассивного двухполюсника с выделенной h -й ветвью, равен сумме сопротивлений этой ветви, умноженного на определитель холостого хода, и определителя короткого замыкания. Этому правилу соответствует рекуррентная формула

$$D(p) = Z_h(p) \Delta_{h,h}(p) + D_h(p), \quad (3)$$

где $\Delta_{h,h}(p)$ — определитель схемы с разомкнутой h -й ветвью (определитель холостого хода);

$D_h(p)$ — определитель схемы с замкнутой накоротко h -й ветвью (определитель короткого замыкания).

Отношение определителей $D(p)$ и $\Delta_{h,h}(p)$ равно собственному операторному сопротивлению h -й ветви. С учетом формулы (3) получаем:

$$Z_{h,h}(p) = \frac{D(p)}{\Delta_{h,h}(p)} = Z_h(p) + \frac{D_h(p)}{\Delta_{h,h}(p)}. \quad (4)$$

Назовем схему с разомкнутой h -й ветвью h -подсхемой холостого хода. Кроме того, обозначим через $X_{h,h}$ множество дополнений до всех деревьев указанной подсхемы. Тогда будем иметь соответствие:

$$\Delta_{h,h}(p) \doteq X_{h,h}. \quad (5)$$

Из соответствий (2), (5) и равенства (3) вытекает утверждение: множество дополнений до всех деревьев h -подсхемы холостого хода получается из множества дополнений до всех деревьев данной схемы посредством отбрасывания групп ветвей, не содержащих h -ю ветвь, и исключения этой ветви из оставшихся групп ветвей.

Аналогично (4) определяется взаимное операторное сопротивление между h -й и q -й ветвями:

$$Z_{h,q}(p) = \frac{D(p)}{\Delta_{h,q}(p)}, \quad (6)$$

где $\Delta_{h,q}(p)$ — взаимный минор определителя $D(p)$. Этому минору может быть поставлено в соответствие множество $X_{h,q}$ групп ветвей:

$$\Delta_{h,q}(p) \doteq X_{h,q}.$$

Множество $X_{h,q}$ является пересечением (общей частью) множеств $X_{h,h}$ и $X_{q,q}$, где $X_{q,q}$ есть множество дополнений до всех деревьев q -подсхемы холостого хода.

Все члены взаимного минора $\Delta_{h,q}(p)$ берутся с одинаковыми знаками, если h -я и q -я ветви схемы имеют общий узел. При согласованном соединении ветвей в узле (одна ветвь присоединена к узлу началом, а другая — концом) минор $\Delta_{h,q}(p)$ берется со знаком плюс, а при встречном соединении — со знаком минус.

При отсутствии общих узлов у h -й и q -й ветвей определение $X_{h,q}$ как пересечения множеств $X_{h,h}$ и $X_{q,q}$ сохраняет силу, но здесь необходимо руководствоваться следующим правилом знаков: i -й член $\Pi_{h,q}^{(i)}$ минора $\Delta_{h,q}(p)$, соответствующий группе $\Gamma_{h,q}^{(i)}$ множества $X_{h,q}$, берется со знаком плюс, если после размыкания ветвей указанной группы h -я и q -я ветви данной схемы в образовавшемся контуре оказываются включенными согласно (после размыкания ветвей в схеме остается только один контур и в него обязательно входят h -я и q -я ветви); в противном случае произведение $\Pi_{h,q}^{(i)}$ берется со знаком минус.

Простейшими элементами схемы являются замкнутый контур с сопротивлением $z(p)$, разомкнутый и корогкозамкнутый контуры. Обозначим эти элементы соответственно $\bar{1}$, 1 и 0 . Определители таких элементов равны:

$$\left. \begin{aligned} |\bar{1}| &= Z(p), \\ |1| &= 1, \\ |0| &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Основываясь на формулах (3) и (7) можно вывести соотношения, позволяющие быстро определять собственные и взаимные сопротивления данной схемы. Приведем некоторые из этих соотношений.

Определитель схемы, содержащей l параллельных ветвей:

$$\left. \begin{aligned} |P_l| &= \sum_{i=1}^l \Pi_i; \quad \Pi_i \doteq \Gamma_i; \\ \Gamma_i &= [1, \dots, i-1, i+1, \dots, l]. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Правая часть последнего равенства означает, что в группу Γ_i , соответствующую произведению сопротивлений Π_i , входят все ветви подсхемы P_l , кроме i -й ветви.

Определитель схемы, содержащей треугольник с ветвями a, b и c:

$$\begin{aligned} |S_\Delta| &= Z_a(p)Z_b(p)Z_c(p) |a, b, c| + Z_a(p)Z_b(p) \times \\ &\times |a, b, \bar{c}| + Z_b(p)Z_c(p) |\bar{a}, b, c| + \\ &+ Z_c(p)Z_a(p) |a, \bar{b}, c| + \\ &+ [Z_a(p) + Z_b(p) + Z_c(p)] |\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}|. \end{aligned} \quad (9)$$

Черточка над обозначением ветви треугольника указывает, что эта ветвь заменена закороткой, а отсутствие черточки означает, что ветвь разомкнута. Поэтому обозначение

$$|\bar{a}, b, c|$$

следует читать: «определитель подсхемы, образованной из схемы S_Δ посредством закорачивания ветви a и размыкания ветвей b и c ».

Определитель схемы, содержащей звезду с ветвями a, b и c:

$$\begin{aligned} |S_Y| &= |\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}| + Z_a(p) |a, \bar{b}, \bar{c}| + Z_b(p) |\bar{a}, b, \bar{c}| + \\ &+ Z_c(p) |\bar{a}, \bar{b}, c| + [Z_a(p)Z_b(p) + Z_b(p)Z_c(p) + \\ &+ Z_c(p)Z_a(p)] |a, b, c|. \end{aligned} \quad (10)$$

Грименим формулу (10) к схеме на рис. 1. Для этого заменим в ней индексы a, b и c соответственно на номера ветвей 4, 5 и 6. Тогда, на основании выражений (3), (7) и (8) получим:

$$\begin{aligned} |\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}| &= |\bar{4}, \bar{5}, \bar{6}| = Z_1(p)Z_2(p)Z_3(p); \\ |a, \bar{b}, \bar{c}| &= |4, \bar{5}, \bar{6}| = [Z_1(p) + Z_2(p)]Z_3(p); \\ |\bar{a}, b, \bar{c}| &= |\bar{4}, 5, \bar{6}| = [Z_2(p) + Z_3(p)]Z_1(p); \\ |\bar{a}, \bar{b}, c| &= |\bar{4}, \bar{5}, 6| = [Z_3(p) + Z_1(p)]Z_2(p); \\ |a, b, c| &= |4, 5, 6| = Z_1(p) + Z_2(p) + Z_3(p) \end{aligned}$$

и поэтому определитель схемы на рис. 1 оказывается равным:

$$\begin{aligned} D(p) &= Z_1(p)Z_2(p)Z_3(p) + Z_1(p)[Z_1(p) + \\ &+ Z_2(p)]Z_3(p) + Z_5(p)[Z_2(p) + Z_3(p)]Z_1(p) + \\ &+ Z_6(p)[Z_3(p) + Z_1(p)]Z_2(p) + [Z_4(p)Z_5(p) + \\ &+ Z_5(p)Z_6(p) + Z_6(p)Z_4(p)][Z_1(p) + Z_2(p) + Z_3(p)]. \end{aligned} \quad (11)$$

Аналогично (9) и (10) могут быть составлены формулы для четырехлучевой звезды. С помощью

этих формул при наличии некоторого опыта определитель шестиконтурной схемы (полного пятиугольника) раскрывается за 12 мин. Методом же контурных токов эта операция требует более 2 ч времени.

Отбрасывая в (11) группы, не содержащие $Z_3(p)$ и исключая в оставшихся группах этот же элемент, получим согласно (5) и последующему пояснению определитель 3-подсхемы.

$$\begin{aligned} \Delta_{3,3}(p) &= Z_1(p)Z_2(p) + Z_1(p)[Z_1(p) + Z_2(p)] + \\ &+ Z_5(p)Z_1(p) + Z_6(p)Z_2(p) + Z_4(p)Z_5(p) + \\ &+ Z_5(p)Z_6(p) + Z_6(p)Z_4(p). \end{aligned}$$

Аналогично составляется определитель 4-подсхемы:

$$\begin{aligned} \Delta_{4,4}(p) &= [Z_1(p) + Z_2(p)]Z_3(p) + [Z_5(p) + Z_6(p)] \times \\ &\times [Z_1(p) + Z_2(p) + Z_3(p)]. \end{aligned}$$

Общей частью определителей $\Delta_{3,3}(p)$ и $\Delta_{4,4}(p)$ является совокупность только двух произведений

$$Z_5(p)Z_1(p) \text{ и } Z_6(p)Z_2(p).$$

При размыкании 5 и 1 ветвей (рис. 1) в образующемся контуре ветви 3 и 4 оказываются включенными встречно. Поэтому в выражении для взаимного минора $\Delta_{3,4}(p)$ произведение $Z_5(p)Z_1(p)$ нужно брать со знаком минус. Что касается произведения $Z_6(p)Z_2(p)$, то посредством аналогичной операции для него определяется знак плюс. Следовательно,

$$\Delta_{3,4}(p) = -Z_5(p)Z_1(p) + Z_6(p)Z_2(p).$$

На основании (6) заключаем, что для схемы на рис. 1 взаимное операторное сопротивление между 3 и 4 ветвями равно

$$Z_{3,4} = \frac{D(p)}{Z_2(p)Z_6(p) - Z_1(p)Z_5(p)},$$

где $D(p)$ определяется выражением (11).

Степень характеристического уравнения. Уравнение (1) не всегда тождественно уравнению, которое в теории обыкновенных линейных дифференциальных уравнений называют характеристическим. Например, если в схеме имеются L -контур (контур, ветви которых содержат только индуктивности) и емкости, то из $D(p)$ может выпасть нулевой корень, который по физическому смыслу задачи должен быть корнем характеристического уравнения. Наоборот, при отсутствии емкости и наличии L -контуров $D(p)$ может иметь лишние нулевые корни. Возможны и ненулевые лишние корни, если схема содержит однородные контуры, сопротивления которых равны. Контур будем называть однородным, если операторные сопротивления его ветвей имеют общие корни. В случае одного общего корня имеем простой однородный контур, а в случае двух общих корней — однородный контур второго порядка.

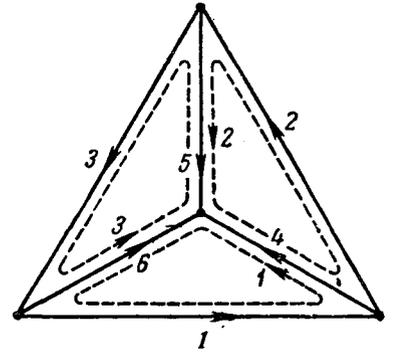


Рис. 1.

В связи с приведенными замечаниями необходимо уточнить понятие о характеристическом уравнении схемы. Для этого рассмотрим величины, обратные $Z_{h,h}(p)$ в выражении (4) и $Z_{h,q}(p)$ в формуле (6):

$$Y_{h,h}(p) = \frac{\Delta_{h,h}(p)}{D(p)}; \quad (12)$$

$$Y_{h,q}(p) = \frac{\Delta_{h,q}(p)}{D(p)}. \quad (13)$$

Эти величины являются элементами матрицы, обратной матрице сопротивлений, и их называют собственными и взаимными операторными проводимостями. Обозначим через $\Delta(p)$ общий знаменатель дробей (12) и (13) при условии, что произведено сокращение этих дробей. Уравнение

$$\Delta(p) = 0 \quad (14)$$

назовем характеристическим уравнением схемы.

Предположим, что данная схема содержит:

- 1) n_L независимых ветвей с индуктивностями, т. е. наибольшее возможное число этих ветвей, дополняющих дерево схемы;
- 2) n_C независимых ветвей с емкостями;
- 3) k_L контуров, в ветви которых включены только индуктивности (L -контур);
- 4) k_C контуров, в ветви которых включены только емкости (C -контур);
- 5) k'_0 — однородных контуров второго порядка;
- 6) k_0 простых и второго порядка однородных контуров, взятых вместе.

Число n_λ независимых ветвей множества Γ_λ , объединенных по определенному признаку (в частности, множества Γ_L всех ветвей схемы с индуктивностями или множества Γ_C всех ветвей с емкостями), определяется по следующему правилу: n_λ равно числу ветвей множества Γ_λ , которые являются контурными при поочередном размыкании всех ветвей множества Γ_λ .

Третье, пятое и шестое из приведенных предположений относительно структуры схемы обуславливают у всех членов определителя $D(p)$ наличие общего множителя, равного

$$\Pi_0 = p^{k_L} \prod_{\alpha=1}^{k'_0} (p - p'_\alpha) \prod_{\alpha=k'_0+1}^{k_0} (p - p_\alpha), \quad (15)$$

где

p_α и p'_α при $1 \leq \alpha \leq k'_0$ — соответственно первый и второй общие корни операторных сопротивлений ветвей α -го контура, являющегося однородным контуром второго порядка;

p_α при $k'_0 < \alpha \leq k_0$ — общий корень операторных сопротивлений ветвей α -го контура, являющегося простым однородным контуром.

Среди множителей произведения Π_0 имеется k_L нулевых корней. Кроме того, и другие множители могут иметь одинаковые корни. Обозначим через Ω общее наименьшее кратное множителей произведения Π_0 . Тогда левая часть уравнения (14), т. е. общий знаменатель дробей (12) и (13) могут быть представлены следующим образом:

$$\Delta(p) = \Omega d^{(m')} (p), \quad (16)$$

где степень полинома равна

$$m' = n_L + n_C - k_L - k_C - k_0 - k'_0. \quad (17)$$

После вычеркивания повторяющихся множителей получится новое произведение с одним нулевым корнем ($v=1$), если $k_L > 0$, и без нулевых корней ($v=0$), если $k_L = 0$.

Предположим, что в новом произведении без члена p останется всего n_0 множителей вида $p - p_\alpha$ и n'_0 множителей будут иметь вид $(p - p_\alpha)(p - p'_\alpha)$. Тогда, очевидно, степень произведения Ω будет равна

$$m'' = n_0 + n'_0 + v. \quad (18)$$

Число n_0 назовем общим числом независимых однородных контуров, а n'_0 — числом независимых контуров второго порядка.

Из (16), (17) и (18) следует, что степень характеристического уравнения равна

$$m = m' + m'' = n_L + n_C + n_0 + n'_0 + v - k_L - k_C - k_0 - k'_0. \quad (19)$$

Определитель $D(p)$ имеет вид

$$D(p) = \frac{p^{k_L}}{p^{n_C}} F^{(m''')} (p), \quad (20)$$

где степень полинома определяется по формуле

$$m''' = n_L + n_C - k_L - k_C. \quad (21)$$

Полином F связан с полиномом d соотношением

$$F^{(m''')} (p) = \Pi'_0 d^{(m')} (p), \quad (22)$$

где произведение Π'_0 получается из выражения (15) посредством отбрасывания множителя p^{k_L} :

$$\Pi'_0 = \prod_{\alpha=1}^{k'_0} (p - p_\alpha)(p - p'_\alpha) \prod_{\alpha=k'_0+1}^{k_0} (p - p_\alpha). \quad (23)$$

Характеристическое уравнение (14) на основании соотношений (16), (20) и (22) может быть переписано следующим образом:

$$\Delta(p) = \frac{p^{n_C} \Omega}{p^{k_L} \Pi_0} \cdot D(p) = 0. \quad (24)$$

Степень уравнения (14), определяемую по формуле (19), следует рассматривать как величину, равную общему числу различных свободных слагаемых в выражениях для переходных токов во всех ветвях схемы. При наличии в схеме нескольких неравносильных однородных контуров, не имеющих общих ветвей, степень характеристического уравнения оказывается большей числа свободных слагаемых в выражении для переходного тока в любой ветви схемы.

Проиллюстрируем полученные результаты примерами.

Схема на рис. 2 содержит единственный источник, э. д. с. которого имеет изображение $Li_1(0)$. Это значит, что в соответствующей цепи возникает свободный переходный режим, причиной которого является наличие энергии, запасенной в магнитном поле от тока в первой ветви до коммутации $\{i_1(0) - \text{значение этого тока непосредственно перед коммутацией}\}$.

При поочередном размыкании ветвей 1, 2 и 3 (ветвей с индуктивностями) каждая из них является контурной

ветвью, поэтому $n_L=3$. Так как емкость содержится только в одной ветви, то $n_C=1$ и $k_C=0$. В схеме имеется один L -контур, значит $k_L=1$. Таким образом,

$$\frac{p^{k_L}}{p^{n_C}} = 1 \tag{25}$$

и поэтому согласно формуле (21) степень определителя (20) равна $m'=3+1-1-0=3$.

Полученный результат легко проверить, вычислив определитель по формуле (11):

$$D(p) = L^3 p^3 + 2rL^2 p^2 + \frac{1}{Cp} 2L^2 p^2 + 2rL^2 p^2 + \\ + \left(\frac{r}{Cp} + \frac{r}{Cp} + r^2\right) 3Lp = L^3 p^3 + 4rL^2 p^2 + \\ + \left(\frac{2L}{C} + 3r^2\right) Lp + \frac{6rL}{C}.$$

Предположим, что параметры схемы связаны соотношениями

$$\frac{r}{3L} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0.$$

Тогда

$$D(p) = L^3(p^3 + 12\omega_0 p^2 + 29\omega_0^2 p + 18\omega_0^3) = \\ = L^3(p + \omega_0)(p + 2\omega_0)(p + 9\omega_0).$$

Уравнение (1) в рассматриваемом случае имеет вид:

$$D(p) = L^3(p + \omega_0)(p + 2\omega_0)(p + 9\omega_0) = 0, \tag{26}$$

откуда

$$p_1 = -\omega_0; p_2 = -2\omega_0; p_3 = -9\omega_0. \tag{27}$$

Нами потерян нулевой корень, так как непосредственно из схемы на рис. 2 видно, что в контуре с ветвями 1, 2 и 3 ток должен иметь постоянную составляющую. Следовательно, уравнение (26) не является характеристическим уравнением.

Обратимся теперь к уравнению (24). В схеме на рис. 2 нет однородных контуров. Поэтому k_0, k'_0, n'_0 равны нулю. Кроме того, $v=1$, так как $k_L=1$. Следовательно, из основной (18) и (23) имеем:

$$\frac{\Omega}{\Pi'_0} = p. \tag{28}$$

Уравнение (24) с учетом выражений (25) и (28) приводится к виду:

$$pD(p) = 0. \tag{29}$$

Это уравнение является уже характеристическим — оно кроме корней (27) содержит нулевой корень $p_0=0$.

На основе полученных значений корней могут быть составлены выражения для переходных токов в ветвях схемы. Постоянные в этих выражениях определяются из начальных условий.

В рассмотренной задаче четыре независимых начальных условия: в ветвях 1, 2 и 3 можно задать произвольные начальные значения токов, а в ветви 5 — произвольное начальное значение напряжения на емкости. Степень характеристического уравнения (29) в данном случае также четвертая.

Возьмем теперь другой пример: предположим, что в ветви 3, 6, 4 и 2 на рис. 2 включены емкости, а в остальные две ветви — сопротивления. В образовавшемся C -контуре сумма напряжений на емкостях по второму закону Кирхгофа равняется нулю. Следовательно, здесь мы имеем три независимых начальных значения напряжения на емкостях. Означает ли это, что характеристическое уравнение имеет третью степень? На этот вопрос приходится ответить отрицательно. В рассматриваемой схеме отсутствуют индуктивности, L -контур и однородные контуры. Поэтому

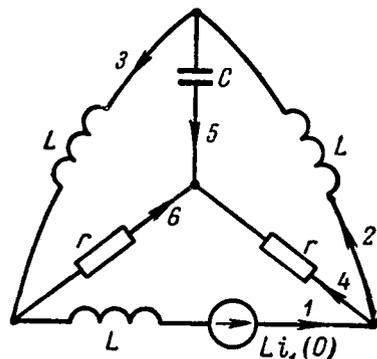


Рис. 2.

$$n_L = n_0 = n'_0 = v = k_L = k_0 = k'_0 = 0.$$

Числа независимых ветвей с емкостями и C -контуров соответственно равны $n_C=3$ и $k_C=1$. Следовательно, по формуле (19) степень характеристического уравнения указывается равной $m=2$.

Полученный результат означает, что в общем случае степень характеристического уравнения не равна числу независимых начальных условий. При установлении степени характеристического уравнения цепи необходимо руководствоваться правилом: степень характеристического уравнения равна сумме числа независимых токов в ветвях с индуктивностями и числа независимых напряжений на емкостях. Это правило является строгим и общим. Смысл его заключается в том, что в общем случае возможность произвольного задания начального значения напряжений на емкости и начального значения тока в индуктивности вовсе не означает, что указанные величины — напряжение на емкости и ток в индуктивности — являются независимыми функциями времени. Такие обстоятельства могут возникнуть при наличии однородных контуров в схеме.

В последнем примере по второму и первому законам Кирхгофа соответственно имеем:

$$u_{C3} + u_{C6} - u_{C4} + u_{C2} = 0, \tag{30}$$

$$-i_3 + i_6 + i_4 + i_2 = 0$$

или

$$-C_3 u_{C3} + C_6 u_{C6} + C_4 u_{C4} + C_2 u_{C2} = -C_3 u_{C3}(0) + C_6 u_{C6}(0) + \\ + C_4 u_{C4}(0) + C_2 u_{C2}(0) = \text{const}. \tag{31}$$

Уравнения (30) и (31) показывают, что из четырех напряжений на емкостях независимыми являются два и это число равно степени характеристического уравнения.

В полученном результате нужно отметить еще одну тонкость: все наши выводы были построены на предположении, что искомыми величинами являются переходные токи. В этом случае не имеет значения тот факт, что линейная зависимость (31) между напряжениями на емкостях содержит постоянную величину. Если бы в качестве переходных величин определялись не токи, а напряжения на емкостях, то тогда степень характеристического уравнения была бы третьей, т. е. она равнялась бы числу независимых начальных условий в рассмотренной схеме. Из этого пояснения следует, что свободные токи можно только в том случае считать зависимыми, если уравнение, их связывающее, является линейным и не содержит производных и свободного члена.

Чтобы не создавалось впечатление, что все особые случаи расчета переходных режимов в схемах связаны с наличием в них «безваттных» L - и C -контуров, рассмотрим еще один пример.

Предположим, что контуры 2 и 3 на рис. 3 являются независимыми однородными контурами (по одному корню), т. е., что их параметры связаны соотношениями:

$$r_2 = r_3 = r_4 = r_5 = r, \quad L_2 = L_3 = L_4 = L, \quad C_5 = \frac{L}{r^2}.$$

Тогда операторные уравнения для контуров 2 и 3 будут иметь вид:

$$L \left(p + \frac{r}{L} \right) (i_2 + i_4) = 0$$

$$\left(p + \frac{r}{L} \right) (L p L i_3 + r i_5) = - \left(p + \frac{r}{L} \right) (u_{C5} + r i_3) = 0,$$

откуда

$$i_2 + i_4 = [i_2(0) + i_4(0)] e^{-\frac{r}{L} t};$$

$$u_{C5} + r i_3 = [u_{C5}(0) + r i_3(0)] e^{-\frac{r}{L} t}.$$

Совместное решение последних двух уравнений дает:

$$u_{C5} = \frac{u_{C5}(0) + r i_3(0)}{i_2(0) + i_4(0)} (i_2 + i_4) - r i_3(0).$$

Последнее соотношение показывает, что свободное напряжение на емкости в ветви 5 является линейно зависимой величиной от токов в других ветвях. Поэтому следует предположить, что степень характеристического уравнения будет третьей, т. е. на единицу меньшей числа независимых началь-

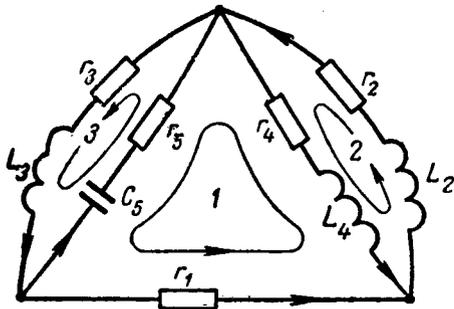


Рис. 3.

ных условий для рассматриваемой схемы. В этой схеме числа n'_0 (число однородных контуров, независимых по двум корням), n_0 (общее число однородных независимых контуров), k'_0 (число однородных контуров второго порядка) и k_0 (общее число однородных контуров) равны

$$n'_0=0, n_0=1, k'_0=0, k_0=2.$$

Кроме того, в рассматриваемой схеме

$$n_L=3, n_C=1, v=0, k_L=0, k_C=0.$$

Применяя формулу (19), находим степень характеристического уравнения, которая действительно оказывается третьей:

$$m\kappa=3+1+1+0+0-0-2-0=3.$$

Характеристические числа. Нами было выяснено, что степень уравнения (1) в общем случае не имеет определенного физического смысла, а степень уравнения (24) равна общему числу различных свободных слагаемых в выражениях для переходных токов во всех ветвях схемы. В связи с этим возникает вопрос: как определить числа свободных слагаемых в выражениях для переходных токов в отдельных ветвях данной схемы? Для решения этого вопроса введем понятие о характеристических числах схемы.

Собственным характеристическим числом h -й ветви данной схемы назовем число корней соответствующего операторного сопротивления, определяющегося выражением (4). В это выражение входит определитель $D(p)$, который на основании (15), (20), (22), (23) имеет вид

$$D(p) = \frac{1}{p^{n_C}} \Pi_0 d^{(m')}(p),$$

и собственный минор $\Delta_{h,h}(p)$, который определяется аналогично:

$$\Delta_{h,h}(p) = \frac{1}{p^{n_{C,h}}} \Pi_{0,h} d_h(p);$$

здесь $n_{C,h}$, $\Pi_{0,h}$, $d_h(p)$ — соответственно число независимых ветвей с емкостями, произведение общих частей операторных сопротивлений ветвей однородных контуров и полином целой степени оператора p h -подсхемы, получающейся из данной схемы посредством размыкания h -й ветви.

Следовательно, вместо выражения (4) можем записать:

$$Z_{h,h}(p) = \frac{1}{p^{n_C - n_{C,h}}} \cdot \frac{\Pi_0}{\Pi_{0,h}} \frac{d^{(m')}(p)}{d_h(p)}. \quad (32)$$

Так как

$$n_C - n_{C,h} \geq 0,$$

то первый множитель не имеет значения при определении числа корней. Поэтому нам остается выяснить, чему равно отношение произведений Π_0 и $\Pi_{0,h}$, которое определяется принадлежностью h -й ветви к однородным контурам схемы.

Введем следующие обозначения:

$\Lambda_h \in K_0^{(2)}$ — h -я ветвь принадлежит однородному контуру второго порядка;

$\Lambda_h \in K_0$ — h -я ветвь принадлежит простому однородному контуру;

$\Lambda_h \in K_L$ — h -я ветвь принадлежит L -контуре;

$\Lambda_h \notin K^{(2)}, K_0, K_L$ — h -я ветвь не принадлежит ни однородным контурам, ни L -контуре.

С использованием этих обозначений отношение произведений Π_0 и $\Pi_{0,h}$ представляется следующим образом:

$$\frac{\Pi_0}{\Pi_{0,h}} = \begin{cases} (p - p_h)(p - p'_h), & \text{если } \Lambda_h \in K_0^{(2)}; \\ p - p_h, & \text{если } \Lambda_h \in K_0; \\ p, & \text{если } \Lambda_h \in K_L; \\ 1, & \text{если } \Lambda_h \notin K_0^{(2)}, K_0, K_L. \end{cases} \quad (33)$$

Из (32) и (33) вытекает выражение для собственного характеристического числа h -й ветви, т. е. для числа корней собственного сопротивления $Z_{h,h}(p)$:

$$m_{h,h} = m' + \begin{cases} 2, & \text{если } \Lambda_h \in K_0^{(2)}; \\ 1, & \text{если } \Lambda_h \in K_0; \\ 1, & \text{если } \Lambda_h \in K_L; \\ 0, & \text{если } \Lambda_h \notin K_0^{(2)}, K_0, K_L. \end{cases} \quad (34)$$

Значение взаимного характеристического числа $m_{h,q}$ для h -й и q -й ветвей схемы, т. е. числа корней взаимного сопротивления $Z_{h,q}(p)$, устанавливается по аналогии с формулой (34) с учетом лишь одной особенности: требование принадлежности h -й ветви к однородному контуру заменяется требованием совместной принадлежности двух ветвей (h -й и q -й) к одному и тому же однородному контуру. Применяя обозначения, аналогичные введенным выше, получим:

$$m_{h,q} = m'' + \begin{cases} 2, & \text{если } \Lambda_{h,q} \in K_0^{(2)}; \\ 1, & \text{если } \Lambda_{h,q} \in K_0; \\ 1, & \text{если } \Lambda_{h,q} \in K_L; \\ 0, & \text{если } \Lambda_{h,q} \notin K_0^{(2)}, K_0, K_L. \end{cases} \quad (35)$$

Наше исследование закончим решением следующей задачи: определить степень характеристического уравнения и найти все характеристические числа для схемы, изображенной на рис. 4, считая, что операторные сопротивления ветвей 1, 9 и 13 контура 1 имеют по два общих корня p_1 и p'_1 ; операторные сопротивления ветвей 2 и 13 контура 2 — общий корень $p_2 = p_1$ и, наконец, операторные сопротивления ветвей 3 и 9 контура 3 — общий корень

$p_3 = p'_1$.

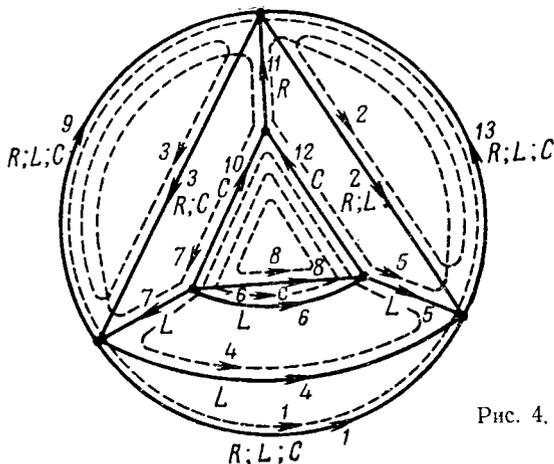


Рис. 4.

Эта схема содержит 13 ветвей, 15 реактивных элементов и 8 независимых контуров. Решение вопросов, указанных в условиях задачи обычным методом, т. е. нахождением изображений токов посредством решения операторных уравнений, выражающих законы Кирхгофа, связано с затратой многих часов времени. По топологическим признакам схемы задача решается за несколько минут.

Сопоставляя выражения (18) и (19), заключаем, что

$$m = m' + n_0 + n'_0 + v. \quad (36)$$

Чтобы найти m' , определим коэффициенты в формуле (17). При поочередном размыкании ветвей 1, 2, 4, 5, 6, 7, 9 и 13 (ветвей с индуктивностями) все ветви, кроме последней, оказываются контурными. Следовательно, число независимых ветвей с индуктивностями равно $n_L = 7$. Прodelывая ту же операцию с ветвями 1, 3, 8, 9, 10, 12 и 13, убеждаемся, что число независимых ветвей с емкостями составляет $n_C = 7$.

Схема содержит один L-контур (контур 4), т. е. $k_L = 1$, один C-контур (контур 8), т. е. $k_C = 1$, один однородный контур второго порядка (контур 1), т. е. $k'_0 = 1$ и три однородных контура второго и первого порядков (контур 1, 2, 3), т. е. $k_0 = 3$.

Следовательно, по формулам (2), (7) находим:

$$m' = 7 + 7 - 1 - 1 - 3 - 1 = 8.$$

Поскольку $k_L \neq 0$, то $v = 1$. Кроме того, по условиям задачи операторные сопротивления простых однородных контуров 2 и 3 имеют те же корни, что и операторные сопротивления однородного контура 1 второго порядка. Следовательно, оба простых однородных контура являются зависимыми контурами. Поэтому $n_0 = n'_0 = 1$.

Теперь мы имеем возможность определить по формуле (36) степень характеристического уравнения:

$$m = m' + n_0 + n'_0 + v = 8 + 1 + 1 + 1 = 11.$$

В состав однородного контура второго порядка входят ветви 1, 9 и 13. Следовательно, по формуле (34) собственные характеристические числа этих ветвей равны

$$m_{1,1} = m_{9,9} = m_{13,13} = 8 + 2 = 10.$$

В состав простых однородных контуров и L-контура входят ветви 2, 3, 4, 5, 6 и 7. Поэтому по той же формуле имеем:

$$m_{2,2} = m_{3,3} = m_{4,4} = m_{5,5} = m_{6,6} = m_{7,7} = 8 + 1 = 9.$$

Собственные характеристические числа остальных ветвей равны m' , т. е.

$$m_{8,8} = m_{10,10} = m_{11,11} = m_{12,12} = 8.$$

Попарно в однородный контур второго порядка входят ветви 1 и 9, 1 и 13, 9 и 13. Взаимные характеристические числа этих пар согласно формуле (35) равны

$$m_{1,9} = m_{1,13} = m_{9,13} = 8 + 2 = 10.$$

Попарно в простые однородные контуры и L-контур входят ветви 1 и 2, 1 и 3, 2 и 9, 2 и 13, 3 и 9, 3 и 13, 4 и 5, 4 и 6, 4 и 7, 5 и 6, 5 и 7, 6 и 7. Взаимные характеристические числа этих пар согласно той же формуле равны

$$m_{1,2} = m_{1,3} = m_{2,9} = m_{2,13} = m_{3,9} = m_{3,13} = m_{4,5} = \\ = m_{4,6} = m_{4,7} = m_{5,6} = m_{5,7} = m_{6,7} = 8 + 1 = 9.$$

Взаимные характеристические числа остальных пар ветвей схемы равны $m' = 8$.

Получившиеся результаты сводим в таблицу, которую назовем матрицей характеристических чисел схемы:

| h/q | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 |
|-----|----|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|----|----|
| 1 | 10 | 9 | 9 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 10 | 8 | 8 | 8 | 10 |
| 2 | 9 | 9 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 9 | 8 | 8 | 8 | 9 |
| 3 | 9 | 8 | 9 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 9 | 8 | 8 | 8 | 9 |
| 4 | 8 | 8 | 8 | 9 | 9 | 9 | 9 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 |
| 5 | 8 | 8 | 8 | 9 | 9 | 9 | 9 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 |
| 6 | 8 | 8 | 8 | 9 | 9 | 9 | 9 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 |
| 7 | 8 | 8 | 8 | 9 | 9 | 9 | 9 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 |
| 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 |
| 9 | 10 | 9 | 9 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 10 | 8 | 8 | 8 | 10 |
| 10 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 |
| 11 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 |
| 12 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 |
| 13 | 10 | 9 | 9 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 10 | 8 | 8 | 8 | 10 |

Из этой матрицы видно, что для данной схемы наибольшее число свободных слагаемых в выражениях для переходных токов равно 10. Это число на единицу меньше степени характеристического уравнения и на пять — общего числа реактивных элементов в схеме. Наименьшее число свободных слагаемых в выражениях для переходных токов равно 8.

Литература

1. Милях А. Н., Обобщенный метод трансформации электрических цепей, «Электричество», 1939, № 9.
2. Зелях Э. В., Основы общей теории линейных электрических схем, Изд-во АН СССР, 1931.
3. Сешу С. и Балабанян Н., Анализ линейных цепей, гл. 9, Госэнергоиздат, 1963.
4. Каплянский А. Е. и Гинзбург С. Г., О порядке дифференциального уравнения переходного процесса в сложной электрической цепи, «Электричество», 1962, № 10.
5. Яхинсон Б. И. и Князь А. И., О порядке линейной электрической цепи, «Радиотехника», 1963, № 1.

[2.11 1963]

Диэлектрики и проблема активных элементов радиоэлектроники

Доктор техн. наук, проф. Н. П. БОГОРОДИЦКИЙ и кандидат техн. наук И. Д. ФРИДБЕРГ

Ленинградский электротехнический институт
имени В. И. Ульянова (Ленина)

Введение. В настоящее время в электронике выделялись два главных направления:

- 1) вакуумная и газоразрядная электроника;
- 2) электроника твердого тела.

Неметаллические вещества с электронной электропроводностью находят применение в той и другой областях электроники. Так, например, в качестве эмиттеров вакуумных приборов служат окислы некоторых металлов или интерметаллические соединения; последние используются также в качестве антиэмиттеров.

Усложнение радиоэлектронной аппаратуры и увеличение числа конструктивных элементов привели к возникновению собирательных понятий о так называемых электрически пассивных и электрически активных (управляемых) элементах. Активные элементы осуществляют преобразование и модуляцию параметров электрической цепи. К ним относятся диоды, транзисторы, пьезодиэлектрические преобразователи, элементы памяти, микроволновые вентили и др.

Пассивными элементами являются все прочие детали электрической цепи, которые должны отличаться возможно высокой стабильностью параметров. К ним относятся резисторы (сопротивления), конденсаторы и индуктивности с постоянными параметрами и изоляторы.

Для изготовления активных и пассивных элементов в каждом отдельном случае выбирают соответствующие материалы и конструкции.

В пассивных материалах нет изменений электрических свойств при внешних воздействиях — электрического поля, механической нагрузки, света, магнитного поля. Качество пассивных материалов тем выше, чем стабильнее их свойства.

Электрические свойства активных материалов резко изменяются от внешних воздействий и чем более заметно выражены эти зависимости, тем более ценным является активный материал. Материалы, активные при определенных условиях, в других условиях по температуре, частоте поля, величине напряжения или при иной конструкции изделия, часто служат для изготовления пассивных элементов электроники.

Существующие в электротехнике понятия «активная мощность», «активный ток» и «активное сопротивление» относятся к режиму электрической цепи. Понятие же об активных и пассивных элементах радиоэлектроники относится к изделиям или материалам и характеризует их технические возможности. С этой точки зрения исключается опасность различного толкования этих терминов тем более, что в настоящее время четко разграничены представления об электрическом сопротивлении участка цепи, которое может быть активным или реактивным, и о резисторе, т. е. пассивном элементе радиоэлектроники.

Среди всех классов материалов, применяемых в радиоэлектронике (металлов, диэлектриков и по-

лупроводников), имеются активные и пассивные вещества.

К группе пассивных металлов следует относить самые разнообразные токопроводящие элементы. К активным металлам относятся ферромагнитные, сверхпроводящие, тензочувствительные и магнито-резисторы. Ферромагнитные металлы нашли применение для таких целей, как например, стабилизация напряжения. Сверхпроводящие металлы и сплавы в последнее время успешно используют для создания запоминающих элементов электронно-вычислительных машин-криотронов.

Пассивные полупроводники представляют собой материалы, предназначенные для изготовления резисторов, сопротивление которых должно быть по-возможности стабильным. К ним относятся различного рода пленочные резисторы, изготавливаемые путем напыления на подложку сплавов, пленочные и объемные резисторы на основе тонкодисперсного углерода, а также резисторы на основе карбида кремния (силита) или дисилицида молибдена. Резисторы широко используют в радиоаппаратуре, электронно-вычислительных машинах и в электротермии.

Особое значение полупроводники получили как вещества с активными свойствами, вызвав появление в технике совершенно новых приборов — транзисторов, фотоэлементов, термисторов, варисторов, фотосопротивлений и др. Одновременно сложилось мнение, что только полупроводники могут быть электрически активными веществами.

В течение долгого времени, с момента начала развития электротехники, диэлектрики рассматривались только как пассивные материалы.

К пассивным диэлектрикам относятся вещества главным образом с ионной электропроводностью, роль которых ограничивается такими изделиями как изоляторы, обычные конденсаторы, изоляционные покрытия проводов и др. Пассивными диэлектриками являются продукты на основе целлюлозы, большинство органических полимеров, многие виды керамики и стекла. Значение таких диэлектриков в народном хозяйстве исключительно велико. Они получили применение для электрической изоляции в аппаратостроении, конденсаторостроении, электроэнергетике, электроприборостроении и др.

Ограниченное представление о диэлектриках лишь как о пассивных материалах не соответствует действительности и задерживает технический прогресс в области электроники. Хорошо известно, что такие активные элементы как пьезодиэлектрики, являются одними из основных деталей современной радиотехнической аппаратуры (кварцевые стабилизаторы частоты, звукосниматели, ультразвуковые линии задержки, излучатели), а диэлектрические ферриты сделались незаменимыми деталями в сверхвысокочастотной радиотехнике.

В последние годы активные диэлектрики нашли ряд новых весьма важных применений в радиоэлек-

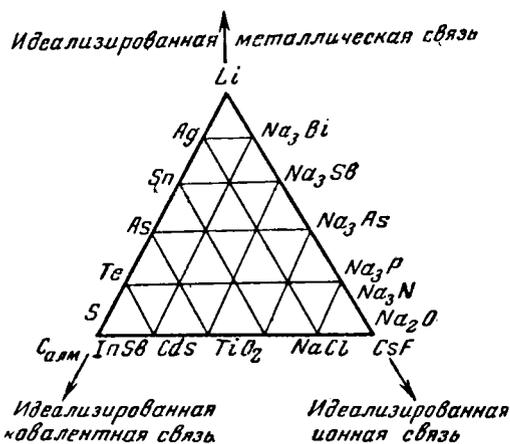


Рис. 1. Треугольник химических связей — условное изображение сложного взаимодействия атомов вещества друг с другом.

тропике, в частности, как диэлектрические элементы микроволновой техники, диэлектрические диоды и транзисторы, элементы квантовых генераторов.

Классификация твердых тел по электрическим свойствам. Принято различать агрегатные состояния вещества — твердое, жидкое и газообразное. Но состояние вещества различают и с точки зрения электрической природы. Свыше 100 лет назад Фарадей выделил два вида материалов — проводники и диэлектрики, представляющие второй после металлов класс веществ, в которых поляризованное состояние может длительное время сохраняться после отключения образца от источника напряжения. Однако за последние годы в электротехнике огромное значение получили полупроводники и магнитные материалы, а в самое последнее время — плазма. Магнитные материалы имеются как среди металлов, так и неметаллов, т. е. диэлектриков и полупроводников.

Электропроводящее состояние металлов является нормальным. Энергия активации электронов в металле равна нулю. В отличие от металлов проводящее состояние диэлектриков и полупроводников является возбужденным, поскольку носители заряда в них должны быть активированы и энергия активации имеет конечное значение. Таким образом, имеется четкое разграничение между металлами, с одной стороны, и неметаллами, с другой. Трудно указать критерий, позволяющий различать вещества, образующие класс неметаллов (диэлектрики, полупроводники). Считают, что полупроводники — это материалы с шириной запрещенной зоны менее 1,5—2,0 эв. Напомним, что под шириной запрещенной зоны понимают энергию, необходимую для перехода электрона из состояния валентных связей в состояние проводимости.

Собственную электропроводность материала с электронной проводимостью можно определить по формуле:

$$\sigma = 4,82 \cdot 10^{15} e u \left(\frac{m}{m_0} T \right)^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{\Delta E}{2kT}}$$

Для чистого кремния ширина запрещенной зоны составляет 1,1 эв при подвижности около

1500 см²/сек·в. Величина собственной электропроводности при комнатной температуре имеет порядок 10⁻⁵ ом⁻¹·см⁻¹. При более низких температурах электропроводность, очевидно, будет заметно уменьшаться. Это показывает, что даже такой казался бы типичный полупроводник, как кремний, обладает необходимым высоким (порядка 1 ом⁻¹·см⁻¹) значением электропроводности только в связи с наличием примесей. Следует отметить, что в технике все большее значение начинают получать так называемые полупроводники с очень малым значением собственной электропроводности — вещества, ширина запрещенной зоны которых превышает 2 эв. Сюда относятся фосфиды алюминия и бора, сульфид кадмия, а также нитрид бора и двуокись титана. Последние известны главным образом как пассивные диэлектрики.

Согласно [Л. 1] значение ширины запрещенной зоны бинарных соединений можно выразить уравнением:

$$\Delta E = \left(\frac{V_B}{V_A} \right)^n [C - M + P] \epsilon_{hkl}$$

где V_B и V_A — эффективные заряды атомов;

C , M и P — члены, отражающие влияние ковалентной, металлической и ионной составляющих химической связи;

ϵ_{hkl} — полная удельная поверхностная энергия.

В связи с указанным, если исключить действие сил Ван-дер-Ваальса, известные в природе неорганические вещества можно расположить по сторонам и внутри треугольника химических связей (рис. 1) [Л. 2].

Высокие значения ширины запрещенной зоны наблюдаются у веществ с резко выраженными ковалентными или ионными связями. Минимальная ширина запрещенной зоны и максимальная подвижность электронов наблюдаются, когда ионные связи выражены слабо. На рис. 2 представлена схе-



Рис. 2. Электрические состояния, наблюдаемые в неорганических соединениях в зависимости от характера химических связей.

↔ — возможные изменения состояния, обусловленные процессами

ма изменений состояния вещества в зависимости от характера химических связей. Для полупроводникового состояния характерно расположение как по отдельным сторонам треугольника химических связей, так и внутри треугольника. Полупроводниковое состояние вещества оказывается наиболее распространенным при комнатной температуре и более высокой, а диэлектрическое состояние — при низких температурах. Другими словами, чем выше рабочая температура изделия, тем более «диэлектрическим» должен быть материал при комнатных температурах.

Ферромагнитные материалы как металлические, так и неметаллические должны быть разделены в свою очередь на группы пассивных и активных. С этой точки зрения те и другие резко отличаются друг от друга. Пассивные магнитопроводы могут обладать значительной электропроводностью. Активные неметаллические ферромагнетики (ферриты), применяемые в технике сверхвысоких частот, по своей электрической природе приближаются к диэлектрикам. Удельное объемное сопротивление активных диэлектрических ферритов для вентиля составляет 10^6 — 10^9 ом·см. Электроны проводимости, конечно, не играют роли в магнетизме этих веществ. Ферромагнетизм возникает, когда в атомах имеются неполностью заполненные внутренние оболочки. Расположение спинов валентных электронов определяется условием минимального значения обменной энергии их взаимодействия. С чисто технической точки зрения ферриты для сверхвысоких частот тем выше по своим показателям, чем более высокими диэлектрическими свойствами они обладают.

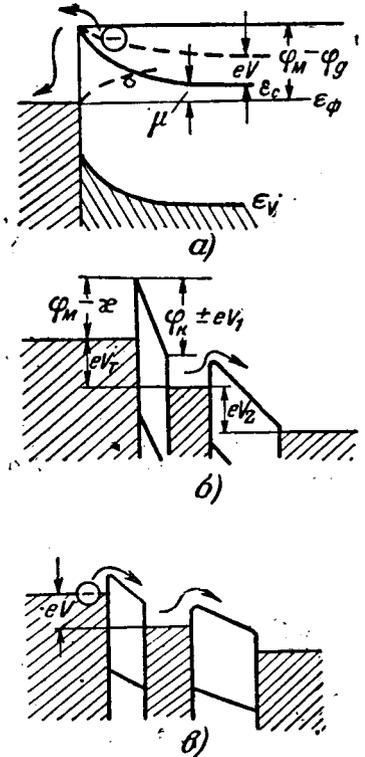
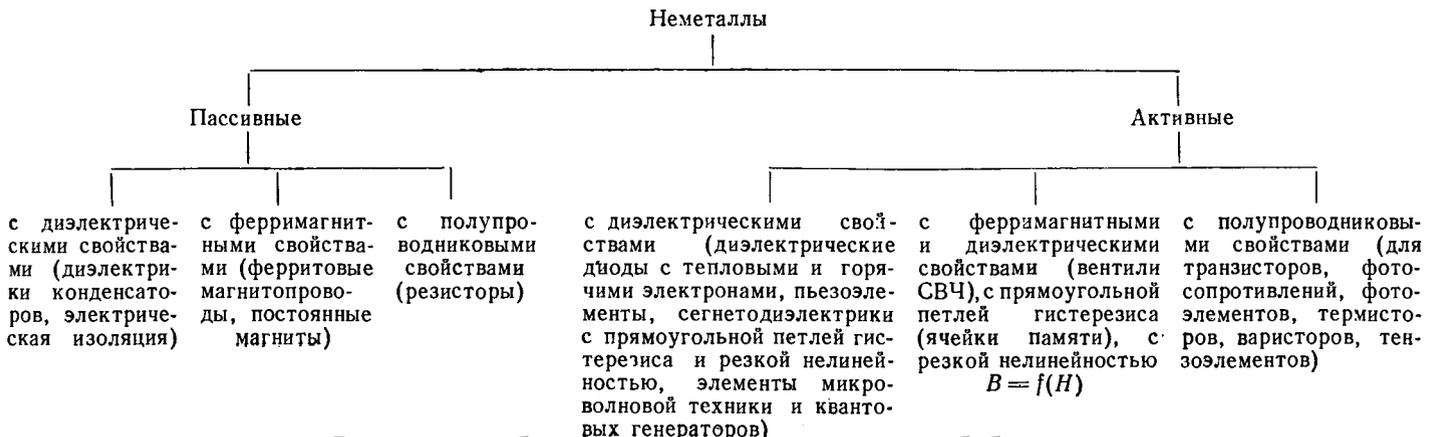
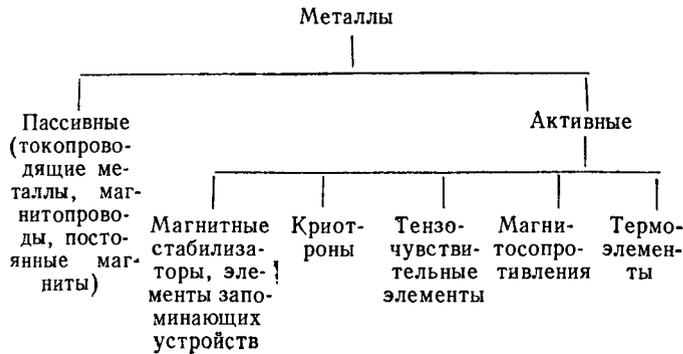


Рис. 3. Энергетические диаграммы для диэлектрических диодов и транзисторов. а — диэлектрический диод с запирающим слоем по Шоттки; б — туннельный диэлектрический транзистор; в — диэлектрический транзистор с током, ограниченным объемным зарядом.

Изложенное несомненно показывает, что существующие взгляды на природу и назначение материалов требуют уточнения. Большие успехи физики твердого тела позволяют значительно расширить группу материалов с управляемыми свойствами, имея в виду не только полупроводники, но и диэлектрики с электронной электропроводностью, а также металлы и ферромагнетики. Электротехнические материалы целесообразно разделять не по признаку какого-либо одного привычного состояния, а с учетом возможностей материала, в частности с учетом переходов одного и того же материала из диэлектрического состояния в полупроводниковое и обратно.

Учитывая достижения последних лет по применению металлов и неметаллов в области радиоэлектроники, следует принять две следующие схемы:

Элементы с активными диэлектриками. Можно указать следующие шесть применений диэлектриков в качестве активных элементов радиоэлектроники:

1. Диэлектрические высокочастотные диоды и транзисторы.
2. Пьезодиэлектрические преобразователи.
3. Сегнетодиэлектрические преобразователи.
4. Диэлектрические элементы в волноводных трактах сверхвысокочастотных устройств.
5. Диэлектрические элементы — источники электрического поля.
6. Диэлектрические элементы — источники микроволнового и оптического излучения.

Замечательной особенностью веществ, характеризующихся наличием ионной и ковалентной составляющих связи, является возможность переходов из диэлектрического состояния в полупроводниковое и обратно путем легирования или устранения дефектов. В качестве таких материалов можно указать двуокись титана, сульфид кадмия, нитрид бора.

Задача организации массового выпуска микроминиатюрной аппаратуры потребовала пересмотреть физические принципы, технологические приемы и материалы, применяемые для изготовления такой аппаратуры. Известно, что приборы с *p-n*-переходами должны выполняться из монокристаллов. Между тем приборы на основе других физических явлений (туннельного прохождения электрона сквозь тонкую диэлектрическую пленку, запорного слоя на границе металла и легированного диэлектрика) отличаются высоким быстродействием даже при поликристаллической структуре материала. В этой связи в настоящее время большое развитие получили пленочные твердые схемы, выполняемые путем вакуумного напыления отдельных элементов на подложку, а также путем керамической технологии. В последнем случае экономический эффект по сравнению с монокристаллическими приборами особенно заметен.

Многослойные тонкопленочные и керамические схемы в грубом приближении можно рассматривать как двумерные структуры. Благодаря этому такие схемы дают существенное уменьшение габаритов в сложных комплексах, имеющих большое число элементов. Применение тонкопленочных и керамических активных элементов позволяет также снизить потребляемую энергию электронных схем до микро- и даже нановаттного уровня. Плотность заполнения пространства для навесных миниатюр-

ных деталей составляет несколько единиц элементов на 1 см^3 , а в микромодульной технике — 25—50 элементов в 1 см^3 . Между тем при пленочной или керамической технологии плотность заполнения составляет до нескольких тысяч и более в 1 см^3 .

На рис. 3 приведены энергетические диаграммы диэлектрических диодов и транзисторов. На рис. 4 представлена фотография тонкопленочной диэлектрической матрицы в системе $\text{Ti-TiO}_2\text{-Pd}$ [Л. 3]. Изучаются характеристики вентилях в системах $\text{Si-SiO}_2\text{-Al}$, $\text{Ta-Ta}_2\text{O}_5\text{-Au}$, $\text{Al-Al}_2\text{O}_3\text{-Au}$. Указанные приборы отличаются повышенной устойчивостью к радиации, что создает перспективы применения их, в частности, в космических условиях.

В отечественной литературе сегнетоэлектрики (ферроэлектрики) часто относят к полупроводникам. По-видимому, при этом исходят лишь из того, что многие из них, в частности керамические сегнетоэлектрики, отличаются чисто электронной электропроводностью. Однако, если за основу классификации материалов принять характер электропроводности, то и другие диэлектрики с электронной электропроводностью также следовало бы отнести к полупроводникам. Нельзя забывать, что для подавляющего большинства сегнетоэлектриков электропроводность в нормальных условиях менее $10^{-14} \text{ ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$.

Сегнетоэлектрики представляют собой особый вид диэлектриков, подобных сегнетовой соли, у которых помимо деформационной и релаксационной наблюдается спонтанная поляризация, связанная с наличием доменов. Доменная поляризация возникает в диэлектриках, в которых силы дипольного взаимодействия превышают упругую составляющую возвращающей силы, возникающей при смещении ионов.

Благодаря доменной структуре сегнетоэлектриков имеется возможность управлять величиной диэлектрической проницаемости путем изменения температуры или напряженности электрического поля. В [Л. 4] рассматриваются сегнетоэлектрические диэлектрики с резко выраженной прямоугольной петлей гистерезиса, позволяющие изготавливать стабилизаторы напряжения с температурным коэффициентом напряжения $3,6 \cdot 10^{-4} \text{ град}^{-1}$ в интервале температур от -72 до $+52^\circ \text{C}$.

Рядом авторов установлена эффективность применения сегнетоэлектриков с прямоугольной петлей гистерезиса в качестве элемента памяти вычислительных машин. Существенными преимуществами сегнетоэлектрических ячеек памяти по сравнению с ферромагнитными являются значительно более низкая потребляемая мощность и возможность дальнейшей миниатюризации вычислительных машин.

Другое применение сегнетоэлектриков имеет в виду использование эффекта фазового перехода при температуре Кюри с целью получения материала, электрическое сопротивление которого резко меняется в узком температурном интервале. По аналогии с термисторами такие материалы получили название позисторов. Температурный коэффициент их сопротивления в указанном участке температур имеет положительное значение.

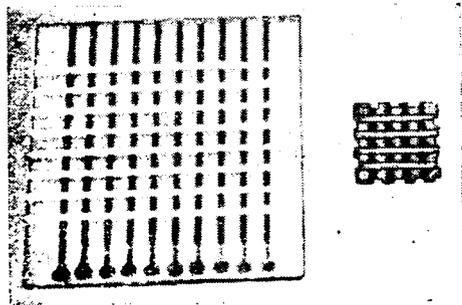


Рис. 4. Тонкопленочная диэлектрическая матрица в системе $\text{Ti-TiO}_2\text{-Pd}$.

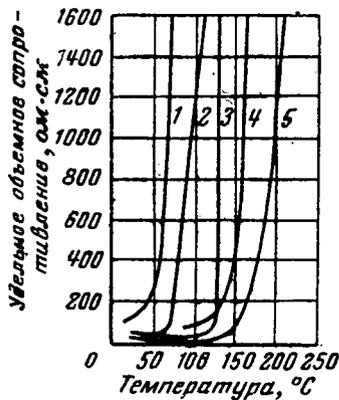


Рис. 5. Температурная зависимость удельного объемного сопротивления титаната бария при различном содержании легирующей добавки.

1 — $Y_{0,01}Ba_{0,79}Sr_{0,20}TiO_3$, 2 — $Y_{0,01}Ba_{0,84}Sr_{0,15}TiO_3$; 3 — $Y_{0,015}Ba_{0,985}TiO_3$, 4 — $Y_{0,01}Ba_{0,89}Pb_{0,1}TiO_3$, 5 — $Y_{0,01}Ba_{0,79}Pb_{0,20}TiO_3$.

На рис. 5 представлена температурная зависимость удельного объемного сопротивления сегнетодиэлектрика на основе титаната бария [Л. 5]. Следует отметить, что при изменении положения точки Кюри материала в зависимости от добавок, начало роста сопротивления перемещается в сторону температуры Кюри.

Рассматриваемый эффект является ярким примером того, что в процессе изготовления и далее (в условиях эксплуатации) диэлектрическое и полупроводниковое состояния одного и того же материала могут чередоваться. Титанат бария, приготовленный из особо чистых компонентов и обладающий высокими диэлектрическими свойствами, легируется, например, лантаном, сурьмой и др., приобретает при этом полупроводниковые свойства ($\rho_V \approx 100 \text{ ом} \cdot \text{см}$). При нагревании выше температуры Кюри материал снова становится диэлектриком. Этот интересный материал получил практическое использование в качестве датчика чувствительной аппаратуры.

Поведение такого диэлектрика-полупроводника может быть объяснено исходя из представлений о барьерных эффектах на границах зерен, предложенных в [Л. 6]. В указанной работе рассматривается энергетическая диаграмма (рис. 6), из которой видно, что на границах частиц имеется потенциальный барьер, который увеличивается при уменьшении диэлектрической проницаемости, когда материал становится параэлектриком.

Величина барьера выражается формулой:

$$\varphi = \frac{en_D b^2}{2\epsilon\epsilon_0},$$

причем

$$b = \frac{n_A}{2n_D};$$

здесь e — заряд электрона;
 n_D — плотность донорных центров в объеме;
 n_A — поверхностная плотность акцепторов на границах зерен;
 b — ширина энергетического барьера.

Весьма важной особенностью некоторых линейных диэлектриков (кварца, турмалина), а также нелинейных диэлектриков является наличие в них пьезоэффекта. Пьезоэффект получил исключительно большое значение в технике для генерирования звуковых и ультразвуковых колебаний, стабилизации

частоты в радиоаппаратуре, датчиков давления, в том числе для подводной локации, рабочих элементов звукоснимателей. В последнее время пьезоэффект получает использование при изготовлении пьезоэлектрических трансформаторов напряжения, а также для модуляции в оптических квантовых генераторах. Пьезоэффект может быть сопоставлен с эффектом электрострикции, обусловленным деформационной поляризацией и наблюдающимся во всех без исключения диэлектриках — твердых, жидких и газообразных. Электрострикция представляет собой деформацию диэлектриков, пропорциональную квадрату напряженности электрического поля. Таким образом, электрострикция — четный эффект: знак деформации образца не изменяется при перемене знака приложенного напряжения. Обратный пьезоэлектрический эффект является линейным: при перемене знака электрического напряжения происходит перемена знака возникшей деформации. Электрострикционная деформация происходит с удвоенной частотой приложенного напряжения. В линейных диэлектриках эффект электрострикции очень мал, тогда как в сегнетодиэлектриках он достаточно заметен, поскольку переориентация доменов под действием электрического поля приводит к значительным по величине деформациям материала.

Одним из интересных применений пьезоэффекта, как уже указывалось, являются миниатюрные трансформаторы напряжения. На рис. 7 приведена схема включения пьезотрансформатора с продольно-поперечными колебаниями, выполненного из керамики на основе ниобата свинца. Расчет параметров пьезотрансформатора производится по формулам для режима механического резонанса:

$$l = \frac{\lambda}{2} [\text{см}],$$

$$k = \frac{l}{\Delta} QE \frac{4d_{31}g_{33}}{\pi^2(1-k_{33}^2)},$$

где Δ — толщина пластинки;
 Q — добротность;
 d_{31} и g_{33} — пьезомодули;
 k_{33} — коэффициент электромеханической связи;
 E — модуль Юнга;
 l — длина пластинки;
 k — коэффициент трансформации.

Технология изготовления пьезотрансформаторов очень несложная. Как все пьезокерамические элементы они подвергаются поляризации в постоянном

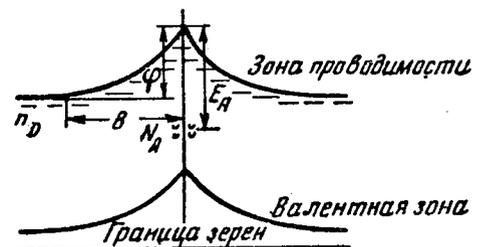


Рис. 6. Барьерный эффект в титанате бария, легированном сурьмой.

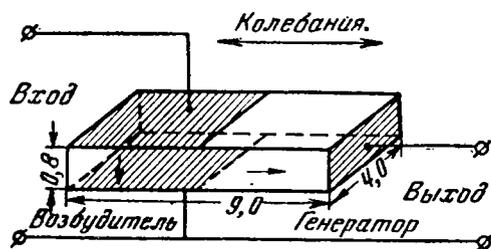


Рис. 7. Керамический трансформатор с продольно-поперечными колебаниями.

электрическом поле, что обеспечивает ориентацию доменов. Готовый пьезотрансформатор по существу представляет собой прибор, преобразующий обратный пьезоэффект в прямой.

В самое последнее время пьезокерамические преобразователи предлагается использовать в качестве рабочего элемента-модулятора оптических квантовых генераторов [Л. 7]. Световой луч фокусируется линзой и затем при помощи полупрозрачного зеркала расщепляется на два луча, которые падают под прямым углом на зеркальные поверхности двух пьезоэлектрических преобразователей. На пьезоэлементы подаются видеосигналы, сдвинутые по фазе на 180° так, что в то время, когда один из пьезоэлементов сжимается, другой расширяется. Происходящее при этом изменение длины оптического пути приводит к изменению интенсивности результирующего луча пропорционально модулирующему напряжению.

Многие диэлектрики в результате поляризации в сильном постоянном электрическом поле или при воздействии активного излучения становятся электретами. Электретами называют вещества, способные сохранять электрические заряды противоположного знака на поверхностях, к которым было приложено электрическое поле. Электретами могут быть органические и неорганические вещества, преимущественно полярные.

Наибольший интерес представляют термо- и фотоэлектреты. В первом случае поляризация диэлектрика производится при повышенных температурах с последующим охлаждением, во втором — при облучении.

Известен ряд практических применений термоэлектретов: для изготовления микрофонов-телефонов, вибродатчиков, дозиметров проникающей радиации и для управления электронным пучком. Фотоэлектреты позволяют усовершенствовать процессы электрофотографии. На подготовленный фотоэлектрет проектируют фотографируемый объект. Тогда на тех участках поверхности фотоэлектрета, которые освещены сильнее, зарядов исчезнет больше, чем на тех, которые освещены слабее. После светового изображения его скрытая проекция сохранится. Проявление заключается в покрытии электрета частицами смеси двух порошков, отличающихся знаком электрического заряда. На участках электрета, где зарядов осталось больше, концентрируется большее количество частичек порошка, в других местах — соответственно меньше. Таким образом, скрытое изображение становится видимым.

Выше при классификации электротехнических материалов в особую группу были выделены ферромагнитные вещества. Разработка диэлектрических ферритов позволила практически использовать своего рода магнитооптические явления в радиотехнике сверхвысоких частот. Среди них наибольшее практическое значение получают волноводные элементы, которые не удовлетворяют принципу взаимности, т. е. ведут себя по-разному для волн, распространяющихся через них в прямом и обратном направлениях.

Применение таких ферритов позволило создать электрически регулируемые системы — быстродействующие переключатели, модуляторы, перестраиваемые по частоте фильтры и др.

Волновое сопротивление однородной среды определяется выражением

$$\rho = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

Фазовая скорость распространения волны в диэлектрике меньше скорости ее в вакууме и равна

$$V = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}}$$

Если на пути распространения волны имеются различные среды, то расчет системы чрезвычайно усложняется. Так например, частотный коэффициент волновода с диэлектриком, характеризующий дисперсию, выражается следующим образом:

$$K_\omega = \frac{\omega d \gamma}{\gamma d \omega} = \frac{K_d^2 \left[1 - \left(\frac{K_0}{K_d} \right)^2 C \right]}{\gamma^2 (1 - C)},$$

где

$$C = \frac{\eta_d \cos \eta_d b_2 \sin 2\eta_0 b_1 - 2\eta_0 b_1}{\eta_0 \sin \eta_0 b_0 \sin 2\eta_d b_2 + 2\eta_d b_2},$$

$$K_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}; \quad K_d = \omega \sqrt{\epsilon \mu_0};$$

$$\eta_0 = \sqrt{K_0^2 - \gamma^2}; \quad \eta_d = \sqrt{K_d^2 - \gamma^2}; \quad b_1 = b - b_2,$$

где b — половина ширины волновода;

b_2 — половина ширины диэлектрической пластины;

γ — постоянная распространения волновода с волной TE_{10} .

Введение диэлектрической пластины в волновод изменяет структуру электромагнитного поля, перераспределяет концентрацию электромагнитной энергии, позволяет резко снизить дисперсию.

Диэлектрические вкладыши в настоящее время стали неотъемлемой частью многих современных ферритовых волноводных устройств.

Из рис. 8 видно существенное увеличение активности взаимодействия электромагнитной волны с ферритом при наличии диэлектрического вкладыша [Л. 8].

Применение диэлектрических вкладышей в волноводах позволяет решать ряд задач техники сверхвысоких частот:

1) повысить активность ферритов в различных ферритовых устройствах;

2) увеличить величину пропускаемой мощности волновода;

- 3) создать вращающуюся поляризацию в круглых и квадратных волноводах;
- 4) обеспечить равномерное поле в раскрытых рупорных антеннах;
- 5) создать открытые и экранированные диэлектрические волноводы;
- 6) создать диэлектрические антенны;
- 7) создать диэлектрические полосковые линии.

Ввиду того, что в большинстве таких устройств значительная часть электромагнитной энергии распространяется по объему диэлектрика, общим требованием, предъявляемым к материалу, является величина $\operatorname{tg} \delta$. Она не должна быть более 0,001. Диэлектрическая проницаемость материала активизирующихся вкладышей в зависимости от их назначения должна быть в пределах 8—60. Очевидно, что основным материалом, отличающимся таким повышенным значением диэлектрической проницаемости, является керамика. Однако диэлектрические потери при сверхвысоких частотах многих керамических материалов резко возрастают против данных при частоте $f = 10^6 - 10^7$ гц. Известно, что собственная частота колебаний иона может быть найдена из выражения:

$$v = \sqrt{\frac{K}{m}},$$

где m — масса иона;

K — коэффициент упругости, определяемый силой, с которой ион удерживается в положении равновесия.

Отсюда резонансные диэлектрические потери должны быть тем меньше, чем меньше атомный вес иона. Опытные данные это не всегда подтверждают. Так, форстеритовая керамика с малой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon \approx 7$) и малыми атомными весами ионов ($2\text{MgO} \cdot \text{SiO}_2$) характеризуется повышенным значением $\operatorname{tg} \delta$ при сверхвысоких частотах. С другой стороны, для ряда видов керамики $\operatorname{tg} \delta$ при сверхвысоких частотах более резко зависит от температуры, чем при радиочастотах. Это обстоятельство показывает, что при радиочастотах и сверхвысоких частотах релаксируют не одни и те же частицы.

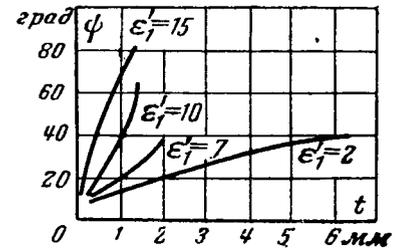
Исследования Л. П. Мудролюбовой и В. Ф. Исаевой показали, что имеется возможность получить серию керамических материалов с диэлектрической проницаемостью в пределах 8—60 с достаточно низким $\operatorname{tg} \delta$ при сверхвысоких частотах.

Особой областью развития диэлектриков в современной физической технике является квантовая электроника. Сюда относятся микроволновая радиоаппаратура, в том числе так называемые мазеры (microwave amplification by stimulated emission of radiation), генераторы, основанные на эффекте Вавилова — Черенкова, и оптические квантовые генераторы, получившие название лазеров (light amplification by stimulated emission of radiation).

Действие мазеров основано на явлении парамагнитного резонанса, а лазеров — на явлении люминесценции. Наконец, действие генераторов Черенкова основывается на эффекте типа ударной волны в среде, в которой движется электронный пучок со скоростью, большей скорости света.

Рабочими элементами молекулярных усилителей и генераторов могут быть как диэлектрики, так и

Рис. 8. Зависимость угла поворота плоскости поляризации волны от толщины диэлектрика при разных значениях его диэлектрической проницаемости.



полупроводники, газообразные, жидкие или твердые вещества. Рабочим элементом генераторов Черенкова могут служить диэлектрики, ферромагнетики (ферриты), наконец, плазма, помещенная в магнитное поле.

Особенно большое развитие в последнее время получают оптические квантовые генераторы в связи с возможностью их широкого использования в промышленности (сварка, резка, сверление металлов и тугоплавких материалов), технике связи, вычислительной технике, радиоастрономии и во многих других областях науки и техники.

Одним из наиболее изученных активных материалов для лазеров является синтетический рубин, активированный хромом.

В настоящее время для повышения к. п. д. оптических квантовых генераторов широко изучаются для применения в качестве рабочих элементов самые различные вещества — стекла, активированные ниодимом, жидкости, монокристаллы фтористого кальция с примесью диспрозия, вольфрамат кальция с примесью ниодима, полупроводники, главным образом арсенид галлия и др.

Заключение. Обобщение имеющегося экспериментального материала показывает, что едва ли не самой интересной особенностью диэлектриков является возможность сосуществования в них ряда физических эффектов — сочетание свойств полупроводниковых и диэлектрических, диэлектрических и ферромагнитных, сегнетоэлектрических и ферромагнитных, а также возможность возникновения механических колебаний, возбуждаемых электрическими колебаниями, и обратно, высокой электронной проводимости в одном направлении и ничтожно малой в другом, преобразования электромагнитных колебаний микроволнового и оптического диапазона и др.

Новые виды неорганических диэлектриков для любых назначений, которые создаются и будут создаваться в дальнейшем — это материалы, с чисто электронной проводимостью. Прогресс в области неорганических диэлектриков в значительной мере связывается с применением редкоземельных элементов, а также элементов пятой группы таблицы Менделеева — ниобия и тантала. Указанные химические элементы позволяют получать материалы с чисто электронной электропроводностью, резко повышающей пределы рабочих температур.

У современных неорганических диэлектриков могут быть два электрических состояния: диэлектрическое и полупроводниковое. Целесообразно различать группу активных диэлектриков и полупроводников, с одной стороны, и группу пассивных диэлектриков и полупроводников, с другой.

Моделирование ферромагнитных гистерезисных характеристик на электронных машинах-аналогах с помощью сегнетоэлектрических конденсаторов

Инж. С. Д. ХЛЕБНИКОВ

Новочеркасский политехнический институт
имени С. Орджоникидзе

При расчете электромагнитных процессов в цепях с ферромагнетиками на электронных аналоговых машинах одной из основных трудностей является воспроизведение неоднозначных нелинейных зависимостей, обусловленных гистерезисом. Известные схемы моделирования гистерезиса [Л. 1—3 и др.] либо сложны, либо воспроизводят процесс очень приближенно.

Самый точный метод основан на сочетании физического и математического моделирования, когда гистерезис воспроизводится на специальном ферромагнитном образце, введенном в схему модели, а дифференциальные уравнения, связывающие электрические величины, решаются при помощи математического моделирования. Если образец геометрически подобен исследуемой магнитной системе и изготовлен из того же материала, а моделирование осуществляется в натуральном масштабе времени, то при этом можно получить весьма высокую точность, так как естественно воспроизводится не только гистерезис, но и вихревые токи. Однако практическое построение такой модели не всегда возможно. Приходится использовать образцы, отличные по материалу и геометрическим параметрам от реального магнитопровода и производить моделирование на низких частотах [Л. 4]. В этом случае гистерезис будет воспроизводиться приближенно, и для повышения точности следует предусмотреть возможность коррекции основных параметров гистерезисной петли. Действие вихревых токов, если они имеют существенное развитие, можно моделировать отдельно, используя метод, описанный в [Л. 5].

К сожалению, физическое моделирование гистерезиса на ферромагнитных образцах в схемах обычных аналоговых машин затруднительно вследствие малой мощности решающих усилителей. Для создания необходимых напряженностей поля нужно либо иметь мощные усилители, либо изготавливать миниатюрные многовитковые дроссели. С другой стороны, гистерезис заманчиво воспроизводить именно на физической модели, так как схема полу-

чается при этом простой, а соответствие реальному процессу достаточно полным.

В связи с этим обращает на себя внимание аналогия между ферромагнитным и диэлектрическим гистерезисами. Различная физическая сущность этих явлений не мешает, однако, получать геометрически подобные семейства гистерезисных петель $B(H)$ и $D(E)$. Использование в электронных моделях сегнетоэлектрических конденсаторов (варикондов) вместо ферромагнитных образцов по существу снимает все технические трудности, отмеченные выше.

На кафедре электрических станций Новочеркасского политехнического института под руководством проф. А. Д. Дроздова разработан метод моделирования ферромагнитных гистерезисных петель с помощью варикондов [Л. 6]. Использование этого метода при расчете переходных процессов в схемах релейной защиты дало вполне удовлетворительные результаты. Ниже рассматриваются схемы воспроизведения различных гистерезисных зависимостей.

Для получения гистерезисной характеристики $q(u)$ вариконда собирается схема, изображенная на рис. 1,а. На вход решающего усилителя, имеющего в обратной связи линейную емкость C_2 , включается вариконд $C_{1н}$. Связь между входными и выходными напряжениями будет выражаться так:

$$C_1 u_1 + q_{01} = |C_2 u_2 + q_{02}|,$$

где q_{01} и q_{02} — предварительные заряды емкостей $C_{1н}$ и C_2 .

Если $q_{01} = q_{02} = 0$, то $C_{1н} u_1 = q_1 = C_2 u_2$, т. е. u_2 пропорционально заряду на вариконде, и зависимость $u_2(u_1)$ выражает гистерезисную характеристику $q(u)$ для вариконда. При подключении параллельно вариконду линейного конденсатора $C_{1л}$ гистерезисная петля пойдет круче, причем значение остаточного напряжения u_r останется прежним, а коэрцитивное напряжение u_c уменьшится. Увеличение емкости в обратной связи делает петлю более пологой при неизменном u_c и уменьшенном u_r . Эти

Диэлектрики широко используются для изготовления активных элементов радиоэлектроники и применение их в этом направлении будет непрерывно расширяться.

Литература

1. Ормонт Б. Ф., ДАН СССР, 1959, № 1, т. 124.
2. Keitel A., Chemical Constitution, Elsevier Publ. Amst., 1958.

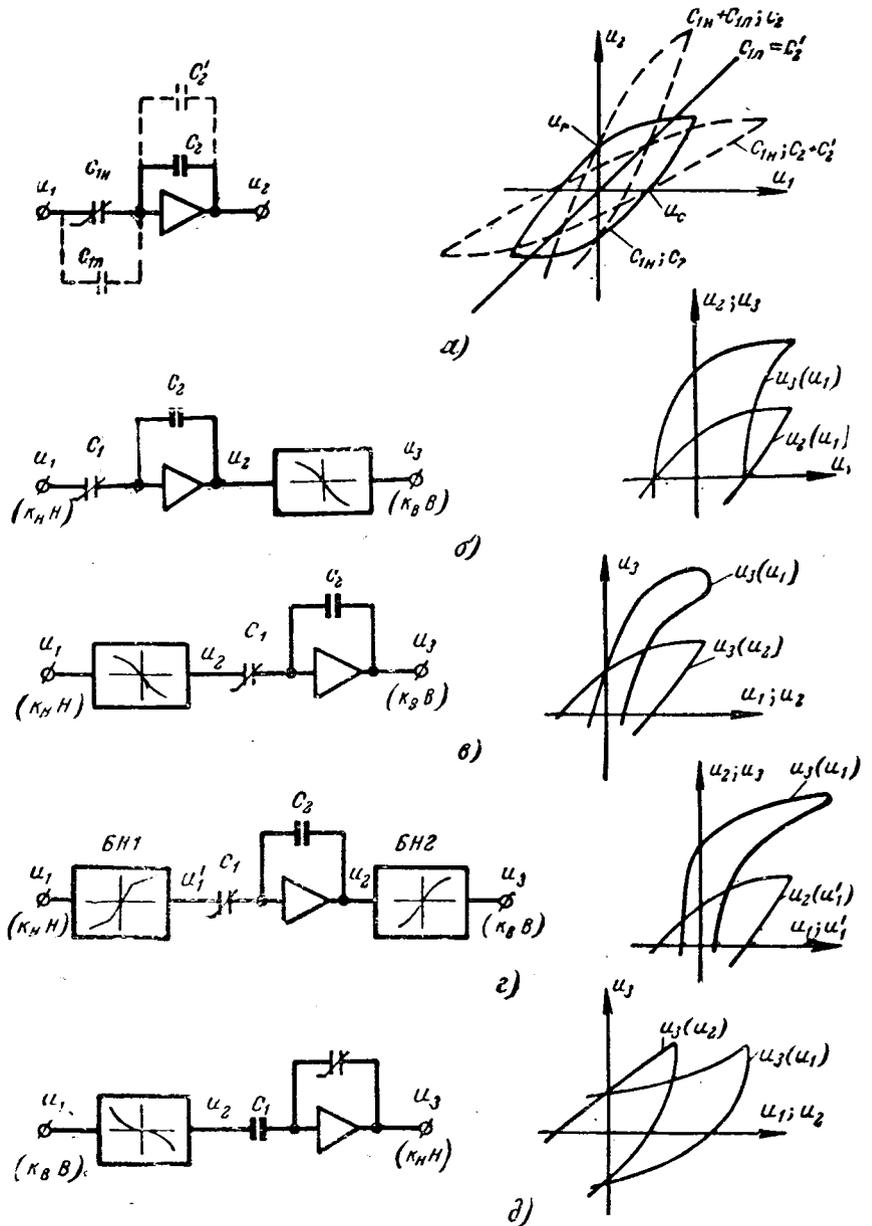
3. Huber, IEEE Trans. on comp. parts, 1963, sp—10, № 1.
4. Желудев И. С., Тамбовцев Д. А. и Терентьев Б. П., «Электричество», 1963, № 8.
5. Ichikawa, Carlson, Amer. Ceram. Soc. Bull. 1963, v. 42, № 5.
6. Heywang, Solid State Electronics, 1961, v. 3, № 1.
7. Johnson и Kahn G, Journ. Appl. Phys., 1962, v. 33, № 12.
8. Микаэлян А. Л., Применение ферритов в волновой технике, «Советское радио», 1957.

[8.5.1964]



Рис. 1. Схемы для воспроизведения различных гистерезисных зависимостей и вид получаемых на них характеристик.

а — моделирование гистерезисной петли $q(u)$ для вариконда (пунктиром показано возможное подключение линейных конденсаторов для изменения параметров петли); б — моделирование гистерезисной петли $B(H)$ с включением блока нелинейности (БН) после звена с варикондом; в — моделирование гистерезисной петли с включением БН до звена с варикондом; г — моделирование гистерезисной петли $B(H)$ с точным заданием коэрцитивной силы и остаточной индукции при значительных максимальных напряжениях поля и улучшенным воспроизведением частных циклов; д — моделирование гистерезисной петли $H(B)$.



простейшие приемы изменения параметров гистерезисного цикла используются в дальнейшем.

Сегнетоэлектрические конденсаторы имеют самые различные гистерезисные петли. На рис. 2 приведены осциллограммы семейств частных циклов, снятые на ферротестере для некоторых варикондов при частоте 50 гц, $U_{\text{макс}} = 310$ в. Комбинированным включением варикондов и линейных емкостей удается получать семейства гистерезисных циклов, подобные характеристикам разнообразных ферромагнитных материалов. Однако такой метод формирования петли в настоящее время широкого распространения получить не может, так как сегнетоэлектрические конденсаторы, выпускаемые серийно нашей промышленностью, имеют напряжение насыщения порядка 300 в, что значительно выше максимального напряжения на электронных моделях. Применение конденсаторов с тонкими сегнетоэлектрическими кристаллами¹, имеющими насыщение при 50–100 в, позволяет элементарно просто моделировать характеристики многих магнитотвердых и магнитомягких материалов с высокой степенью соответствия для частных и предельных циклов.

Моделирование гистерезисных характеристик с помощью типовых варикондов ВК1-Б осуществлялось при помощи схем, изображенных на рис. 1, б–д.

Схема 1, б предназначена для получения зависимости $B(H)$. На первом звене получается гистерезисная петля вариконда $u_2(u_1)$, имеющая вид неправильного эллипса. Второе звено — универсальный диодный преобразователь — предназначено для деформации полученной петли с целью приближения ее к моделируемой характеристике. Рассматриваемая схема позволяет довольно точно воспроизвести параметры какого-либо одного, например, предельного гистерезисного цикла. К таким пара-

метрам следует отнести остаточную индукцию, коэрцитивную силу и основную кривую намагничивания. При выбранном вариконде величину коэрцитивной силы определяет емкость линейного конденсатора, включенного параллельно вариконду. Величина остаточной индукции зависит от передаточных коэффициентов первого звена и соответствующего участка для кривой $u_3(u_2)$, набираемой на блоке нелинейности.

Функция $u_3(u_2)$ строится графически, как показано на рис. 3. Основная кривая поляризации вариконда, являющаяся геометрическим местом вершин петлей гистерезиса, показана в виде зависимости $u_2(u_1)$. Она весьма близка к первоначальной кривой поляризации, которую легко снять на схеме 1, а, изменяя напряжение от нуля в одну сторону (вариконд предварительно должен быть полностью деполяризован). Основная кривая намагничивания $u_3(u_1)$ находится экспериментально, либо берется из справочника. Характер геометрических построений для нахождения зависимости $u_3(u_2)$ несложен

¹ Такие кристаллы были изготовлены по специальному заказу лабораторией сегнетоэлектриков Научно-исследовательского физико-математического института при Ростовском государственном университете.

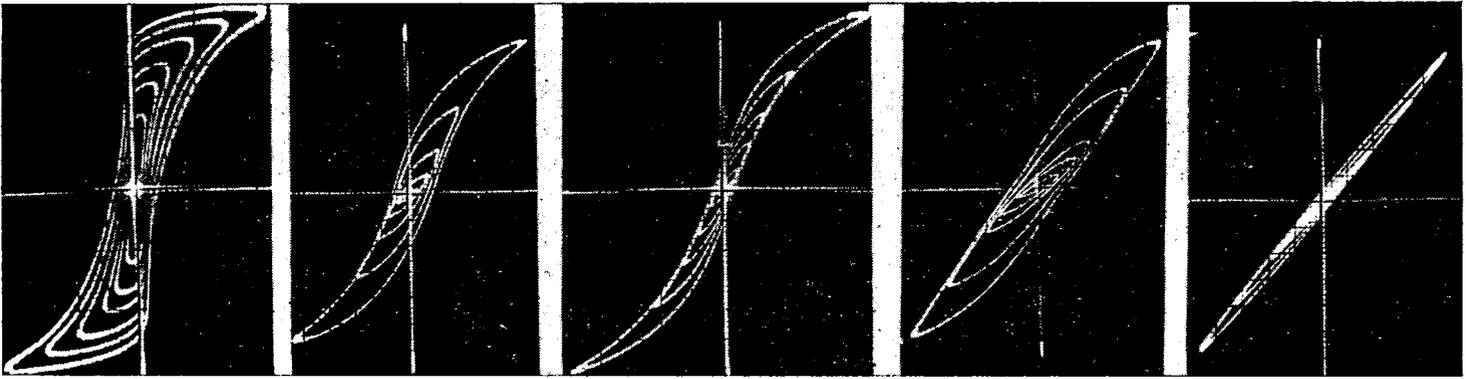


Рис. 2. Семейства гистерезисных характеристик различных сегнетоэлектрических конденсаторов, полученные с помощью ферротестера при $f=50$ гц, $U_{\text{макс}}=310$ в.

a — конденсатор с тонким монокристаллом; *b* — вариконд ВК1, 6 800 пф; *в* — вариконд ВК1-Б, 0,2 мкф; *г* — вариконд ВК1-Б, 0,2 мкф при $U_{\text{макс}}=100$ в; *д* — сегнетоэлектрический конденсатор СК, 0,04 мкф.

и не требует особых пояснений. Построенная кривая $u_3(u_2)$ корректируется для получения в воспроизведенном цикле нужной величины максимальной остаточной индукции и аппроксимируется кусочно-линейной функцией для набора на блоке нелинейности.

Как отмечалось выше, при использовании типовых варикондов схема воспроизводит точно параметры только одного цикла. Другие частные циклы будут моделироваться приближенно, однако их характер вполне соответствует реальному процессу перемагничивания. Наличие варикондов с малым напряжением насыщения позволяет получить большую точность моделирования всего семейства гистерезисных циклов.

Изменение порядка расположения звеньев при тех же их параметрах существенно изменяет результирующую гистерезисную зависимость, что видно, например, из сравнения рис. 1,б и 1,в. Это обстоятельство может быть также использовано при моделировании некоторых гистерезисных пе-

тель. Если взять два нелинейных преобразователя и один из них поставить до звена с варикондом, а второй после него (рис. 1,г), то можно весьма точно смоделировать динамическую петлю электро-технической стали при значительной максимальной напряженности поля. Использование первого блока в качестве преобразователя масштаба позволяет растянуть область малых насыщений, что повышает точность установки значений коэрцитивной силы и остаточной индукции, а также приближает частные получаемые циклы к истинным. Осциллограмма динамической петли для стали Э310, полученная на рассматриваемой модели, приведена на рис. 4,в.

Моделирование обратных зависимостей $H(B)$ принципиально не отличается от рассмотренных выше способов воспроизведения кривых $B(H)$. Одна из схем для получения гистерезисных циклов $H(B)$ показана на рис. 1,д. Расчет ее параметров приведен в приложении.

Все рассмотренные схемы позволяют задавать начальные индукции любых величин и знаков путем предварительного сообщения конденсаторам C_1 и C_2 равных и противоположных зарядов. Для схемы 1,б можно рекомендовать следующий порядок задания остаточной индукции.

1. Перед пуском схемы емкость $C_1=C_{1н}+C_{1л}$ заряжается от постороннего источника до напряжения u_{01} . Затем схема включается на синусоидальное напряжение с затухающей амплитудой (такой закон изменения входного напряжения u_1 легко получить с помощью известной схемы, собранной на трех усилителях) и фиксируются напряжения $u_2(0)$ и $u_3(0)$, когда входное напряжение практически исчезнет.

2. После разрядки конденсаторов C_1 и C_2 на первом устанавливается прежнее значение напряжения u_{01} , а на втором — напряжение $u_{02}=-u_2(0)$.

Эти операции обеспечивают начало гистерезисного цикла с остаточной индукцией, соответствующей u_{03} . Проведя несколько опытов, можно составить таблицу, по которой определяются значения u_{01} и u_{02} для задания необходимой начальной индукции. Задание начальной индукции для других схем производится аналогично.

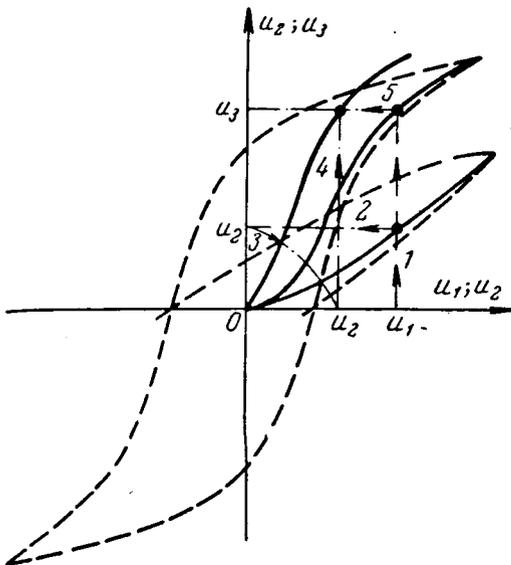


Рис. 3. Построение нелинейной функции $u_3(u_2)$ по заданной основной кривой намагничивания ферромагнетика $u_3(u_1)$ и основной кривой поляризации вариконда $u_2(u_1)$ для схемы 1,б.

Необходимо иметь в виду, что если вариконд оставить длительно заряженным, то это может сильно исказить его петлю, сделав ее несимметричной. Поэтому после окончания работы и перед очередным пуском схемы вариконд следует деполяризовать, закоротив его на 15—20 сек. Полную деполяризацию удобно осуществлять также путем подачи синусоидального напряжения с затухающей амплитудой. Когда входное напряжение практически исчезнет, вариконд следует закоротить на 5—10 сек. Процесс деполяризации можно наблюдать на экране осциллографа или по вольтметру, следя за тем, чтобы заряд полностью исчезал (семейство частных циклов должно сходиться в начале координат, как на рис. 3,а). Вариконды, деполяризуемые подобным образом, долго сохраняют симметричную гистерезисную петлю.

Для устойчивой работы схем в некоторых случаях рекомендуется последовательно с конденсатором C_1 на входе усилителя ставить активное сопротивление порядка 0,5 ком. При емкостях C_1 и C_2 порядка 0,1—1 мкф погрешность схемы при таком включении, как показал расчет, совершенно ничтожна.

Основным недостатком предлагаемого метода является нестабильность характеристик варикондов, особенно при малых напряженностях электрического поля. Экспериментальные исследования зависимостей характеристик поляризации от температуры, частоты и напряжения для типовых варикондов ВК1-Б-0,15 и ВК-Б-0,2, наиболее удобных для моделирования, позволили определить условия получения стабильных циклов. Опыт показал, что петля получается наиболее стабильной, если вариконд будет предварительно тренирован в течение 1 ч при напряжении около 50 в промышленной частоты с последующим «отдыхом» в течение 5—10 мин. При этом параметры гистерезисной петли несколько дней сохраняются неизменными. Они не зависят от частоты в пределах 0—20 гц и незначительно зависят от температуры в интервале 20—40° С.

Модели трансформаторов тока с использованием варикондов. Известно, что неучет остаточной индукции и перемагничивания сердечников трансформа-

торов тока по частным циклам при расчете тока намагничивания обуславливает недопустимо большую погрешность. В связи с этим рассмотрим применение описываемого метода для моделирования характеристик намагничивания защитных трансформаторов тока.

Схеме замещения трансформатора тока, включенного на линейную активную-индуктивную нагрузку, показанной на рис. 5,а, соответствуют уравнения в операторной форме:

$$\left. \begin{aligned} i_0 &= i_1 - i_2; \\ p\psi &= i_2(r_2 + pL_2); \\ \psi &= f(i_0); \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

здесь i_1 и i_0 — токи, приведенные ко вторичной обмотке.

Проинтегрировав второе уравнение, запишем систему (1) в виде

$$\left. \begin{aligned} i_2 &= i_1 - i_0; \\ \psi &= i_2 \left(\frac{r_2}{p} + L_2 \right) + \psi_r; \\ i_0 &= F(\psi), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где ψ_r — остаточное потокосцепление.

Системам (1) и (2) соответствуют структурные схемы моделей, приведенные на рис. 5,б и в.

Схема 5,б составлена непосредственно по исходным уравнениям; в ней характеристика намагничивания воспроизводится в виде зависимости $\psi(i_0)$. На этой схеме удобно исследовать режимы работы трансформатора тока в случаях, когда нагрузка имеет преобладающий индуктивный характер. При чисто активной нагрузке ($C_{04}=0$) звено 4 превращается в чисто дифференцирующее, что практически всегда приводит к самовозбуждению схемы. Для повышения устойчивости на входе усилителя 4 последовательно с конденсатором приходится ставить активное сопротивление порядка нескольких тысяч ом. Схема 5,в не содержит дифференцирующих элементов и работает устойчиво при любом характере нагрузки. Магнитная характеристика воспроизводится здесь в виде зависимости $i_0(\psi)$ по схеме на рис. 1,д.

В приведенных моделях трансформаторов тока применены комбинированные звенья, что позволи-



Рис. 4. Осциллограммы гистерезисных зависимостей, моделируемых на машине.

а — характеристика варикондов ВК-Б, 0,15 мкф, полученная на схеме 1,а при изменении входного напряжения по синусоидальному закону с убывающей амплитудой; б — динамическая петля для стали Э12 при $H_m=8$ а/см, полученная на схеме 1,б с использованием вариконда ВК1-Б, 0,15 мкф; в — динамическая петля для стали Э310 при $H_m=30$ а/см, полученная на схеме 1,в с тем же варикондом.

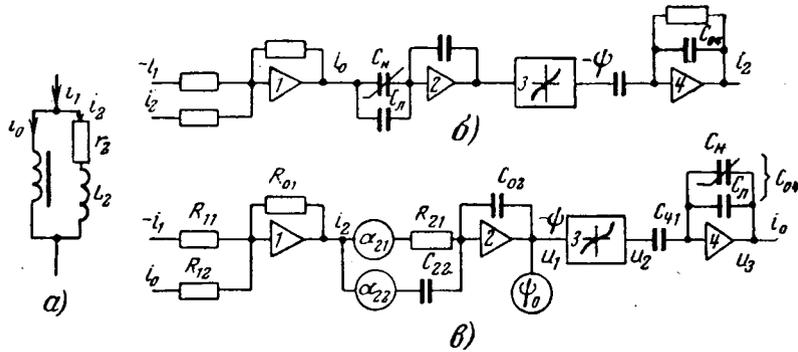


Рис. 5. Схема замещения трансформатора тока с активно-индуктивной нагрузкой (а) и структурные схемы его моделей (б и в).

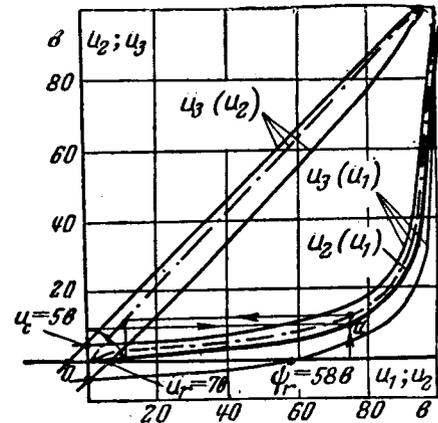


Рис. 6. Построение кривой $u_2(u_1)$ — нелинейной функции, набираемой на блоке нелинейности 3 (схема 5, в) для моделирования динамической петли $u_3(u_1)$ сердечника трансформатора тока; $u_3(u_1)$ — гистерезисная характеристика, моделируемая звеном 4 с варикондом ВК1-Б-0,15; — — — — — основные кривые намагничивания и поляризации.

ло использовать минимальное количество решающих усилителей; это весьма важно при исследовании сложных схем защиты. Проведенные исследования показали, что предлагаемый метод может обеспечить такую же точность, как и метод моделирования гистерезиса на ферромагнитном дросселе, но отличается от него значительной простотой.

Выводы. 1. Предлагаемый способ воспроизведения гистерезиса отличается простотой и не требует изготовления особых устройств.

2. Применение типовых варикондов позволяет моделировать самые разнообразные ферромагнитные характеристики с точностью, вполне достаточной для решения многих технических задач. При этом легко задаются различные остаточные индукции и приближенно моделируются частные циклы.

3. Применение варикондов с напряжением насыщения до 100 в значительно повысит точность воспроизведения частных гистерезисных циклов.

4. Нестабильность параметров петли варикондов является основным недостатком предлагаемого метода, однако при соблюдении некоторых условий можно иметь достаточно стабильные характеристики.

5. Метод может быть применен для расчета процессов в схемах, которые имеют не только ферромагнитные элементы, но и электрические, механические и другие элементы, характеризующиеся гистерезисными явлениями.

Приложение. Моделирование трансформатора тока, включенного на активно-индуктивную нагрузку. Исходные данные опытного трансформатора тока: сердечник кольцевой, штампованный наружный диаметр 195 мм, внутренний 105 мм, толщина 39 мм, сталь Э42, толщина листа 0,5 мм, коэффициент заполнения $k_3=0,85$, числа витков первичной и вторичной обмоток $w_1=w_2=150$. Параметры нагрузки (сюда отнесены и параметры вторичной обмотки трансформатора тока): $r_2=0,5$ ом, $x_2=0,2$ ом ($L_2=6,37 \cdot 10^{-3}$ гн, $T_2=1,27 \cdot 10^{-2}$ сек).

Схема замещения трансформатора тока приведена на рис. 5,а. Произведем расчет параметров схемы модели (рис. 5,в), составленной по уравнениям (2). Запишем систему (2) в таком виде:

$$\begin{aligned} i_2 &= i_1 - i_0; \\ \psi &= i_2 L_2 \left(1 + \frac{1}{pT_2} \right) + \psi_r; \\ i_0 &= F(\psi); \end{aligned} \quad (2')$$

здесь T_2 — постоянная времени вторичной цепи;

$$i_0 = \frac{Hl_{cp}}{\omega_2}; \quad \psi = \omega_2 BS.$$

Средняя длина магнитного пути l_{cp} вычислена по среднему геометрическому диаметру $D_r = \frac{D_n - D_b}{\ln \frac{D_n}{D_b}} = 145$ мм, т. е. рав-

на $l_{cp} = \pi D_r = 45,5$ см. Сечение стали $S = 15$ см².

Динамическая петля сердечника, снятая при синусоидальном напряжении с помощью ферротестера, и основная кривая намагничивания приведены на рис. 6 в виде зависимостей $u_3(u_1)$, где $u_3 = \frac{i_0}{m_i}$, $u_1 = \frac{\psi}{m_\psi}$ ($m_i = 0,1$ а/в, $m_\psi = 2,8 \times 10^{-3}$ вб/в — масштабы моделирования тока и потокосцепления, выбранные из условия $H_{max} = 25$ а/см, $B_{max} = 1,25$ тл). Функция $u_2(u_1)$ должна воспроизводиться на звеньях 3 и 4 модели (рис. 5, в) и является исходной для определения параметров этих звеньев. Ввиду того, что практически получаемая на модели петля имеет очень незначительное расхождение с исходной, она отдельно не показана.

Параметры звеньев 3 и 4 будем рассчитывать так, чтобы обеспечить достаточно точное воспроизведение ширины заданной петли ($u_c = 5,8$), максимального остаточного потокосцепления ($\psi_r = 58$ в) и основной кривой намагничивания.

Ширина петли определяется соотношением емкостей вариконда и шунтирующего линейного конденсатора C_λ (см. пояснения в тексте статьи к рис. 1,а). Величина емкости конденсатора C_4 на входе выбирается таким образом, чтобы коэффициент передачи звена 3 был близок к единице. О целесообразности такого соотношения параметров будет сказано ниже. На рис. 6 характеристика $u_3(u_2)$ получена при следующих параметрах звена 4: C_H — вариконд ВК1-Б-0,15, $C_\lambda = 1$ мкф, $C_4 = 1,25$ мкф.

Графическое построение кривой $u_2(u_1)$, набираемой на блоке нелинейности 3, осуществляется по основным кривым намагничивания и поляризации, показанным штрихпунктирными линиями. Порядок построения пояснен вспомогательными линиями, проведенными для нахождения одной точки (а) кривой 3. Направление стрелок указывает последовательность проведения вспомогательных линий.

Найденная таким образом кривая $u_2(u_1)$ корректируется для получения нужной величины остаточного потокосцепления ψ_r . Начальный участок кривой $u_2(u_1)$ близок к прямолинейному и на блоке нелинейности будет набираться прямой $y = k_1 x$, где k_1 — коэффициент усиления. Остаточное напряжение сегнетоэлектрической петли $u_3(u_2)$ составляет $u_r = 7$ в.

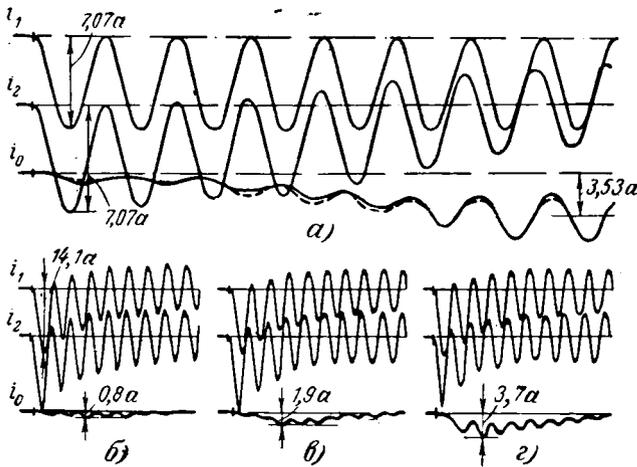


Рис. 7. Осциллограммы первичного, вторичного и намагничивающего токов трансформатора тока при коротком замыкании, снятые на модели.

а — при первичном токе с незатухающей аperiodической слагающей (сердечник имеет отрицательную индукцию $V_r = -0,7$ тл; пунктиром показана кривая намагничивающего тока, полученная экспериментально); б — при отрицательной остаточной индукции $V_r = -0,7$ тл; в — при намагниченном сердечнике; г — при положительной остаточной индукции $V_r = 0,7$ тл.

Необходимо выполнить равенство $\phi_r = \frac{1}{k_1} u_r$, для чего должно быть $k_1 = \frac{u_r}{\phi_r} = 0,12$. На рис. 6 показана уже скорректированная кривая $u_2(u_1)$.

Отметим следующее. При моделировании магнитных характеристик электротехнических сталей в случаях, когда предельные напряженности поля имеют значения 15—20 а/см для получения необходимой ширины динамической петли приходится шунтировать вариконды типа ВК1-Б емкостями 1—2 мкф и более. Передаточная функция K звена 3 модели при этом будет иметь слабо выраженную нелинейность: так, основная кривая поляризации $u_3(u_2)$ (рис. 6) в диапазоне напряжений на модели $-100 \div +100$ в мало отличается от прямой линии. Если обеспечено условие $K \approx \text{const} = 1$, то кривая $u_2(u_1)$, набираемая на блоке нелинейности, получается близкой к средней кривой намагничивания. Это позволяет, почти не перестраивая модель, вести расчет как с учетом гистерезиса, так и без него: достаточно звено 3 модели заменить инвертором (или масштабным усилителем, если $K \approx \text{const} \neq 1$). При этом появляется возможность сравнивать результаты решения и определять предельные режимы, для которых учет гистерезиса необходим.

Определим параметры линейных звеньев модели. Токи i_1, i_2, i_0 будем моделировать в одном масштабе. Тогда для сумматора $1 R_{11} = R_{12} = R_{01} = 1$ Мом.

Для нахождения параметров звена 2 составим машинное уравнение:

$$i_{2\text{ маш}} \left(\frac{\alpha_{21}}{R_{21}} + p_{\text{ маш}} \alpha_{22} C_{22} \right) = \phi_{\text{ маш}} p_{\text{ маш}} C_{02},$$

откуда

$$\phi_{\text{ маш}} = i_{2\text{ маш}} \alpha_{22} \frac{C_{22}}{C_{02}} \left(1 + \frac{1}{p_{\text{ маш}} \frac{\alpha_{22}}{\alpha_{21}} R_{21} C_{22}} \right). \quad (3)$$

Связь машинных переменных с действительными:

$$\phi_{\text{ маш}} = \frac{\phi}{m_\phi}, \quad i_{\text{ маш}} = \frac{i_i}{m_i}, \quad p_{\text{ маш}} = p m_t.$$

Уравнение (3) для действительных переменных будет иметь вид:

$$\phi = i_2 \frac{m_\phi}{m_i} \alpha_{22} \frac{C_{22}}{C_{02}} \left(1 + \frac{1}{p m_t \frac{\alpha_{22}}{\alpha_{21}} R_{21} C_{22}} \right). \quad (3')$$

Сравнивая уравнение (3') со вторым уравнением системы (2'), получим:

$$L_2 = \frac{m_\phi}{m_i} \alpha_{22} \frac{C_{22}}{C_{02}}, \quad T_2 = m_t \frac{\alpha_{22}}{\alpha_{21}} R C_{22}. \quad (4)$$

Соотношения (4) позволяют выбрать рациональные значения параметров звена 2. Учитывая, что $L_2 = 6,37 \cdot 10^{-3}$ гн, $T_2 = 1,27 \cdot 10^{-2}$ сек, $m_\phi = 2,8 \cdot 10^{-3}$ вб/в, $m_i = 0,1$ а/в и задавшись $m_t = 1,59 \cdot 10^{-2}$ ($\omega_{\text{ маш}} = 5$ 1/сек), $C_{02} = C_{22} = 1$ мкф, $R_{21} = 1$ Мом, получим $\alpha_{22} = 0,227$, $\alpha_{21} = 0,285$.

Остаточное потокоцепление в модели определяется начальным условием на звене 2 и предварительной поляризацией вариконда. Для задания предельного остаточного потокоцепления $\phi_r = 58$ в начальное напряжение на емкости $C_{04} = C_n + C_\lambda$ должно быть равно $u_r = 7$ в.

С целью определения точности принятого метода на рассмотренной выше схеме был рассчитан ряд режимов включения трансформатора тока на ток с незатухающей аperiodической слагающей. Этот режим исследовался также экспериментально [Л. 4]: Осциллограмма, приведенная на рис. 7а, показывает, что кривые намагничивающего тока, полученные из опыта и на модели, очень близки.

На рис. 7б, в, г приведены осциллограммы тока намагничивания при различных остаточных потокоцеплениях. Периодическая составляющая тока короткого замыкания моделировалась с затуханием, обусловленным реакцией якоря синхронной машины.

Литература

1. Васильев В. Г. и В. А. Зверев, Электронное моделирование гистерезисных характеристик ферромагнитных материалов, «Известия вузов, Электромеханика», 1959, № 9.
2. Гельфанд Я. С., Исследование переходных процессов в трансформаторах тока на машинах непрерывного действия, «Электричество», 1961, № 12.
3. Зверев В. А., Реальный ферромагнетик в электронных моделях магнитных элементов, «Известия вузов, Электромеханика», 1962, № 5.
4. Хлебников С. Д., Моделирование переходных процессов в трансформаторах тока на машинах непрерывного действия с естественным воспроизведением гистерезиса, «Известия вузов, Электромеханика», 1963, № 3.
5. Бахвалов Ю. А., Математическое моделирование переходных процессов синхронной машины на основе экспериментальных динамических характеристик, «Известия вузов, Электромеханика», 1962, № 2.
6. Дроздов А. Д. и Хлебников С. Д., Устройство, моделирующее гистерезисную петлю, предназначенное для расчета электрических цепей на аналоговых вычислительных машинах, «Известия вузов, Электромеханика», 1963, № 5.

[15.7.1963]



Элементы теории и расчета индуктосина

Б. К. КАРПЕНКО и Н. С. РУБАН

Институт автоматики Госплана УССР

Точность многих систем в большой степени зависит от точности датчиков перемещений. К датчикам непрерывного типа, выполненным на принципе изменяющейся с положением взаимной индукции, относятся следующие трансформаторы, микросины, магнесины, поворотные трансформаторы, сельсины. Эти датчики находят широкое применение. Однако в ряде случаев они не обеспечивают необходимой точности. Заслуживает внимания многополюсный индуктивный датчик угла — индуктосин, позволяющий производить отсчет с точностью 1—5 угловых секунд [Л. 1]. Высокая точность, простота и надежность привлекли к нему внимание ряда авторов. Появилось много работ, посвященных индуктосину. Однако даже для основных его параметров нет еще приемлемых методов расчета. В настоящей статье публикуются результаты, полученные в Институте автоматики Госплана УССР. При этом рассматриваются только нерешенные ранее вопросы или вопросы, прежние решения которых по мнению авторов являются непригодными для практического применения.

По принципу действия индуктосин подобен синусно-косинусному поворотному трансформатору, но отличается от него большим числом полюсов, торцовым расположением обмоток и отсутствием стали в магнитной цепи. Индуктосин состоит из корпуса, двух дисков, выполненных из неферромагнитного и непроводящего материала, вала и двух подшипников. Диски располагаются параллельно друг другу. Диск статора крепится в обойме корпуса, а диск ротора — на валу. На их обращенных друг к другу поверхностях фотохимическим или каким-либо иным способом по радиусам нанесены линии из проводящего материала, выполняющие роль активных сторон обмотки. Роль лобовых соединений выполняют хорды, соединяющие актив-

ные проводники последовательно. Так как изменение углового положения должно производиться по всей окружности, то обмотка ротора (или статора) выполнена непрерывной, что обеспечивает измерение взаимного положения дисков индуктосина в любом из повторяющихся периодов. На рис. 1 показана обмотка ротора. В одном месте обмотка имеет разрыв для присоединения выводных концов, которые через сверление в валу выводятся наружу. На статоре расположены две секционированные обмотки (рис. 2).

Чтобы получить одинаковый сдвиг между секциями двух обмоток статора (90 эл. град), обмотка ротора должна иметь минимальное число радиальных проводников, определяемое соотношением

$$N = 2^l f,$$

где l — целое число, равное 2 или 3;

f — число, не содержащее множитель 2.

При этом $2^{(l+1)}$ соответствует минимальному числу секторов обмотки статора с равномерным сдвигом секторов. Теоретически точность индуктосина возрастает с увеличением числа проводников, а в силу ряда побочных явлений имеет максимум, который находится в области 100—200 проводников.

При питании обмоток статора переменным синусоидальным током неизменной частоты в роторе индуктосина индуцируется э. д. с., амплитуда или фаза которой (в зависимости от режима) являются функциями угла поворота ротора относительно статора.

Возможны два режима работы индуктосина:

1. Фазовый режим, при котором обмотки статора питаются напряжениями равной амплитуды, но сдвинутыми по фазе на 90 эл. град. Измерение угла поворота сводится к измерению фазы выходного напряжения (тока). В этом режиме индуктосин аналогичен фазовращателю.

2. Амплитудный режим, при котором обмотки статора питаются синусоидальными напряжениями, совпадающими по фазе. Величина э. д. с., индуцируемая в обмотке ротора, зависит от угла поворота. Индуктосин в этом режиме аналогичен поворотному трансформатору.

В работе [Л. 2] сделана попытка определения э. д. с. ротора или взаимной индукции индуктосина. Взаимоиндукция между роторным и статорным проводниками определялась как взаимная индукция двух токовых нитей:

$$M = \frac{\mu_0 \cos \alpha}{4\pi} \int_{x_1 y_1}^{x_2 y_2} \frac{dx dy}{D},$$

где

$$D = \sqrt{x^2 + y^2 - 2xy \cos \alpha};$$

x, y — координаты концов проводников статора и ротора;

h — зазор между ротором и статором;

α — угол взаимного положения ротора относительно статора.

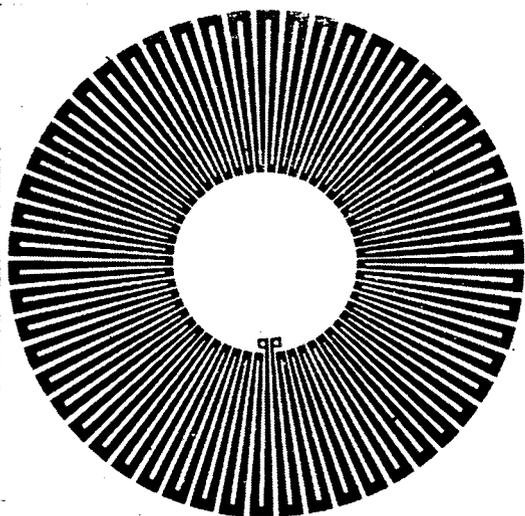


Рис. 1. Обмотка ротора индуктосина.

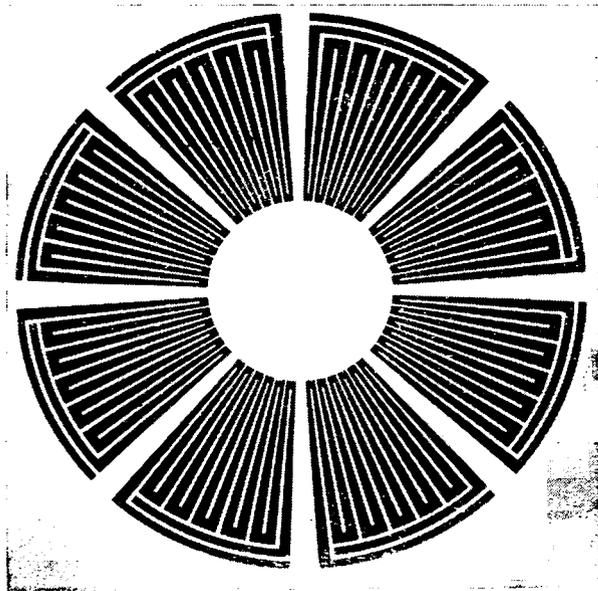


Рис. 2. Обмотка статора индуктосина.

При этом не принималось во внимание, что в действительности реальный активный проводник индуктосина состоит из множества таких элементарных нитей. Попытки решить задачу таким способом привели к кривым $M=f(h)$, ход которых не только не согласуется с экспериментом, но порой противоречит физическому смыслу [Л. 3, рис. 6]. На рис. 3 воспроизведена одна из этих кривых для случая $N=512$. Обозначение величин приведено к принятым в настоящей статье. Согласно этой кривой знак коэффициента взаимной индукции изменяется с изменением расстояния между дисками. Предположить возможность изменения знака M — значит предположить наличие встречных полей над парой полюсов первичной обмотки. На рис. 4 показана картина поля вектора \mathbf{B}_y , соответствующая кривой $M=f(h)$, изображенной на рис. 3. В соответствии с принципом непрерывности магнитного потока там же пунктиром представлены линии магнитной индукции. В зоне II, где якобы коэффициент взаимной индукции отрицателен, наличие вихрей в магнитном поле ничем не оправдано, так как в этой области плотность тока равна нулю и, следовательно, магнитное поле потенциально.

Определим величину э. д. с., индуцируемую во вторичной обмотке. Для этого расседем статорный и роторный диски с печатными обмотками воображаемой цилиндрической поверхностью с осью, проходящей через центр диска. След пересечения развернем в линию (рис. 5), а начало координат совместим с серединой роторного проводника. По оси абсцисс будем откладывать текущую координату воздушного зазора x , а по оси ординат — угловую плотность тока δ . Магнитное поле индуктосина можно разбить на три области: область I — от $y=-\infty$ до $y=0$, область II, содержащую проводники с током, — от $y=0$ до $y=c$, область III — воздушный зазор и ротор — от $y=c$ до $y=+\infty$. Области I и III свободны от токов (вихревыми токами

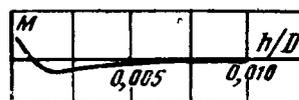


Рис. 3. Кривая $M=f(h)$ из [Л. 3].

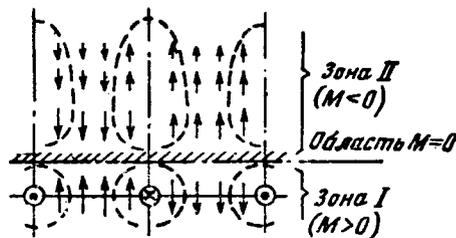


Рис. 4. Поле вектора \mathbf{B}_y , соответствующее зависимости $M=f(h)$ на рис. 3.

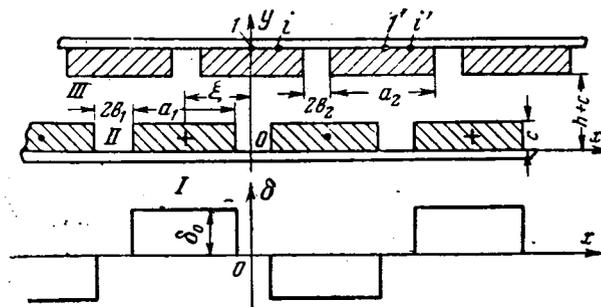


Рис. 5. Развертка индуктосина.

в обмотке ротора пренебрегаем). Для этих областей.

$$\nabla^2 A_z = \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = 0, \quad (1)$$

где A_z — составляющая векторного потенциала магнитного поля ($A_x = A_y = 0$).

Для области II:

$$\nabla^2 A_z = \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu \delta_z, \quad (2)$$

где δ_z — плотность тока (периодическая функция).

Не учитывая вытеснения тока в проводниках статора, можно представить плотность тока рядом Фурье:

$$\delta_z = \frac{4\delta_0}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \sin \frac{\nu\pi}{2} \cos \nu k b_1 \cos \nu k_2^*(x - \xi), \quad (3)$$

где $\nu=1, 3, 5, \dots$ — порядковый номер пространственной гармоники. Векторный потенциал магнитного поля является периодической функцией от x с тем же периодом, что и плотность тока. Можно записать:

$$A_z = N_y + \mu \sum_{\nu=1}^{\infty} Y_{\nu} \cos \nu k (x - \xi), \quad (4)$$

где Y_{ν} зависит только от y .

В этом случае э. д. с. ротора равна (см. приложение I):

$$E_p = \frac{-j\omega 4N_1 l_\mu}{\pi k^2 (\tau - 2b_1)(\tau - 2b_2)(1 + \nu kc)} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu^2} \sin \frac{\nu\pi}{2} \cos \nu kb_1 \cos \nu kb_2 e^{-\nu kh} \cos \nu k\xi, \quad (5)$$

где l — длина активного проводника;

N_1 — число пластин статора.

Как видно из выражения для э. д. с. ротора, зависимость $E_p = f(h)$ представляет собой показательную функцию (участок от $x=0$ до $x=\infty$). На рис. 6 представлены опытная 1 и расчетная 2 кривые $E_p = f(h)$ для индуктосина, имевшего следующие параметры: число проводников ротора $N_2 = 108$; число секторов статорной обмотки 8; число проводников статора $N = 96$; наружный диаметр статорной обмотки 120 мм; внутренний диаметр 40 мм; наружный диаметр роторной обмотки 110 мм; внутренний диаметр роторной обмотки 40 мм. Сопротивление обмотки статора на полюс 0,536 ом, число полюсов 2; сопротивление обмотки ротора 1,072 ома. Диски изготовлены из фольгированного гетинакса с толщиной фольги 0,05 мм. Магнитная система индуктосина выполнена без ферромагнитного материала, поэтому для получения выходной э. д. с. в несколько милливольт частота питающего напряжения должна быть достаточно высокой: 5—10 кгц. В нашем случае испытания проводились при частоте 10 кгц.

Характер кривой на рис. 6 соответствует кривой $E_p = f(h)$ американского индуктосина, описанного в [Л. 4].

Из уравнения (5) следует, что э. д. с. ротора меняется в функции угла поворота по периодической кривой, составленной из нечетных гармоник. Подбирая соответствующие размеры b_1 и b_2 , можно устранить любые гармоники выходной э. д. с. Для подавления гармоник, кратных трем, должно быть $b_1 = \tau/6$, а для подавления гармоник, кратных пяти, $b_2 = \tau/10$.

Проведенные расчеты показали, что в этом случае при указанных параметрах индуктосина суммарное процентное содержание пространственных гармоник в кривой выходной э. д. с. не превышает 0,01%. На рис. 7 представлена осциллограмма про-

странственной кривой э. д. с. на кольцах ротора. Обмотки статора, соединенные последовательно, питались постоянным током. Ротор вращался со скоростью 2 800 об/мин.

Из выражения (5) следует, что взаимная индуктивность индуктосина равна:

$$M = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{4N_1 l_\mu \cos \nu kb_1 \cos \nu kb_2}{\pi \nu^2 k^2 (\tau - 2b_1)(\tau - 2b_2)(1 + \nu kc)} \sin \frac{\nu\pi}{2} e^{\nu kh} \cos \nu k\xi.$$

Величина взаимоиндукции между роторной и статорной обмотками изменяется с изменением осевого зазора между ними по-разному для основной и высших пространственных гармоник. Следовательно, для уменьшения погрешности системы аксиальный люфт дисков и их непараллельность должны быть минимально возможными. Кроме того, из полученных формул следует возможный путь повышения точности индуктосина — увеличение расстояния между ротором и статором, так как при этом высшие пространственные гармоники э. д. с. ротора затухают быстрее основной. Таким образом, с увеличением зазора уменьшается величина выходного сигнала, но качество его улучшается, что в определенных разумных пределах целесообразно использовать.

Емкость между обмотками статора и ротора может быть определена в результате решения уравнений Лапласа для электрического поля, подобно тому как это сделано для магнитного поля при определении взаимной индуктивности. Влияние емкостной связи оказывается ощутимым особенно потому, что основная пространственная гармоника напряжения на вторичной обмотке, обусловленная емкостной связью, изменяется с частотой в 2 раза большей, чем частота изменения э. д. с., определяемой индуктивной связью. Однако учет влияния емкости выходит за рамки настоящей статьи.

Определяющим для выбора допустимой величины тока статора является допустимая температура нагрева фольгированного гетинакса. При приклеивании медной фольги к гетинаксу клеем БФ-2

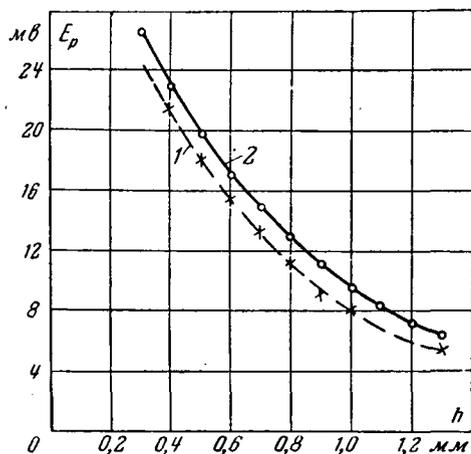


Рис. 6. Опытная (1) и расчетная (2) кривые $E_p = f(h)$.

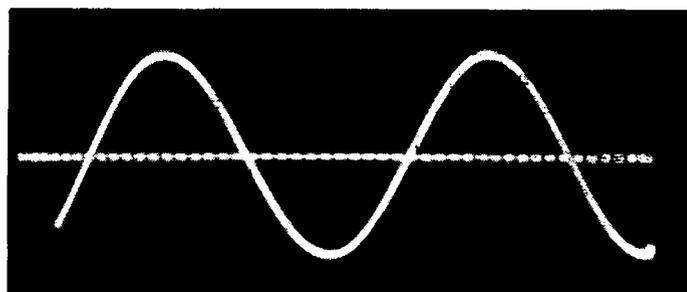


Рис. 7. Осциллограмма пространственной кривой э. д. с. ротора.

допустимая температура равна 100°С. Температурные изменения линейных размеров ничтожны и не влияют на точность индуктосина. Поэтому расчет допустимых токов ведется по условию теплового старения изоляции. Для индуктосина с указанными выше параметрами допустимый ток обмотки статора равен 3,5 а при плотности тока 40 а/мм². В рабочем режиме питающее напряжение было равно 1,2 в, а ток в обмотках статора составлял 1,16 а.

Необходимо остановиться на требованиях и точности изготовления индуктосина и влиянии погрешностей сборки и изготовления. Погрешности от изготовления обмоток статора и ротора вообще могут не приниматься во внимание, так как при качественном изготовлении (например, на делительных машинах) ошибка от неточности обмоток не выходит за 0,1—0,2 угловых секунды. Значительное влияние на величину погрешности оказывает эксцентриситет роторной и статорной обмоток относительно оси вращения. При наличии эксцентриситета только у одной из обмоток расстояние между центрами обмоток при вращении ротора не изменяется. В связи с уменьшением коэффициента передачи, пропорционального площади перекрытия дисков, это приводит лишь к уменьшению выходного сигнала. Погрешности индуктосина рассмотрены в приложении II.

Приложение I. Подставим A_z из уравнения (4) в уравнение (1). Приравняв члены при $\cos vk(x-\xi)$, получим:

$$\frac{\partial^2 Y_v}{\partial y^2} - v^2 k^2 Y_v = 0.$$

Решение этого уравнения имеет вид:

$$Y_v = K_v e^{vky} + C_v e^{-vky},$$

т. е. для области I находим (индекс z ниже опущен):

$$A_I = N_v + \mu \sum_{v=1}^{\infty} (K_v e^{vky} + C_v e^{-vky}) \cos vk(x-\xi).$$

Аналогичное уравнение соответствует области III.

Решая совместно уравнения (2) и (4), получаем для области II:

$$\frac{\partial^2 Y_v}{\partial y^2} - v^2 k^2 Y_v = -\frac{4\delta_0}{\pi v} \sin \frac{v\pi}{2} \cos vkb_2;$$

отсюда

$$Y_v = D_v e^{vky} + E_v e^{-vky} + \frac{4\delta_0}{\pi v^3 k^2} \cos vkb_1 \sin \frac{v\pi}{2},$$

$$A_{II} = N_v + \mu \sum_{v=1}^{\infty} (D_v e^{+vky} + E_v e^{-vky} + p) \cos vk(x-\xi),$$

где

$$p = \frac{4\delta_0}{\pi v^3 k^2} \cos vkb_1 \sin \frac{v\pi}{2}.$$

Составляющие магнитной индукции в каждой точке равны:

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial y}; \quad B_y = -\frac{\partial A}{\partial x}.$$

При большом удалении от проводников напряженность поля стремится к нулю. Кроме того, на границе двух соседних областей B_x и B_y не имеют скачков. Эти свойства поля дают возможность определить коэффициенты при синусоидальных членах любого порядка.

В области I A_I обращается в нуль при $y = -\infty$, поэтому $C_v = N$, т. е.

$$A_I = \mu \sum_{v=1}^{\infty} K_v e^{vky} \cos vk(x-\xi).$$

Из условия непрерывности линий магнитного поля на границе областей I и II следует, что $N = 0$, т. е.

$$A_{II} = \mu \sum_{v=1}^{\infty} (D_v e^{vky} + E_v e^{-vky} + p) \cos vk(x-\xi).$$

В области III $A_{III} = 0$ при $y = \infty$. Следовательно,

$$A_{III} = \mu \sum_{v=1}^{\infty} F_v e^{-vky} \cos vk(x-\xi).$$

Таким образом, в трех уравнениях имеем четыре неизвестных коэффициента. Для их определения исходим из условия, что на границе между отдельными областями тангенциальные и нормальные составляющие напряженности поля или магнитной индукции непрерывны, т. е.

при $y = 0$

$$\frac{\partial A_I}{\partial y} = \frac{\partial A_{II}}{\partial y}; \quad \frac{\partial A_I}{\partial x} = \frac{\partial A_{II}}{\partial x};$$

при $y = c$

$$\frac{\partial A_I}{\partial y} = \frac{\partial A_{III}}{\partial y}; \quad \frac{\partial A_I}{\partial x} = \frac{\partial A_{III}}{\partial x}.$$

В этом случае

$$K_v - D_v + E_v = 0;$$

$$K_v - D_v - E_v = p;$$

$$D_v n^2 - E_v + F_v = 0;$$

$$D_v n^2 + E_v - F_v = -pn,$$

где

$$n = e^{vkc}.$$

Решая систему уравнений, получаем:

$$E_v = -\frac{p}{2}; \quad D_v = -\frac{p}{2n}; \quad K_v = \frac{p(n-1)}{2n}; \quad F_v = \frac{p(n-1)}{2}.$$

Нормальная составляющая индукция в области III:

$$B_{yIII} = -\frac{\partial A_{III}}{\partial x} = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{2\delta_0 \mu}{\pi v^2 k} \cos vkb_1 \sin \frac{v\pi}{2} e^{-vky} (e^{vkc} - 1) \sin vk(x-\xi).$$

Поток на полюс и на единицу длины проводника:

$$\Phi = \int_0^{\pi} B_y dx = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{4\delta_0 \mu}{\pi v^3 k^2} \cos vkb_1 \sin \frac{v\pi}{2} e^{-vky} (e^{vkc} - 1) \cos vk\xi = \sum_{v=1}^{\infty} Q \cos vk\xi.$$

Электродвижущая сила элементарного витка $I-I'$ (рис. 5) равна:

$$e_1 = l \sum_{v=1}^{\infty} Q \cos vk\xi,$$

где l — длина проводника.

Электродвижущую силу любого другого элементарного витка $-i'$ (рис. 5), находящегося на расстоянии x от витка $1-1'$, можно представить в виде:

$$e_i = l \sum_{v=1}^{\infty} Q \cos vk(\xi + x).$$

Учитывая, что для ротора $y = h + c$, найдем э. д. с. одного витка ротора:

$$e_B = \frac{\int_{-(\tau/2-b_2)}^{\tau/2-b_2} e_i dx}{\tau/2-b_2} = \frac{\int_{-(\tau/2-b_2)}^{\tau/2-b_2} dx}{-(\tau/2-b_2)}$$

$$= \sum_{v=1}^{\infty} \frac{-j\omega 8\mu_0 \delta_0 l \cdot \cos vkb_1 \cos vkb_2 \sin \frac{v\pi}{2} e^{-vkh} (1 - e^{-vkc}) \cos vk\xi}{\pi v^2 k^2 (\tau - 2b_2)}$$

Имея в виду, что

$$1 - e^{-vkc} \approx \frac{vkc}{1 + vkc},$$

а также

$$\delta_0 = \frac{I}{c(\tau - 2b_1)},$$

где I — ток статора, получим выражение для действующего значения э. д. с. ротора:

$$E_B = \frac{4\omega IN_1 l \mu}{\pi k^2 (\tau - 2b_1)(\tau - 2b_2)(1 + vkc)} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v^3} \cos vkb_1 \cos vkb_2 \sin \frac{v\pi}{2} e^{-vkh} \cos vk\xi.$$

Приложение II. Определим погрешность индуктосина, вызванную наличием эксцентриситетов роторного (ε_1) и статорного (ε_2) дисков относительно оси вращения (рис. 8).

Расстояние между центрами роторного и статорного дисков равно:

$$t = \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 - 2\varepsilon_1\varepsilon_2 \cos \alpha},$$

где α — угол взаимного положения роторного и статорного дисков.

С изменением расстояния между центрами дисков изменяется коэффициент передачи:

$$K_{\Pi} = \frac{U_2}{U_1}.$$

Если k_{Π} при отсутствии эксцентриситета принять за единицу, то при наличии эксцентриситета

$$k'_{\Pi} = \frac{2S_{\text{сер}}}{2S_{\text{кр}}},$$

где

$$2S_{\text{сер}} = R^2 \left(\frac{\pi\varphi}{180} - \sin \varphi \right); \quad \varphi = 2 \arccos \frac{t}{2R};$$

$S_{\text{кр}}$ — площадь круга.

Поскольку

$$\arccos \frac{t}{2R} \approx \frac{\pi}{2} - \frac{t}{2R},$$

получим:

$$2S_{\text{сер}} = \pi R^2 \left[\frac{\pi - \frac{t}{R}}{180} - \frac{t}{R\pi} \right]$$

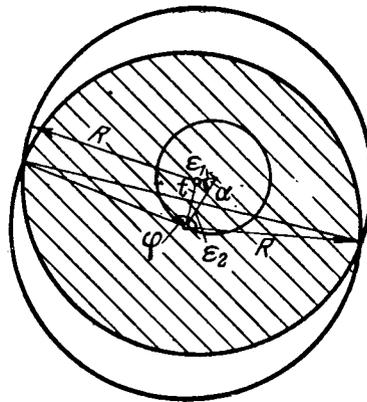


Рис. 8. Влияние эксцентриситета на коэффициент передачи.

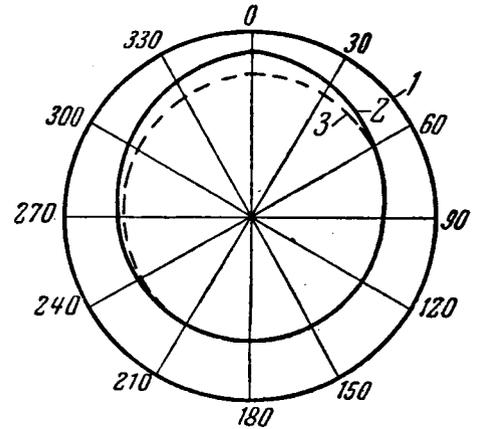


Рис. 9. Зависимость коэффициента передачи от угла поворота ротора индуктосина при наличии эксцентриситета.

и

$$k'_{\Pi} = 1 - \frac{2t}{R\pi}.$$

Минимальное значение коэффициента передачи при $t = \varepsilon_1 + \varepsilon_2$ составляет:

$$k'_{\Pi, \text{мин}} = 1 - \frac{2(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{R\pi}.$$

Угловая погрешность при амплитудном режиме работы равна: для идеального индуктосина U

$$U_1 = U_{1m} \cos m\alpha_1,$$

для индуктосина с эксцентриситетом дисков

$$U_2 = U_{2m} \cos m\alpha_2;$$

здесь

$$\alpha_1 = \frac{\arccos \frac{U_1}{U_{1m}}}{m}; \quad \alpha_2 = \frac{\arccos \frac{U_2}{U_{2m} k'_{\Pi}}}{m}.$$

Найдем погрешность $\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2$. Разлагая в ряд, получим:

$$\Delta\alpha = \frac{U}{U_{1m}} \left(\frac{k'_{\Pi} - 1}{k'_{\Pi}} \right) + \frac{U^3}{6U_{1m}^3} \left(\frac{k'^3_{\Pi} - 1}{k'^3_{\Pi}} \right).$$

Максимальная погрешность, возникающая при $U = U_{1m} k'_{\Pi}$, равна:

$$\Delta\alpha_{\text{макс}} = \frac{k'_{\Pi} \left(\frac{k'_{\Pi} - 1}{k'_{\Pi}} \right) + \frac{k'^3_{\Pi} \left(\frac{k'^3_{\Pi} - 1}{k'^3_{\Pi}} \right)}{m} = \frac{6k'_{\Pi} - 6 + k'^3_{\Pi} - 1}{6m} = \frac{6 \left(1 - \frac{2(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{R\pi} \right) + \left(1 - \frac{2(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{R\pi} \right)^3 - 7}{6m} = \frac{8(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{3R\pi m}.$$

На рис. 9 приведены опытная 2 и расчетная 3 зависимости коэффициента передачи от взаимного положения ротора и статора. Окружность 1 соответствует идеальному индуктосину. Проведенные опыты и расчеты указывают на необходимость тщательной центровки обмоток индуктосина относительно оси вращения.

Литература

1. Tripp R. W., Winget T. J., Патент США № 28448002, 1957.
2. Третьяков Ю. В., О точности идеального индуктосина при негармоническом характере изменения коэффициента взаимной индукции, «Вопросы радиоэлектроники», серия XII общетехническая, вып. II, 1962.
3. Сафонов Л. Н., Вопросы теории воздушных индуктивных датчиков, «Автоматика и телемеханика», 1962, № 10.
4. Булгаков А. А., Программное управление металлорежущими станками, Госэнергоиздат, 1959.

Об использовании сигнала по второй производной для оптимизации переходных процессов в быстродействующих следящих системах

А. Н. ВОРОНИН

Киев

Теория оптимальных систем автоматического регулирования отражает современную тенденцию максимального использования их энергетических, силовых и других возможностей. Быстродействующие следящие системы, синтезированные на основе принципов теории оптимального управления [Л. 1 и 2], содержат, как правило, в своей структуре нелинейные звенья, характеристики которых определяются ограничениями системы. В литературе [Л. 1, 3 и 4] достаточно подробно проанализировано влияние возмущений нагрузки на динамические свойства таких систем.

Целью настоящей статьи является исследование возможности косвенного учета влияния возмущений нагрузки, связанных с ограничениями следящей системы, и оптимизации переходных процессов путем использования сигнала, пропорционального второй производной от рассогласования системы. В статье анализируется один из возможных подходов к решению задачи оптимизации переходных процессов при случайном изменении нагрузки. Эта работа в какой-то мере подтверждает концепцию о том, что многоконтурные системы автоматического регулирования, построенные по принципу отклонения, косвенно учитывают влияние возмущающих воздействий без их непосредственного измерения [Л. 5].

Анализ проводится на примере быстродействующей силовой следящей системы, исполнительным элементом которой является электропривод с экскаваторными механическими характеристиками. Вращающий момент M в такой системе ограничен значением M_K , а напряжение, подводимое к якорю двигателя, ограничено значением U_K , например, при помощи насыщающегося усилителя. В реальных силовых следящих системах такие ограничения должны быть тем или иным способом введены, если имеется в виду получить максимальное быстродействие и в то же время обеспечить надежную и безопасную работу оборудования. Поэтому результаты исследования не являются специфическими, они распространяются на весь класс быстродействующих силовых следящих систем.

Таким образом, в исследуемой системе имеются ограничения по первой и второй производной от рассогласования. Однако с целью упрощения анализа в дальнейшем ограничение по первой производной учитываться не будет. Это значит, что рассматриваются такие рассогласования, при отработке которых скорость двигателя не будет превышать максимально допустимую. Учет больших рассогласований принципиального влияния на ход исследования не оказывает.

Структурная схема исследуемой системы изображена на рис. 1. Предполагается, что поведение системы в области пропорциональности между ее отдельными координатами с достаточной степенью

точности описывается нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка:

$$\frac{d^2 \varepsilon}{dt^2} + a_1 K \left(\frac{d\varepsilon}{dt} \right)^2 + a_2 \frac{d\varepsilon}{dt} + a_3 \varepsilon = -a_4 M_c, \quad (1)$$

где $a_1 - a_4$ — постоянные коэффициенты, зависящие от параметров системы;

K — коэффициент нелинейной обратной связи по скорости управляемой оси;

M_c — момент нагрузки.

Рассматривается реактивный момент нагрузки типа сухого трения. В отличие от известной задачи [Л. 1—8] в настоящей статье анализируется случай, когда момент нагрузки изменяется случайным образом. Уравнение (1) получено в предположении [Л. 8], что учитываются лишь отрицательные отклонения, т. е. $\varepsilon \leq 0$ (чтобы избежать громоздких выкладок). В статье исследуется отработка рассогласований, вызванных возмущениями, которые имеют вид ступенчатых функций времени.

Основные результаты исследования могут быть распространены и на системы, характеризующиеся дифференциальными уравнениями более высокого порядка, если эти системы синтезированы с применением принципа почти оптимального регулирования [Л. 6 и 7].

В статье предпринята попытка исследования того, какие связи и каким образом необходимо ввести в структуру системы, чтобы отработка рассогласований при заданном характере изменения на-

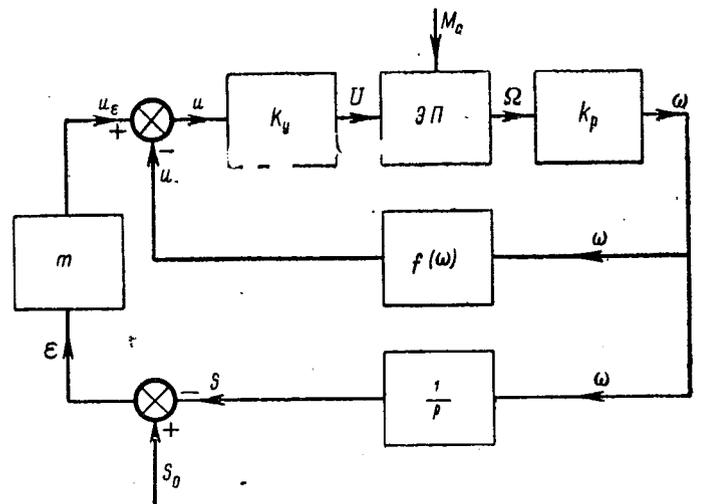


Рис. 1. Структурная схема быстродействующей следящей системы.

s — текущее положение управляемой оси; s_0 — положение задающей оси; ε — рассогласование; u_ε — сигнал по отклонению; u_ω — сигнал обратной связи по скорости; u — управляющий сигнал; U — напряжение на якоре двигателя; Ω — скорость вращения вала двигателя; ω — скорость вращения управляемой оси; m — передаточный коэффициент измерительного звена основного контура; k_y — коэффициент усиления усилителя; ЭП — электропривод; k_p — коэффициент редукции; $f(\omega)$ — функциональный преобразователь, реализующий зависимость $u_\omega = K\omega/\omega$.

грузки оставалась близкой к оптимальной по быстродействию.

Использование сигналов по высшим производным для оптимизации переходных процессов в быстродействующей следящей системе. Если отработка рассогласования производится по оптимальному закону, то в переходных процессах система развивает предельный динамический момент независимо от величины рассогласования. При разгоне

$$M_d = M_p = M_k - M_c \tag{2}$$

и при торможении

$$M_d = M_t = M_k + M_c \tag{3}$$

Отсюда следует, что звено ЭП в исходной структурной схеме (рис. 1) можно заменить двумя звеньями — релейным и линейным (рис. 2).

Линейное звено характеризуется передаточной функцией электропривода $W_{дв}(p)$. Введение релейного звена отражает тот факт, что при оптимальной отработке рассогласований используется предельное значение динамического момента. Зона нечувствительности ε является функцией наклона механических характеристик.

Такое формальное введение релейного звена в основной контур дает возможность анализировать поведение непрерывной быстродействующей следящей системы в категориях релейных систем. Роль управляющей части системы сводится к формированию нелинейной оптимальной линии переключения на фазовой плоскости $\omega - \varepsilon$. Условимся для простоты, что в дальнейшем будут рассматриваться только отрицательные отклонения, что соответствует второму квадранту фазовой плоскости.

Анализ ограничений [Л. 4] показывает, что уравнение фазовой траектории при разгоне системы имеет вид:

$$\omega = \sqrt{\frac{2k_p(M_k - M_c)}{J}(\varepsilon - \varepsilon_0) + \omega_0^2} \tag{4}$$

где J — момент инерции системы, приведенный к валу двигателя.

Это уравнение представляет семейство фазовых траекторий разгона системы при различных начальных условиях ε_0 и ω_0 .

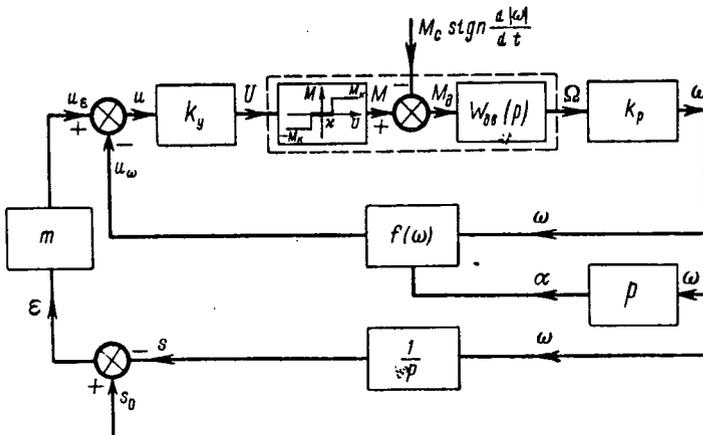


Рис. 2. Структурная схема быстродействующей следящей системы с коррекцией по ускорению. Обозначения те же, что и на рис. 1.

Оптимальной фазовой траекторией замедления системы, по которой изображающая точка при любых начальных условиях приходит в начало координат [Л. 4], является кривая:

$$\omega = \sqrt{-\frac{2k_p(M_k + M_c)}{J}\varepsilon} \tag{5}$$

Ранее было показано [Л. 8], что при достаточно большом коэффициенте усиления системы коэффициент нелинейной обратной связи следует определять по формуле:

$$K = \frac{mJ}{2k_p(M_k + M_c)} \tag{6}$$

При этом кривую, построенную по формуле (5), можно считать оптимальной линией переключения. С учетом выражения (6) уравнение (5) примет следующий вид:

$$\omega = \sqrt{-\frac{m}{K}\varepsilon} \tag{7}$$

Так как K согласно формуле (6) является функцией M_c , то при оптимальном переходном процессе с изменением момента нагрузки должно измениться и положение линии переключения на фазовой плоскости путем введения в контур нелинейной обратной связи корректирующего сигнала.

Для непосредственного измерения нагрузки можно использовать специальные датчики момента. Однако чаще всего технически более оправдано получение сигнала, характеризующего нагрузку, косвенным путем, используя функциональную зависимость между отдельными координатами следящей системы и моментом нагрузки.

Уравнения движения электропривода при оптимальном разгоне и торможении имеют следующий вид:

$$J\left(\frac{d^2\varepsilon}{dt^2}\right)_p = M_k - M_c \tag{8}$$

$$J\left(\frac{d^2\varepsilon}{dt^2}\right)_t = M_k + M_c \tag{9}$$

Введем обозначения:

$$\left(\frac{d^2\varepsilon}{dt^2}\right)_p = a_p \tag{10}$$

$$\left(\frac{d^2\varepsilon}{dt^2}\right)_t = a_t \tag{11}$$

где a_p и a_t — предельные значения ускорения системы a соответственно при разгоне и при торможении.

Подставив уравнение (9) в равенство (6) и воспользовавшись обозначением (11), получим:

$$K = \frac{m}{2k_p a_t} \tag{12}$$

Эта формула пока ничего не дает для формирования линии переключения, так как ускорение a_t появляется в системе лишь после переключения на режим торможения. От момента начала отработки некоторого рассогласования до момента переключения на режим торможения мы можем непрерывно получать лишь сигнал, пропорциональный ускорению a_p . Однако по этому сигналу можно судить о величине ускорения a_t , которое возни-

кает в системе после переключения на режим торможения.

Решив совместно уравнения (8) и (9) с учетом выражений (10) и (11), получим:

$$\alpha_T = \frac{2M_K}{J} - \alpha_p. \quad (13)$$

Подставив этот результат в уравнение (12), получим:

$$K = \frac{m}{2k_p \left(\frac{2M_K}{J} - \alpha_p \right)}. \quad (14)$$

Таким образом, если в течение разгона системы коэффициент нелинейной обратной связи будет сформирован в соответствии с уравнением (14), то влияние нагрузки окажется учтенным, и положение линии переключения на фазовой плоскости будет надлежащим образом скорректировано. После переключения системы на режим торможения роль управляющей части сводится к поддержанию постоянного по знаку и достаточного по абсолютной величине управляющего сигнала обратной полярности до тех пор, пока скорость управляемой оси не станет равной нулю.

Очевидно, что все эти функции будут выполнены, если коэффициент нелинейной обратной связи сформировать согласно уравнению:

$$K = \frac{m}{2k_p \left(\frac{2M_K}{J} - |\alpha| \right)}. \quad (15)$$

На рис. 2 изображена структурная схема быстродействующей следящей системы, в которой автоматически производится коррекция положения линии переключения на фазовой плоскости в зависимости от изменений момента нагрузки путем введения сигнала по ускорению системы. Для уяснения ее работы на рис. 3 приведена упрощенная картина переходных процессов в системе при оптимальной обработке трех ступенчато задаваемых рассогласований в условиях изменяющегося момента нагрузки. Напомним в связи с этим, что изменение знака реактивного момента нагрузки происходит лишь при изменении направления вращения двигателя.

Физически использование сигнала по второй производной от рассогласования системы означает предсказание во время этапа разгона того значения момента нагрузки (а следовательно, и того значения динамического момента торможения), которое ожидается в течение этапа замедления и которое полагается постоянным. Если во время замедления системы момент нагрузки значительно изменится, то соответствующий переходный процесс будет отличаться от оптимального, хотя и меньше, чем в нескорректированной системе.

Остановимся несколько подробнее на динамике влияния нагрузки на изменение отклонения регулируемого параметра в системе. Для этой цели проанализируем дифференциальное уравнение, описывающее поведение системы. Пусть некоторая автоматическая система регулирования характери-

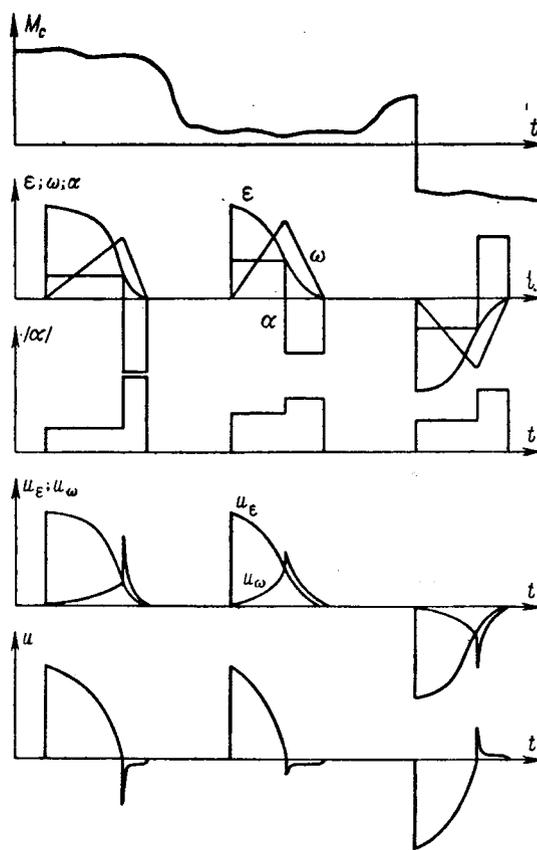


Рис. 3. Переходные процессы при оптимальной обработке рассогласований в условиях изменяющейся нагрузки.

зуется в области пропорциональности между ее отдельными координатами следующим дифференциальным уравнением:

$$A^{(n)}(p) \varepsilon(t) = B^{(l)}(p) x^*(t) + C^{(q)}(p) f(t) + D^{(v)}(p) r(t) + \dots, \quad (16)$$

где $x^*(t)$ — задающее воздействие;
 $f(t)$, $r(t)$ — возмущающие воздействия;
 $A^{(n)}(p)$ — дифференциальный оператор степени n , отражающий статические и динамические свойства объекта регулирования и регулятора;
 $B^{(l)}(p)$, $C^{(q)}(p)$, $D^{(v)}(p)$ — дифференциальные операторы возмущающих воздействий, имеющие соответственно степени l , q , v .

Дифференциальные операторы уравнения (16) могут быть и нелинейными.

При устойчивой работе системы соблюдаются соотношения

$$\left. \begin{aligned} l &\leq n; \\ q &\leq n; \\ v &\leq n. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Строго говоря, соотношения (17) являются равенствами, но коэффициенты при старших членах некоторых дифференциальных операторов оказываются настолько малыми, что при исследовании ими пренебрегают. Физически степень дифференциального оператора, стоящего в правой части уравне-

ния (16), в определенной мере отражает динамические свойства соответствующего возмущающего воздействия при его влиянии на отклонение регулируемого параметра. Так например, если $q=n$ и коэффициенты при старших членах операторов $C^{(q)}(p)$ и $A^{(n)}(p)$ равны, то скачок по возмущающему воздействию $f(t)$ немедленно приводит к такому же скачку по отклонению $\varepsilon(t)$. И, наоборот, если $q \ll n$, то даже значительное ступенчатое воздействие по $f(t)$ приводит к относительно медленному изменению $\varepsilon(t)$.

Как правило, оператор связи по заданию $B^{(l)}(p)$ имеет степень $l=n$ и коэффициент при старшем члене, соизмеримый с соответствующим членом оператора $A^{(n)}(p)$. Поэтому при скачкообразном изменении задания $x^*(t)$ отклонение $\varepsilon(t)$ регулируемого параметра происходит с большой скоростью и здесь приобретает смысл постановка задачи об оптимальном по быстродействию управлении. Это соображение находит подтверждение на практике, так как рассмотренное положение имеет место в следящих системах и приводах, а в этой области оптимальное управление получило широкое распространение.

Аналогичным образом следует оценить динамику влияния основных возмущающих воздействий на отклонение регулируемого параметра. Кроме того, совершенно необходимо изучить статистические характеристики основных возмущающих сил, воздействующих на оптимизируемую систему автоматического регулирования. Наиболее неблагоприятным случаем следует считать большой удельный вес возмущающих воздействий, изменяющихся с большой скоростью, при равенстве степеней дифференциальных операторов этих возмущающих воздействий со степенью оператора $A^{(n)}(p)$ и соизмеримых коэффициентах при старших членах этих операторов.

Разумеется, этим анализом не исчерпывается весь комплекс вопросов, которые надо решить при определении целесообразности оптимального управления и оптимизации переходных процессов систем автоматического регулирования. Тем не менее вышесказанный анализ можно считать попыткой перейти от интуитивного подхода при решении этой задачи к объективным категориям, какими являются параметры дифференциального уравнения и статистические характеристики основных возмущающих воздействий.

Теперь обратимся к исследуемой следящей системе. В правой части уравнения (1) отсутствует дифференциальный оператор связи по задающему воздействию. Это объясняется тем, что мы рассматриваем поведение системы при скачкообразном изменении задающего воздействия, а в таком режиме движение системы представляется как свободное по направлению к новому состоянию равновесия. Дифференциальный оператор связи по нагрузке вырождается в постоянный множитель — a_4 , который расшифровывается следующим образом [Л. 8]:

$$a_4 = \frac{k_p}{J}. \quad (18)$$

Итак, степень вырожденного дифференциально-го оператора связи по нагрузке на два порядка ниже степени нелинейного дифференциального оператора левой части уравнения (1). Это означает, что даже при резком изменении нагрузки в системе не будет наблюдаться мгновенного роста рассогласования. Характер изменения рассогласования под действием изменения нагрузки определяется соотношением параметров k_p и J , нелинейным дифференциальным оператором левой части уравнения (1) и, разумеется, характером изменения нагрузки во времени. Если даже при самых неблагоприятных обстоятельствах возмущение по нагрузке не вызывает резкого изменения рассогласования, то при наиболее типичных частотных спектрах нагрузки изменение рассогласования во времени можно представить достаточно плавной кривой.

Следящая система является работоспособной, если скорость отработки рассогласования значительно превосходит скорость его изменения под действием внешних возмущений. Тем более это относится к следящим системам, оптимальным по быстродействию. Поэтому для очень широкого класса быстродействующих следящих систем совершенно правомочно допущение, при котором в период отработки рассогласования динамикой влияния момента нагрузки на рассогласование системы пренебрегают, когда справедливо уравнение (1).

Однако в исследуемой системе момент нагрузки входит непосредственно в выражение для динамического момента электропривода [формулы (2) и (3)]. Поэтому при оптимизации переходных процессов иногда необходимо учитывать скорость изменения момента нагрузки. Так как скорость отработки рассогласования быстродействующей следящей системой очень велика, то часто можно сделать допущение о постоянстве момента нагрузки в период отработки. Анализ ограничений [Л. 4] показывает, что достаточно предположить момент нагрузки постоянным лишь в период замедления системы. Это обстоятельство делает наше допущение еще более правомочным. В этом случае для оптимизации переходных процессов справедлива формула (15). Однако иногда момент нагрузки может изменяться настолько резко, что даже в период замедления системы его нельзя считать постоянным.

В этом случае момент нагрузки можно аппроксимировать либо линейной функцией времени, либо равномерно ускоренной, и т. п. Изменение момента нагрузки в общем виде интерпретируется линейной комбинацией производных.

Введение в закон регулирования набора сигналов по высшим производным полностью решит задачу оптимизации переходных процессов при случайно изменяющемся моменте нагрузки. В этом случае сигнал обратной связи:

$$u_\omega = \frac{a}{b - \left| \sum_{i=1}^n \omega_i \frac{d^i \omega}{dt^i} \right|} \omega |\omega|, \quad (19)$$

где a и b — постоянные коэффициенты, зависящие от ограничений и параметров системы;
 ω_i — весовой множитель.

Вопрос о требуемом количестве сигналов по высшим производным h нужно решать на основании изучения статистических характеристик момента нагрузки, однако затем, как это следует из уравнения (19), задача оптимизации решается детерминированно, без привлечения аппарата и средств теории случайных функций.

Остановимся несколько подробнее на технической реализации рассматриваемой задачи. Вначале рассмотрим тот случай, когда в процессе регулирования используется лишь один сигнал по ускорению системы. Уравнение (15) требует осуществления операций вычитания, определения модуля и деления. Если учесть, что K является коэффициентом при множителе $\omega|\omega|$, то становится ясно, что точное воспроизведение всех этих линейных и нелинейных операций может оказаться чрезвычайно громоздким и технически нецелесообразным. Необходимо попытаться найти для K достаточно простую и, по возможности, линейную зависимость.

Так как выбор момента переключения или иначе определение положения линии переключения на фазовой плоскости производится в течение этапа разгона, то целесообразно воспользоваться для анализа уравнением (14). На рис. 4 изображена зависимость K от α_p , построенная по этому уравнению. Согласно равенству (8)

$$\alpha_{p.\max} = \frac{M_k}{J}. \quad (20)$$

Это ускорение имеет место при $M_c = 0$. Поэтому функция (14) имеет физический смысл лишь на интервале $0 \leq \alpha_p \leq \frac{M_k}{J}$.

Приблизительно представим функцию $K(\alpha_p)$ на участке $0 \leq \alpha_p \leq \frac{M_k}{J}$ хордой. Это означает, что мы рассматриваем весь возможный диапазон изменения момента нагрузки M_c , при котором следящая система работоспособна. Естественно, что погрешность приближения при таком максимальном диапазоне будет наибольшей. Оценим эту погрешность.

Хорда, которой мы приближенно представляем функцию $K(\alpha_p)$ на интервале $0 \leq \alpha_p \leq \frac{M_k}{J}$, является отрезком прямой вида:

$$K = \beta + \gamma \alpha_p. \quad (21)$$

Учитывая, что прямая (21) пересекает кривую (14) в точках $\alpha_{p1} = 0$ и $\alpha_{p2} = \frac{M_k}{J}$, определим постоянные коэффициенты β и γ и найдем выражение для прямой (21) в виде:

$$K = \frac{mJ}{4k_p M_k} \left(1 + \frac{J}{M_k} \alpha_p \right). \quad (22)$$

Теперь составим уравнение для определения погрешности из выражений (14) и (22):

$$\delta = \frac{mJ}{4k_p M_k} \left(1 + \frac{J}{M_k} \alpha_p \right) - \frac{m}{2k_p \left(\frac{2M_k}{J} - \alpha_p \right)}. \quad (23)$$

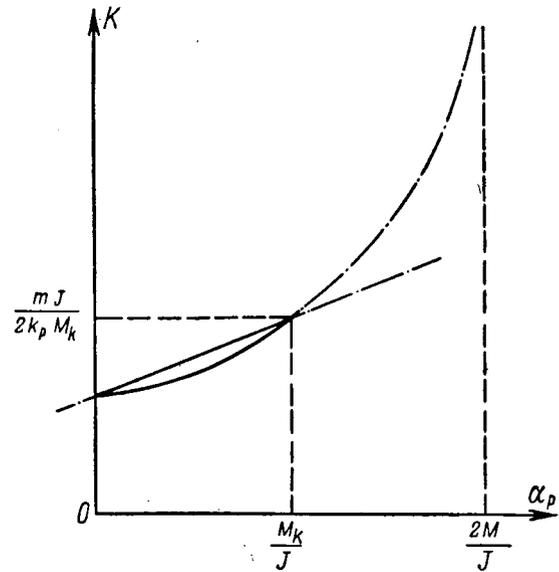


Рис. 4. Зависимость $K(\alpha_p)$ при коррекции системы по ускорению.

Исследуя функцию (23) на экстремум в интервале $0 \leq \alpha_p \leq \frac{M_k}{J}$, найдем, что

$$\delta_{\max} = 0,09 \frac{mJ}{2k_p M_k}, \quad (24)$$

т. е. максимальная погрешность при рассмотренном способе аппроксимации составляет 9% от максимального значения коэффициента нелинейной обратной связи.

Можно значительно уменьшить эту погрешность, если провести аппроксимирующую прямую, как секущую. При этом максимальная погрешность на том же интервале снижается до значения 4,5%. Однако с точки зрения физики процесса лучше, если аппроксимирующая прямая проходит несколько выше кривой, характеризуемой формулой (14). Там, где эта прямая проходит ниже данной кривой, в системе при отработке рассогласования возможен знакопеременный переходный процесс. Это становится ясным при анализе уравнений (4) и (5).

Практически всегда можно определить пределы, в которых реально изменяется момент нагрузки. При проектировании коррекции по ускорению следует исходить из реального интервала изменения α_p . Очевидно, что он находится внутри максимально возможного интервала $0 \leq \alpha_p \leq \frac{M_k}{J}$. Чем меньше диапазон изменения нагрузки, тем точнее аппроксимирующая прямая отражает функцию (14), если коэффициенты β и γ выбираются исходя из этого диапазона. Подобрать, таким образом, линейное приближение, можно достаточно просто сформировать коэффициент нелинейной обратной связи по формуле:

$$K \approx \beta + \gamma |\alpha|. \quad (25)$$

Теперь нужно найти достаточно простую схемную реализацию этой зависимости. Осуществить звено нелинейной отрицательной обратной связи

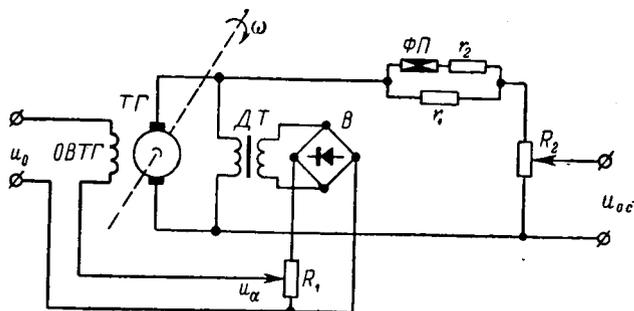


Рис. 5. Схема контура обратной связи с коррекцией по ускорению.

ТГ — тахогенератор; ОВТГ — обмотка возбуждения тахогенератора; ДТ — дифференцирующий трансформатор; В — диодный мостик для определения модуля; ФЛ — функциональный преобразователь с нелинейным (тиристовым) сопротивлением.

можно по схеме, изображенной на рис. 5. Эта схема приближенно реализует функцию:

$$u_{0.c} \approx (\beta + \gamma |\alpha|) \omega^2 \text{sign } \omega, \quad (26)$$

что согласно вышеизложенному необходимо для оптимальной обработки рассогласований на всем диапазоне изменения нагрузки, если скорость изменения момента нагрузки невелика по сравнению со скоростью отработки.

В схеме имеются следующие возможности настройки. При помощи потенциометра R_1 устанавливается значение коэффициента γ . Изменением напряжения u_0 настраивается параметр β . При помощи потенциометра R_2 выбирается масштаб введения сигнала обратной связи в закон регулирования следящей системы. Сопротивления r_1 и r_2 служат для коррекции параметров естественной нелинейности тиристового сопротивления с тем, чтобы характеристика функционального преобразователя была близка к нечетной квадратичной. Условием нормальной работы схемы является большое (по сравнению с R_2) входное сопротивление звена, на которое подается напряжение обратной связи.

В том случае, если статистические характеристики момента нагрузки требуют использования при регулировании высших производных, можно провести многократное дифференцирование выходного напряжения тахогенератора. Следует, однако, учитывать, что практически можно уверенно получать только первую и вторую производные от этого напряжения. Получение высших производных связано с необходимостью тщательной фильтрации напряжения, что неизбежно вносит инерционность в тракт прохождения сигнала.

Это обстоятельство ограничивает количество сигналов по высшим производным и затрудняет оптимизацию переходных процессов при резкопеременном характере изменения нагрузки в быстродействующих следящих системах. Однако и в этих условиях такая косвенная коррекция по нагрузке значительно улучшит качество переходных процессов.

Выводы. Введение связей по высшим производным в структуру быстродействующей следящей системы позволяет оптимизировать переходные процессы в условиях изменяющейся нагрузки без непосредственного измерения возмущающих факторов.

Если момент нагрузки изменяется случайным образом, оптимизация переходных процессов осуществляется путем использования линейной комбинации сигналов по высшим производным. Количество этих сигналов и соответствующие весовые коэффициенты определяются на основании изучения статистических характеристик нагрузки. После этого задача решается детерминированно.

В том распространенном случае, когда средняя скорость изменения момента нагрузки настолько меньше скорости отработки рассогласования, что в период замедления системы этот момент можно считать постоянным, оптимизация переходных процессов осуществляется путем использования единственного сигнала по ускорению системы. Контур нелинейной обратной связи строится по простой схеме (рис. 5).

Литература

1. Фельдбаум А. А., Вычислительные устройства в автоматических системах, Физматгиз, 1959.
2. Лернер А. Я., Принципы построения быстродействующих следящих систем и регуляторов, Госэнергоиздат, 1961.
3. Stout T. M., Effects of friction in an optimum relay servomechanism, Trans. AIEE, 1953, v. 72, p. II.
4. Воронин А. М., Про вплив навантаження на динамічні властивості оптимальної за швидкістю слідуючої системи, Автоматика, Вид-во АН УРСР, 1963, № 5.
5. Ивахненко А. Г., Самообучающиеся системы с положительными обратными связями, Изд. АН УССР, 1963.
6. Silva L. M., Predictor control optimizes control-system performance. Trans. ASME, 1955, v. 77, № 8.
7. Воронин А. Н., О почти оптимальном регулировании напряжения генератора, «Известия вузов СССР, Энергетика», 1964, № 5.
8. Воронин А. Н., О расчете настройки быстродействующей следящей системы с ограничениями по моменту и по скорости, «Известия вузов СССР, Электромеханика», 1964, № 2.

[25.5.1964]



Полупроводниковые регуляторы и стабилизаторы в импульсном режиме

Инж. Г. М. ВЕДЕНЕЕВ

Москва

Для схем регуляторов напряжения на транзисторах, получающих в последнее время большое развитие, наиболее эффективным является применение транзисторов в режиме переключения.

Малые потери в транзисторе позволяют выделить в нагрузку регулятора значительную мощность при высоком к. п. д. Режим переключения имеет также то преимущество перед обычным линейным режимом, что работа транзистора становится относительно не критична к разбросу его параметров и к колебаниям температуры окружающей среды.

Регуляторы напряжения на транзисторах, работающих в режиме переключения (рис. 1), содержат измерительный орган ИО, модулятор ширины импульсов МШИ и усилитель У.

Модулятор преобразует плавно изменяющийся сигнал, поступающий от измерительного органа в серию импульсов, коэффициент заполнения которых пропорционален величине этого сигнала.

После усиления по току в усилителе импульсы демодулируются (выделяется постоянная составляющая, пропорциональная коэффициенту заполнения импульсов) и поступают в нагрузку. Если же последняя имеет индуктивный характер, то демодуляция происходит в самой нагрузке. На рис. 1, например, нагрузкой усилителя является обмотка возбуждения ОВ генератора Г. При активной нагрузке необходимо введение специального демодулятора.

В качестве модуляторов ширины импульсов находят применение магнитные усилители, построенные на материалах с прямоугольной петлей гистерезиса, специальные релаксационные автогенераторы [Л. 1] или устройства с пилообразным опорным напряжением [Л. 2].

Во избежание вредной низкочастотной модуляции выходного напряжения модулятор ширины импульсов регулятора должен иметь достаточно высокую частоту повторения импульсов.

Для случая генератора переменного напряжения частота повторения импульсов должна быть не меньше рабочей частоты генератора.

По этим причинам применение релаксационных автогенераторов, изменяющих свою частоту в широких пределах, нежелательно.

Применение для модуляции ширины импульсов устройств с магнитными усилителями или опорным пилообразным сигналом приводит к достаточно сложным схемным решениям.

В настоящей статье рассматриваются регулирующие устройства, в МШИ которых пилообразный

сигнал не является опорным, а несет информацию о величине регулируемого параметра, что позволяет упростить схемы регуляторов. Кроме того, указанный принцип построения схем представляет возможность унификации регуляторов и стабилизаторов различных типов.

Схема регулятора напряжения генератора переменного тока [Л. 3] приведена на рис. 2,а¹ и состоит из усилителя на транзисторах с непосредственной связью, опорной цепочки со стабилитронами СТ₁—СТ₃ и формирователя пилы Д₁, R₁ и C₁, на вход которого подается регулируемое переменное напряжение через согласующий трансформатор Тр. На выходе формирователя образуется пульсирующее напряжение U_c (рис. 2,б) с пилообразной переменной составляющей, которая пропорциональна величине регулируемого переменного напряжения.

Разность постоянного по величине напряжения, снимаемого со стабилитронов СТ₁—СТ₃, и напряжения U_c воздействует на входную цепь (переход эмиттер — база) транзистора T₁.

Когда напряжение U_c превышает напряжение U_{ст} (участок «а—б» рис. 2,б), транзистор T₁ закрыт, так как его эмиттерный переход смещен потенциалом обратного знака. При снижении напряжения U_c вследствие разряда конденсатора C₁ на сопротивление R₁ до величины, равной U_{ст} (для простоты рассуждений пренебрегаем напряжением U_{об} транзистора T₁), по входной цепи транзистора T₁ и сопротивлению R₁ пойдет ток, и транзистор откроется. После этого напряжение на конденсаторе остается постоянным и равным U_{ст} (участок «б—в», рис. 2,б) до тех пор, пока не появится новый импульс пилообразного напряжения, закрывающий транзистор, и т. д.

Как видно из рис. 2,б, коэффициент заполнения импульсов тока в коллекторе транзистора линейно возрастает с уменьшением постоянной составляющей напряжения U_c, т. е. с уменьшением напряжения генератора.

Статическая ошибка регулятора приближенно равна

$$k = \frac{\Delta U}{U_{ст}}. \quad (1)$$

Величина ΔU находится как переменная составляющая напряжения U_c при запертом транзисторе T₁ (рис. 2,б). Нетрудно видеть [Л. 3], что

$$k = \frac{1}{fR_1C_1}. \quad (2)$$

Величину статической ошибки можно уменьшить только за счет увеличения емкости конденсатора C₁, так как сопротивление R₁ определяется параметрами транзистора T₁, а изменение частоты f ограничено вариантами схем выпрямления (иногда в зависимости от частоты генератора бывает

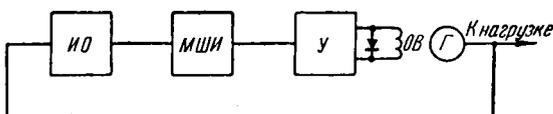


Рис. 1. Блок-схема обычной системы автоматического регулирования с широтно-импульсной модуляцией.

¹ Авторское свидетельство № 131393; опубликовано в Бюллетене изобретений № 15, 1960 г.

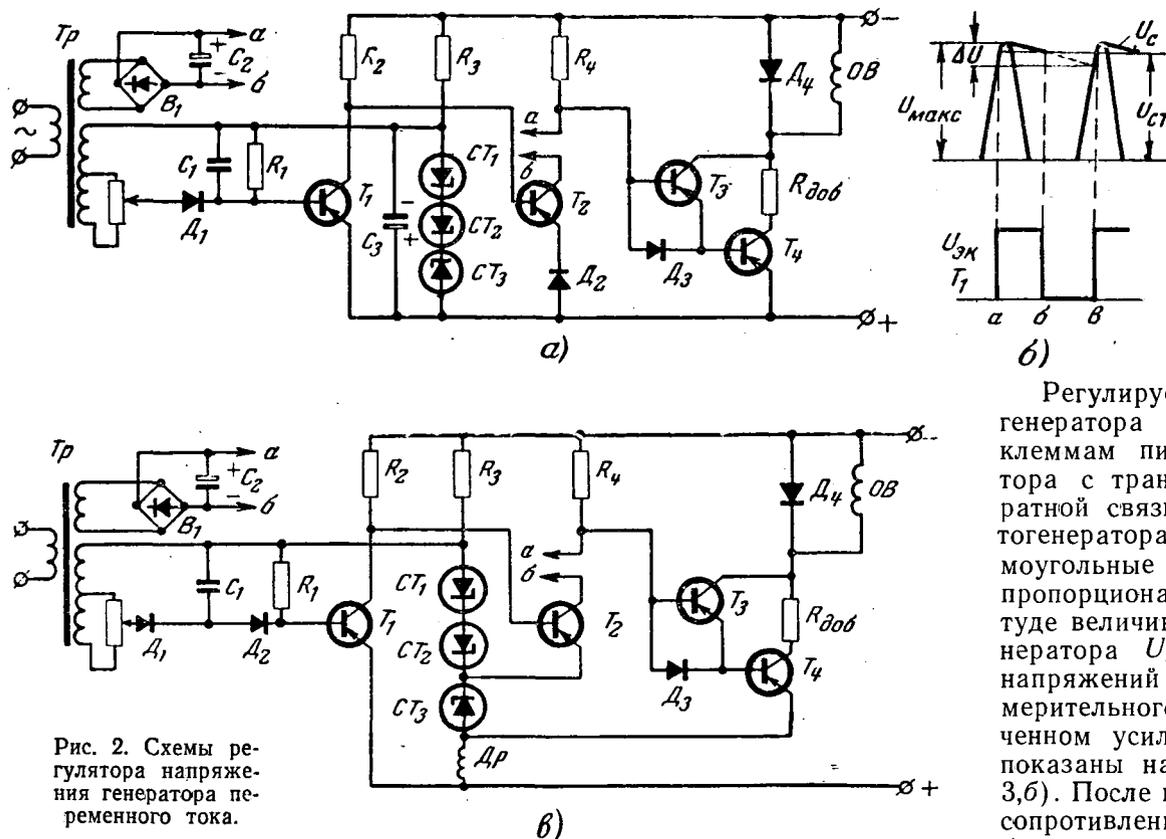


Рис. 2. Схемы регулятора напряжения генератора переменного тока.

полезно применение двухполупериодного выпрямителя). Однако безгранично увеличивать величину C_1 нельзя, так как при $\Delta U < 0,5$ в значительно увеличивается время открытия транзистора T_1 .

Уменьшение времени открытия T_1 может быть достигнуто введением динамической положительной обратной связи. Для этого в силовую цепь составного транзистора вводится небольшой дроссель Dp с двумя-тремя витками, включающийся в контур измерительного органа (рис. 2, б). При этом для того чтобы в момент открытия T_1 (соответственно T_4) импульс напряжения, возникающий на Dp , не заряжал конденсатора C_1 , между ним и сопротивлением R_1 включен диод D_2 .

Введение дросселя Dp позволяет объединить термокомпенсирующий стабилизатор CT_3 цепочки стабилитронов CT_1 — CT_3 с диодом D_2 , запирающим транзистор T_2 (рис. 2, а). Импульс отрицательной обратной связи, возникающий при запираии T_2 на динамическом сопротивлении стабилитрона CT_3 , компенсируется импульсом положительной обратной связи дросселя, которым одновременно форсируется запираение T_2 . Это позволяет уменьшить минимально-допустимое значение величины ΔU , что снижает статическую ошибку регулятора.

Схема регулятора напряжения генератора постоянного тока приведена на рис. 3, а. Регулятор построен по той же структурной схеме, что и на рис. 2, а. Отличительной частью является измерительный узел, состоящий из трансформатора Tr , транзисторов T_5 и T_6 и дифференцирующей цепочки R_1 и C_1 совместно с выпрямителем B_2 . Диаграмма работы измерительного узла приведена на рис. 3, б.

Регулируемое напряжение генератора U_G подводится к клеммам питания автогенератора с трансформаторной обратной связью. На выходе автогенератора получаем прямоугольные импульсы U_{Tr} , пропорциональные по амплитуде величине напряжения генератора U_G . Осциллограммы напряжений на элементах измерительного узла при выключенном усилителе регулятора показаны на диаграмме (рис. 3, б). После выпрямителя B_2 на сопротивлении R_1 появляется

(так же как и в схеме регулятора для генераторов переменного тока) пилообразное напряжение, постоянная составляющая которого пропорциональна величине регулируемого напряжения.

Как видно из диаграммы, статическая ошибка регулятора равна

$$k = \frac{U_{Г.макс} - U_{Г.мин}}{U_{средн}}$$

или с упрощением, принятым для формулы (1)

$$k = \frac{\Delta U}{2U_{ст}} = \frac{1}{2fR_1C_1}. \quad (3)$$

Таким образом, при одинаковой величине ΔU статическая ошибка этого регулятора в 2 раза меньше.

Следует также отметить, что весьма существенное улучшение точности работы регулятора может быть достигнуто увеличением частоты генерации автогенератора.

Как видно из сравнения схем обоих регуляторов, они имеют один и тот же усилитель мощности на транзисторах с непосредственными связями между каскадами.

Усилитель работает обычным образом, т. е. при закрытии транзистора T_1 открывается T_2 и закрываются T_3 и T_4 , и наоборот. Транзисторы T_3 и T_4 соединены по схеме составного триода с целью устранения достаточно мощного сопротивления смещения в цепи базы окончного транзистора при его включении по обычной схеме.

Для обеспечения полного открытия транзистора T_4 в цепь его коллектора введено сопротивление

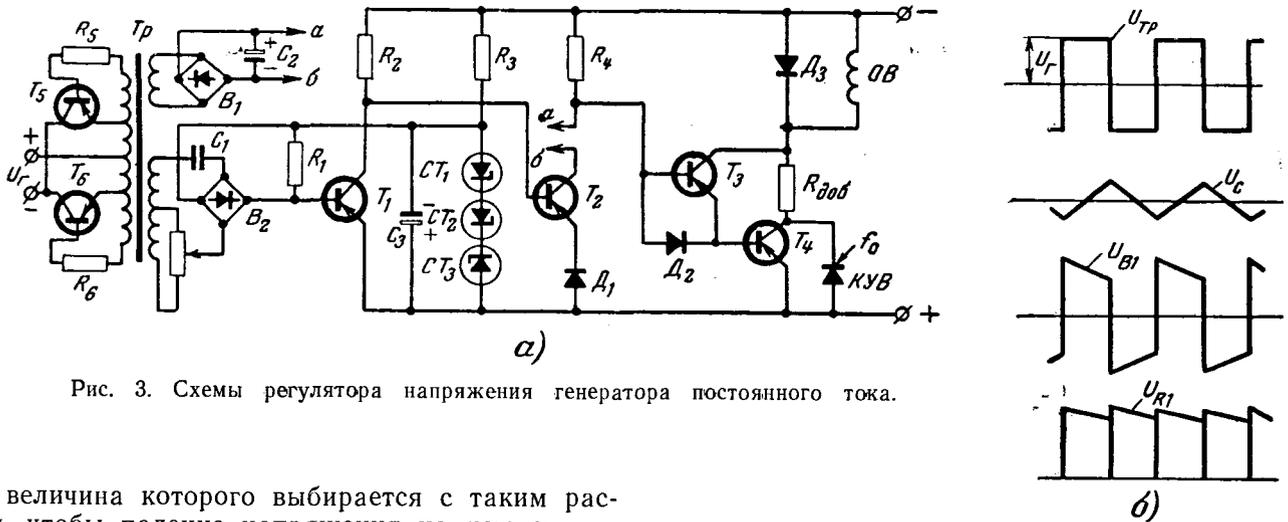


Рис. 3. Схемы регулятора напряжения генератора постоянного тока.

$R_{доб}$, величина которого выбирается с таким расчетом, чтобы падение напряжения на нем от максимального значения тока нагрузки было на 0,2—0,3 в больше прямого смещения коллекторного перехода T_4 . В противном случае напряжение U между эмиттером и коллектором насыщенного транзистора T_3 не даст коллекторному переходу T_4 изменить знак, и на мощном транзисторе окажется повышенное остаточное напряжение.

Для активного запираания составного транзистора T_3 — T_4 в период паузы используется источник напряжения в виде выпрямителя B_1 — C_2 , включенного в цепь коллектора транзистора² T_2 . Такое включение источника запираания устраняет его вредное действие в период открытия T_3 и T_4 (цепь запирающего источника разомкнута транзистором T_2 , закрытым в этот момент), а при открытии T_2 позволяет посылать в базу составного транзистора T_3 и T_4 мощный импульс тока, переводящий его в закрытый режим.

Диод D_4 обеспечивает разряд индуктивности обмотки возбуждения генераторов в период паузы, чем обеспечивает демодуляцию широтно модулированной последовательности импульсов.

Оба регулятора отличаются простотой схемы из-за отсутствия, явно выраженного звена модулятора ширины импульса и запаздывания в измерительном органе, а также возможностью съема относительно большой мощности с измерительных цепей.

Выполненные образцы регуляторов обеспечивали точность регулирования напряжения в пределах $\pm 2\%$ при изменении нагрузки генератора от нуля до номинальной.

Время переключения тока в оконечном каскаде порядка 10—15 мксек. При использовании в этом каскаде транзистора типа П209—П210 ток нагрузки может быть доведен до 7—8 а.

Рассмотренный принцип построения схем регулирования напряжения весьма удачен, так как позволяет построить гамму разнообразных регуляторов практически с одной и той же схемой.

Действительно, функции регулятора напряжения переменного тока и функции регулятора напряжения постоянного тока может выполнять одно и

то же устройство (рис. 2,а и 3,а) либо при наличии сменных измерительных узлов, или при наличии дополнительных цепей и обмоток.

Если выход усилителя сделать по постоянному току и замкнуть со входом (рис. 4), то получим импульсный стабилизатор постоянного напряжения, обладающий большой экономичностью [Л. 4]. Входным напряжением этого стабилизатора будет напряжение питания, а выходным — напряжение на конденсаторе $C_{вых}$.

Схема, показанная на рис. 4 на частоте 5 кГц в зависимости от режима работы имеет к. п. д. в пределах 0,80—0,88.

Важным свойством показанных на рис. 3 и 4 схем является зависимость частоты, генерируемой измерительным узлом от величины, стабилизируемого напряжения. Таким образом, описанный измерительный узел одновременно служит и частотным преобразователем. Последнее дает возможность построить стабилизатор с интегральным звеном.

Как известно, наличие интегральной передаточной функции дает возможность построить астатический тип стабилизатора [Л. 5]. Однако для устой-

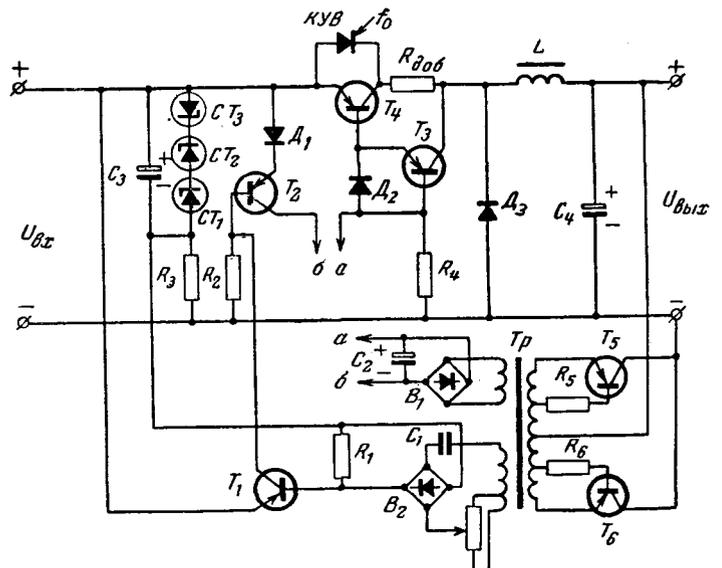


Рис. 4. Стабилизатор постоянного напряжения.

² Авторское свидетельство № 129062; опубликовано в Бюллетене изобретений № 11, 1960 г.

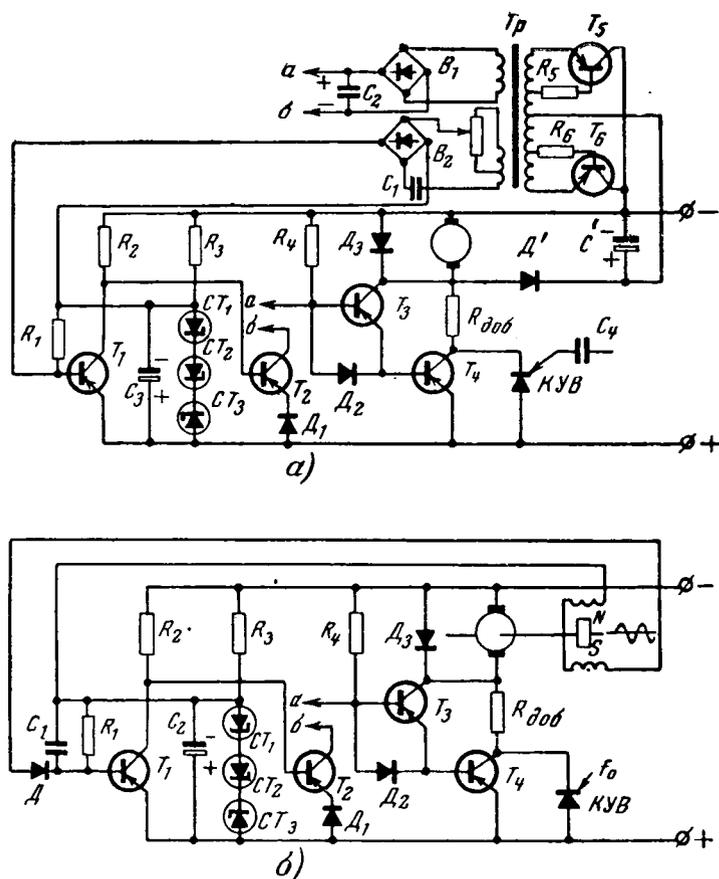


Рис. 5. Схемы регулятора скорости вращения двигателя постоянного тока.

чивой работы последнего требуется канал грубой стабилизации, обеспечивающий необходимую зону синхронизации.

Удобство описываемой схемы как раз и заключается в том, что частотный преобразователь одновременно обеспечивает необходимую грубую стабилизацию выходного напряжения.

Астатическая стабилизация выходного напряжения реализуется в схеме стабилизатора подключением параллельно транзистору T_4 кремниевого вентиля КУВ, управляемого последовательностью импульсов стабильной частоты f_0 .

Комбинация управляемый диод — транзистор удобна тем, что транзистор здесь не только выполняет роль регулирующего элемента стабилизатора, но и (в момент насыщенного состояния) закрывает вентиль КУВ. Наличие этого вентиля, кроме того, обеспечивает хорошую перегрузочную способность стабилизатора.

В астатическом стабилизаторе, собранном по схеме рис. 4, при изменении сопротивления нагрузки от нуля до номинальной изменение выходного напряжения практически не наблюдалось.

Рассматриваемый тип регулятора можно применить для стабилизации скорости вращения двигателей постоянного тока. При этом в качестве датчика оборотов целесообразно использовать проти-

во-э. д. с. якоря³. Подобная схема приведена на рис. 5,а. Основным отличием регулятора от схемы, приведенной на рис. 4, является наличие интегрирующего диодно-емкостного контура $D'C'$.

Напряжение противо-э. д. с. через диод D заряжает конденсатор C' . Когда транзистор T_1 закрыт и диод D_3 открыт, разделительный диод D' не дает разряжаться конденсатору C' , и его напряжение служит источником питания автосгенератора на транзисторах T_5 и T_6 . Работа регулятора протекает по типу, описанному выше. Кремниевый управляемый вентиль КУВ, включенный параллельно транзистору T_4 , используется для пускового режима. При включении питания схемы КУВ открывается импульсом заряда конденсатора C_4 , и двигатель начинает увеличивать скорость вращения. Транзистор T_4 получает полный открывающий сигнал, но так как он рассчитан на рабочие токи, пусковой ток через него пройти не может. Разница между пусковым и рабочим током, который может пройти через транзистор T_4 , идет через КУВ. Когда при разгоне двигателя эта разница достигнет нуля, КУВ закрывается.

При необходимости прецизионного регулирования скорости вращения двигателя постоянного тока в качестве датчика оборотов обычно применяется тахогенератор, так как использование противо-э. д. с. якоря не обеспечивает необходимой точности. В этом случае можно применить схему регулятора напряжения генераторов переменного тока (рис. 5,б).

Характерно, что при этом также можно осуществить астатический тип регулирования, так как при изменении оборотов двигателя изменяется как величина, так и частота выходного напряжения тахогенератора.

Выводы. Рассмотренные варианты схем импульсных регуляторов и стабилизаторов демонстрируют возможность построения универсальных блоков регуляторов, которые путем несложной коммутации могут быть использованы для самых разнообразных применений. Точность работы таких регуляторов лежит в пределах, удовлетворяющих основную массу потребителей. При необходимости (с применением астатического регулирования) точность работы регулятора может быть резко повышена.

Литература

1. Константинов В. Г., Полупроводниковые усилители с высоким к. п. д. для управления возбуждением электрических машин, Труды НИИ ЭП, 1959, т. 5.
2. Лабутин В. К., Усилители класса «Д», Госэнергоиздат, 1956.
3. Веденеев Г. М. и Моин В. С., Полупроводниковый регулятор напряжения генератора переменного тока, «Вестник электропромышленности», 1961, № 7.
4. Александрин В. И., Импульсные стабилизаторы напряжения на транзисторах, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», 1961, вып. 7.
5. Гольдрейер И. Г., Стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1957.

[14.10.1963]

³ Авторское свидетельство № 149142; опубликовано в Бюллетене изобретений № 17, 1960 г.

К расчету затухания каналов высокочастотной связи

Кандидат техн. наук Г. В. МИКУЦКИЙ
ВНИИЭ

Затухание высокочастотных каналов связи по линиям электропередачи при однофазном присоединении без учета затухания в аппаратуре обработки обычно определяется из следующей формулы:

$$a = a_{\phi} l + a_{\kappa}, \quad (1)$$

где a_{ϕ} — километрическое затухание для междуфазной волны;

a_{κ} — концевые затухания на два конца линии.

Эта формула справедлива только для электрически длинных линий, т. е. таких, у которых на передающем конце можно пренебречь волной, отраженной от приемного конца, а на приемном — волной, отраженной от передающего конца. Как будет показано ниже, это соответствует линиям протяженностью более 100 км. В настоящее время линий 110 и 220 кВ протяженностью более 100 км довольно мало. Подавляющее число линий 110 кВ имеет длину менее 50 км, причем имеется тенденция к дальнейшему сокращению длины. Поэтому представляет интерес уточнение формулы (1) с тем, чтобы сделать ее пригодной для расчета затухания высокочастотных каналов на коротких линиях электропередачи.

Попытка расчета затухания относительно коротких высокочастотных каналов сделана в ОРГРЭС [Л. 1]. Однако в этой работе в качестве расчетной взята формула рабочего затухания двухпроводной линии, удаленной от поверхности земли, без какого-либо обоснования ее применимости к трехпроводной системе вблизи поверхности земли при однофазном присоединении.

Определение рабочего затухания линий любой длины с учетом взаимодействия всех волн как междуфазных, так и нулевой последовательности, — сложная задача. Получающиеся при этом выражения настолько громоздки, что их использование в инженерных целях невозможно без применения цифровых вычислительных машин с заранее составленной программой.

Задача существенно упрощается, если на приемном конце можно пренебречь падающей, а на передающем конце отраженной волнами нулевой последовательности. Это допущение справедливо при линейном затухании волны нулевой последовательности $a_0 l > 1,5-2 \text{ nep}$, что соответствует длине одноцепных линий более 20 км (на частотах более 100 кГц). Ниже дается расчет затухания высокочастотных каналов при этом допущении.

Напряжение на сопротивлении нагрузки на приемном конце симметричной линии при однофазном присоединении определяется из выражения:

$$\dot{U}_H = 2\Sigma\dot{U}_{\phi H} + \Sigma\dot{U}_{0H}, \quad (2)$$

где $\Sigma\dot{U}_{\phi H}$ — сумма междуфазных (падающих и отраженных) волн в конце линии;

$\Sigma\dot{U}_{0H}$ — сумма волн нулевой последовательности в конце линии.

Поскольку по условию мы пренебрегаем падающими волнами нулевой последовательности, то $\Sigma\dot{U}_{0H}$ включает в себя только отраженные волны, получающиеся за счет частичной трансформации падающих междуфазных волн в волны нулевой последовательности при несимметричной нагрузке проводов на конце линии.

Введем обозначения:

\dot{U}_{ϕ} — напряжение падающей междуфазной волны в начале линии;

k_{ϕ_1} — коэффициент отражения междуфазной волны от передающего конца линии;

k_{ϕ_2} — то же от приемного конца линии;

k_{ϕ_0} — коэффициент перехода междуфазной волны в волну нулевой последовательности в конце линии, равный отношению отраженной волны нулевой последовательности к падающей междуфазной волне.

Рассмотрим последовательность падающих и отраженных волн в конце линии.

Первая падающая междуфазная волна $\dot{U}_{\phi} e^{-\tau_{\phi} l}$.

Первая отраженная междуфазная волна $k_{\phi_2} \dot{U}_{\phi} e^{-\tau_{\phi} l}$.

Первая отраженная волна нулевой последовательности $k_{\phi_0} \dot{U}_{\phi} e^{-\tau_{\phi} l}$.

Вторая падающая междуфазная волна $k_{\phi_1} k_{\phi_2} \dot{U}_{\phi} e^{-3\tau_{\phi} l}$.

Вторая отраженная междуфазная волна $k_{\phi_1} k_{\phi_2}^2 \dot{U}_{\phi} e^{-3\tau_{\phi} l}$.

Вторая отраженная волна нулевой последовательности $k_{\phi_0} k_{\phi_1} k_{\phi_2} \dot{U}_{\phi} e^{-3\tau_{\phi} l}$ и т. д.

Сумма всех междуфазных волн

$$\Sigma\dot{U}_{\phi H} = \dot{U}_{\phi} e^{-\tau_{\phi} l} \frac{1 + k_{\phi_2}}{1 - k_{\phi_1} k_{\phi_2} e^{-2\tau_{\phi} l}} \dots \quad (3)$$

Сумма всех волн нулевой последовательности

$$\Sigma\dot{U}_{0H} = \dot{U}_{\phi} e^{-\tau_{\phi} l} \frac{k_{\phi_0}}{1 - k_{\phi_1} k_{\phi_2} e^{-2\tau_{\phi} l}}. \quad (4)$$

Подставив выражения (3) и (4) в уравнение (2), получим:

$$\dot{U}_H = \dot{U}_{\phi} e^{-\tau_{\phi} l} \frac{2(1 + k_{\phi_2}) + k_{\phi_0}}{1 - k_{\phi_1} k_{\phi_2} e^{-\tau_{\phi} l}}. \quad (5)$$

Рабочее затухание высокочастотного канала определяется из следующего выражения:

$$a = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_H}, \quad (6)$$

где $P_1 = \left| \frac{E^2}{4z_i} \right|$ — мощность, отдаваемая генератором на согласованную нагрузку;
 E — э. д. с.
 z_i — внутреннее сопротивление генератора.

Мощность в нагрузке на приемном конце:

$$P_H = \left| \frac{\dot{U}_H^2}{z_H} \right| = \left| \frac{\dot{U}_\Phi^2 e^{-2\tau_\Phi l} [2(1+k_{\Phi 2})+k_{\Phi 0}]^2}{z_H (1-k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}e^{-2\tau_\Phi l})^2} \right|. \quad (7)$$

$$a = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{\dot{E}^2 z_H (1-k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}e^{-2\tau_\Phi l})^2 e^{-2\tau_\Phi l}}{4z_i \dot{U}_\Phi^2 [2(1+k_{\Phi 2})+k_{\Phi 0}]^2} \right| =$$

$$= a_\Phi l + \ln |1 - k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}e^{-2\tau_\Phi l}| +$$

$$+ \ln \left| \frac{\dot{E} \sqrt{\frac{z_H}{z_i}}}{2\dot{U}_\Phi [2(1+k_{\Phi 2})+k_{\Phi 0}]} \right|. \quad (8)$$

или

$$a = a_\Pi + a_{\text{отр}} + \Delta a, \quad (8a)$$

где

$$a_\Pi = a_\Phi l \quad (9)$$

— линейное затухание для междуфазной волны;

$$a_{\text{отр}} = \ln |1 - k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}e^{-2\tau_\Phi l}| \quad (10)$$

— затухание, обусловленное взаимодействием падающих и отраженных междуфазных волн;

$$\Delta a = \ln \left| \frac{\dot{E}}{\dot{U}_\Phi} \frac{\sqrt{\frac{z_H}{z_i}}}{2[(1+k_{\Phi 2})+k_{\Phi 0}]} \right| \quad (11)$$

— сумма концевых затуханий и затуханий от несогласования генератора и приемника.

Рассмотрим подробнее уравнение (11).

Для определения отношения \dot{E}/\dot{U}_Φ обратимся к уравнениям для напряжений и токов в проводах в начале бесконечно длинной симметричной линии [Л. 2]

$$\dot{U}_A = \dot{U}_0 + 2\dot{U}_\Phi;$$

$$\dot{U}_B = \dot{U}_0 - \dot{U}_\Phi;$$

$$i_A = \frac{\dot{U}_0}{z_0} + 2 \frac{\dot{U}_\Phi}{z_\Phi}; \quad (12)$$

$$i_B = \frac{\dot{U}_0}{z_0} - \frac{\dot{U}_\Phi}{z_\Phi}; \quad \dot{U}_C = \dot{U}_B; \quad i_C = i_B.$$

Из этих уравнений при условии:

$$\dot{E} = i_A z_i + \dot{U}_A; \quad \dot{U}_B = -i_B z_1$$

можно получить:

$$\frac{\dot{E}}{\dot{U}_\Phi} = \frac{(z_0 + z_i)(z_\Phi + z_1) + 2(z_\Phi + z_i)(z_0 + z_1)}{z_\Phi(z_0 + z_1)} =$$

$$= \frac{\sigma_1}{z_\Phi(z_0 + z_1)}; \quad (13)$$

где z_1 — сопротивление нагрузки необработанных фаз на передающем конце;

z_Φ — волновое сопротивление для междуфазных волн;

z_0 — то же для волны нулевой последовательности.

Выражение для коэффициента отражения для междуфазных волн получено в [Л. 2]:

$$k_\Phi = - \frac{(z_0 + z_p)(z_\Phi - z) + 2(z_0 + z)(z_\Phi - z_p)}{(z_0 + z_p)(z_\Phi + z) + 2(z_0 + z)(z_\Phi + z_p)} \dots, \quad (14)$$

где z — сопротивление нагрузки нерабочих фаз по отношению к земле;

z_p — сопротивление нагрузки рабочей фазы.

Из уравнений, приведенных в [Л. 2], можно получить следующее выражение для коэффициента перехода междуфазной волны в волну нулевой последовательности в конце линии:

$$k_{\Phi 0} = \frac{4z_0(z_H - z_2)}{(z_0 + z_H)(z_\Phi + z_2) + 2(z_0 + z_2)(z_\Phi + z_H)} =$$

$$= \frac{4z_0(z_H - z_2)}{\sigma_2}, \quad (15)$$

где z_2 — сопротивление нагрузки нерабочих фаз по отношению к земле на приемном конце.

Из уравнений (14) и (15) можно получить следующее соотношение:

$$2(1 + k_{\Phi 2}) + k_{\Phi 0} = \frac{12(z_0 + z_2)z_H}{\sigma_2}. \quad (16)$$

Подставив выражения (13) и (16) в уравнение (11), получим:

$$\Delta a = \ln \left| \frac{\sigma_1 \sigma_2}{24 \sqrt{z_i z_H z_\Phi} (z_0 + z_i)(z_0 + z_2)} \right| =$$

$$= \ln \left| \frac{\sigma_1}{2 \sqrt{6 z_i z_\Phi} (z_0 + z_1)} \right| + \ln \left| \frac{\sigma_2}{2 \sqrt{6 z_H z_\Phi} (z_0 + z_2)} \right| =$$

$$= \Delta a_{\text{пер}} + \Delta a_{\text{пр}}. \quad (17)$$

После элементарных преобразований можно получить следующее выражение для $\Delta a_{\text{пер}}$:

$$\Delta a_{\text{пер}} = \ln \left| \frac{z_i + z_\Phi}{2 \sqrt{z_i z_\Phi}} \right| +$$

$$+ \ln \left| \sqrt{\frac{2}{3}} \left(1 + \frac{1}{2\eta_1'} \right) \right| \dots \quad (18)$$

или

$$\Delta a_{\text{пер}} = \ln \left| \frac{z_i + z_{\text{дл1}}}{2 \sqrt{z_i z_{\text{дл1}}}} \right| +$$

$$+ \frac{1}{2} \ln \frac{2}{3} \left(1 + \frac{1}{2\eta_1} \right) \left(1 + \frac{1}{2\eta_1 q} \right), \quad (19)$$

где $z_{\text{дл1}} = \frac{(z_\Phi + z_1)z_0 + 2(z_0 + z_1)z_\Phi}{(z_\Phi + z_1) + 2(z_0 + z_1)}$ — входное сопротивление бесконечно длинной линии со стороны передающего конца;

$$\eta_1' = \frac{(z_\Phi + z_i)(z_0 + z_1)}{(z_0 + z_i)(z_\Phi + z_1)},$$

$$\eta_1 = \frac{z_\Phi}{z_0} \left(\frac{z_0 + z_1}{z_\Phi + z_1} \right), \quad q = \frac{z_0}{z_\Phi}.$$

Выражения для $\Delta a_{\text{пр}}$ получаются из (18) и (19) путем замены z_i на z_H и z_1 на z_2 .

Выражение (19) можно представить в следующем виде:

$$\Delta a_{\text{пер}} = a_{\text{пр1}} + a_{\text{к1}}, \quad (20)$$

где

$$a_{нс1} = \ln \left| \frac{z_i + z_{дл1}}{2 \sqrt{z_i z_{дл1}}} \right| \quad (21)$$

— несогласование передатчика со входным сопротивлением бесконечно длинной линии;

$$a_{k1} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{2}{3} \left(1 + \frac{1}{\eta_1} \right) \left(1 + \frac{1}{2\eta_1 q} \right) \right| \quad (22)$$

— конечное затухание на передающем конце для бесконечно длинной линии.

Аналогично $\Delta a_{пр} = a_{нс2} + a_{k2}$.

Полное затухание высокочастотного канала определяется выражением:

$$a = a_{л} + a_{нс1} + a_{нс2} + a_{k1} + a_{k2} + a_{отр}. \quad (23)$$

Для линии с одинаковыми условиями нагрузки на передающем и приемном концах ($z_i = z_n = z_{фп}$; $z_1 = z_2$) выражение (23) примет следующий вид:

$$a = a_{л} + a_{но} + a_k + a_{отр}, \quad (24)$$

где

$$a_{нс} = 2 \ln \left| \frac{z_{фп} + z_{дл}}{2 \sqrt{z_{фп} z_{дл}}} \right|,$$

$$a_k = \ln \left| \frac{2}{3} \left(1 + \frac{1}{2\eta} \right) \left(1 + \frac{1}{2\eta q} \right) \right|,$$

$a_{л}$ и $a_{отр}$ определяются по формулам (9) и (10).

Из уравнений (23) и (24) следует, что затухание относительно короткого канала отличается от затухания электрически длинного канала только величиной $a_{отр}$, определяемой по уравнению (10).

Величина затухания $a_{отр}$ является функцией частоты. Ее максимальное значение:

$$a_{отр. макс} = \ln (1 + |k_{\phi 1} k_{\phi 2}| e^{-2\alpha_{\phi} l}). \quad (25)$$

Минимальное значение.

$$a_{отр. мин} = \ln (1 - |k_{\phi 1} k_{\phi 2}| e^{-2\alpha_{\phi} l}). \quad (26)$$

С изменением частоты затухание канала изменяется волнообразно, что вызывает неравномерность частотной характеристики остаточного затухания высокочастотных телефонных каналов. Интервал частот между двумя максимумами или двумя минимумами затухания определяется из выражения:

$$fl = \frac{v_{\phi}}{2}, \quad (27)$$

где v_{ϕ} — скорость распространения междуфазных волн.

Формулы (25) и (26) дают возможность уточнить понятие «электрически длинной линии». Критерием оценки электрической длины линии целесообразно выбрать максимально допустимую величину изменения затухания высокочастотного канала с изменением частоты. Если задаться величиной $a_{отр. доп}$, то из формул (25) или (26) можно найти величину линейного затухания, при которой максимальное увеличение или уменьшение затухания будет меньше допустимой величины

$$\alpha_{\phi} l = \frac{|k_{\phi 1} k_{\phi 2}|}{2 |e^{a_{отр. доп}} - 1|}. \quad (28)$$

При работе на низких рабочих частотах, где входное сопротивление фильтра присоединения ОФП-4 составляет 1 500—2 000 ом коэффициент отражения k_{ϕ} может достигать 0,6. Если при этом задаться величиной $a_{отр. доп} = 0,1 \text{ nep}$, то $\alpha_{\phi} l = 1,8 \text{ nep}$, что на частотах вблизи 100 кгц соответствует длине линии порядка 200 км. При работе на частотах выше 120 кгц фильтр присоединения, как правило, согласован с линией. Коэффициент отражения при этом не превосходит 0,3—0,4, что при $a_{отр. доп} = 0,1 \text{ nep}$ соответствует линейному затуханию $\alpha_{\phi} l$, равному по величине около 1 nep.

Литература

1. Шкарин Ю. П., Неравномерность затухания высокочастотного тракта каналов по ЛЭП, сб. «Вопросы эксплуатации устройств связи в энергосистемах», вып. 2, Госэнергоиздат, 1963.
2. Микучки Г. В., Высокочастотные каналы релейной защиты, Госэнергоиздат, 1959.

[26.9.1963]

УДК 621.313.322—81:62—711

Метод учета самовентилирующего действия роторов электрических машин

Инж. И. Ф. ФИЛИПОВ

Всесоюзный научно-исследовательский институт
электромеханики (Ленинградский филиал)

Введение. Методы расчета вентиляции электрических машин обычно основаны на предположении, что вращение ротора не вносит значительных изменений в характер циркуляции газа по вентиляционному тракту. В свое время это допущение было положено в основу расчета турбогенераторов и это не привело к заметному расхождению результатов расчета и данных эксперимента. Серьезным подтверждением обоснованности указанной гипотезы являлся следующий опыт. В турбогенераторе с принудительной системой вентиляции измерялся рас-

ход и скорость воздуха при неподвижном и вращающемся с различной скоростью роторе. По результатам измерений определялась зависимость изменения расхода охлаждающего воздуха от скорости вращения ротора. Эта зависимость оказывалась, как правило, весьма незначительной. В частности, для турбогенераторов с радиальными системами вентиляции при увеличении скорости вращения роторов от нуля до 3 600 об/мин изменение суммарного расхода воздуха не превосходило 4% [Л. 1].

Дальнейшее развитие электромашиностроения показало, однако, что распространение указанного выше предположения на все типы электрических машин недопустимо. Наибольшее расхождение расчетных и опытных данных наблюдается у явнополюсных синхронных машин с большими проходными сечениями в обode ротора и у машин постоянного тока и асинхронных машин, имеющих шихтованные якоря и роторы с радиальными вентиляционными каналами. Иными словами, с фактором вращения ротора нельзя не считаться, когда в каналах самого ротора циркулирует значительная часть охлаждающего газа.

Были предприняты попытки создать для электрических машин определенных типов методы расчета их вентиляции, учитывающие вращение ротора. В первую очередь это удалось сделать для гидрогенераторов [Л. 2]. Однако эти методы не содержали общих принципов, которые позволили бы распространить полученные результаты на машины других типов. По этой же причине они основывались лишь на статистической обработке данных эксперимента и включали в себя различное количество эмпирических коэффициентов.

Более общий подход имел место в работе, целью которой являлось определение расходов газа в радиальных вентиляционных каналах вращающегося ротора турбогенератора [Л. 3]. Здесь напорная характеристика ротора рассматривалась как разность теоретического напора и потерь напора при разных расходах охлаждающего газа. Однако способы практического определения данной характеристики для машин разных типов указаны не были. В частности, осталось невыясненным влияние вращения вентиляционных каналов на их аэродинамическое сопротивление.

В настоящей статье изложен общий метод учета вентилярующего действия роторов электрических машин разных типов.

Постановка задачи. При вращении ротора электрической машины в его радиальных каналах развивается давление, которое при определенных условиях может служить причиной циркуляции газа в этих каналах и вне ротора. Иными словами, ротор электрической машины может работать как центробежный вентилятор. Естественно, что чем большее количество газа циркулирует в каналах и чем больше вызванные этой циркуляцией потери давления в каналах, тем меньшее давление ротор развивает во внешней цепи вентиляции.

Проиллюстрируем сказанное графиком, изобра-

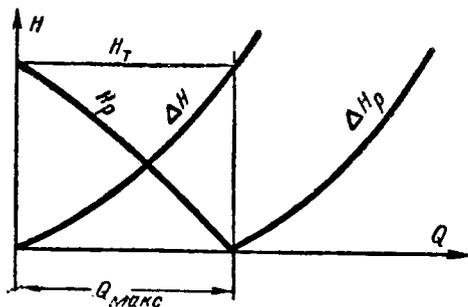


Рис. 1. Построение внешней аэродинамической характеристики ротора.

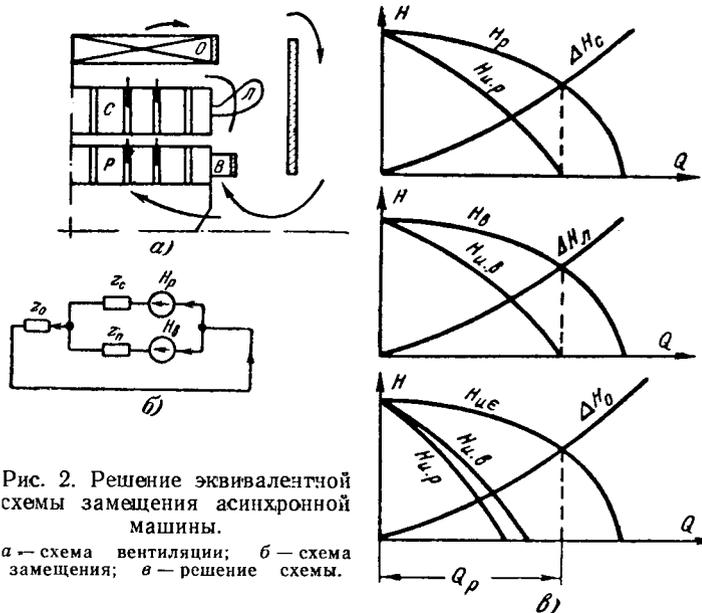


Рис. 2. Решение эквивалентной схемы замещения асинхронной машины.

а — схема вентиляции; б — схема замещения; в — решение схемы.

женным на рис. 1. На нем через H_T обозначен теоретический напор, развиваемый ротором, т. е. напор центробежных сил. Этот напор не зависит от расхода газа. Потери напора в роторе в зависимости от расхода газа изображены кривой ΔH . Следовательно, напор, развиваемый ротором во внешней цепи вентиляции при разных расходах газа, равен разности теоретического напора и потерь напора и изображен на графике в виде кривой H_p . Как следует из графика, при определенном расходе газа Q_{\max} потери напора оказываются равными развиваемому напору и ротор не будет развивать внешний напор и, в то же время, не представит сопротивление для других нагнетателей газа.

При увеличении расхода газа через ротор сверх значения Q_{\max} , например за счет принудительной вентиляции, ротор будет являться дополнительным сопротивлением. Соответствующие этому случаю потери напора изображены на рис. 1 кривой ΔH_p .

Если вид кривых H_p и ΔH_p известен, то учесть взаимодействие ротора и внешней цепи вентиляции можно без особых затруднений. Действительно, для любой конкретной цепи может быть составлена эквивалентная схема замещения, в которой ротор будет обозначен как источник напора при $Q \leq Q_{\max}$ и как сопротивление при $Q > Q_{\max}$. Последующее графо-аналитическое решение эквивалентной схемы позволит произвести учет влияния ротора.

Методы построения эквивалентных схем замещения и их графоаналитического решения достаточно широко известны [Л. 2]. В интересах наглядности изложения покажем построение схемы и графиков ее расчета на простейшем примере асинхронной машины (рис. 2).

На графиках, представленных на рис. 2, в произведено вычитание напоров ротора и вентилятора H_p и H_b и перепадов напора в цепи статора и в цепи лобовых частей обмотки статора ΔH_c и ΔH_l (суммирование по ординатам). Затем складывались кривые избыточного напора $H_{\text{и}}$ (суммирование по абсциссам), в результате чего получалась суммар-

ная кривая избыточного напора ротора и вентилятора $H_{из}$. Точка [пересечения этой кривой с кривой перепадов давления во внешней цепи ΔH_0 характеризует суммарный расход газа через машину и расходы его по отдельным ветвям схемы.

Таким образом, поскольку сопротивления трактов вентиляции и напорные характеристики вентиляторов известны, задача расчета сводится к определению напорной характеристики ротора. Назовем ее внешней аэродинамической характеристикой ротора.

Физические предпосылки метода расчета. Рассмотрим действие центробежных сил на элемент струи газа в канале, вращающемся вокруг оси, перпендикулярной оси канала (рис. 3). Пусть радиальный размер элемента, удаленного от оси вращения на величину r , равен dr . При массе элемента dm и угловой скорости вращения ω центробежная сила dc , действующая на элемент, будет равна:

$$dc = \omega^2 r dm = \omega^2 r \rho S dr,$$

где S — сечение канала, m^2 ;
 ρ — плотность газа, $кг \cdot сек^2 / м^4$.

Отсюда видно, что центробежная сила на участке струи от R_1 до R_2 равна:

$$C = \int_{R_1}^{R_2} dc = \int_{R_1}^{R_2} \omega^2 r \rho S dr = \frac{\rho S}{2} \omega^2 (R_2^2 - R_1^2) = \frac{\rho S}{2} (u_2^2 - u_1^2),$$

где u_1 — окружная скорость канала при радиусе R_1 ;
 u_2 — окружная скорость канала при радиусе R_2 .

Следовательно, давление центробежной силы данного участка струи будет равно:

$$H_T = \frac{\rho}{2} (u_2^2 - u_1^2) = \frac{\gamma}{2g} (u_2^2 - u_1^2) \left[\frac{кг}{м^2} \right], \quad (1)$$

где γ — удельный вес газа, $кг/м^3$.

Из уравнения (1), в частности, следует, что развиваемый ротором напор при заданном диаметре струи газа, выходящего из вентиляционных каналов, тем больше, чем меньше диаметр входной струи.

Рассмотрим теперь обстоятельства, влияющие на аэродинамическое сопротивление вентиляционного канала при его вращении. Прежде всего подчеркнем, что рассматривается так называемая внутренняя задача, т. е. потери энергии при относительном движении струи в канале. На компенсацию именно этих потерь расходуется напор газа, который обусловлен действием центробежных сил. Следовательно, коэффициент потерь в канале будем относить к динамическому напору относительного движения $\frac{\rho v^2}{2}$.

Что же касается энергии, сообщаемой газу при его закручивании, т. е. энергии вращательного движения струи $\frac{\rho u_2^2}{2}$, то ее учитывать нет необходимости. Эта энергия также поступает с вала ротора,

но она не имеет отношения к напору, создаваемому центробежными силами.

Таким образом, при расчете аэродинамического сопротивления вращающегося канала должны быть определены коэффициенты сопротивления входа в канал, выхода из канала, поворотов и расширений (сужений) и коэффициент трения газа о стенки канала.

Очевидно, что на коэффициенты сопротивления поворотов и расширений вентиляционного канала его вращение влияния не оказывает. Поэтому они могут быть определены при неподвижном состоянии канала.

По-иному обстоит дело с сопротивлением трения. Как известно, при вращении канала, непараллельного оси вращения, в струе газа в канале возникает так называемый осевой вихрь [Л. 4]. Явление возникновения осевого вихря при вращении называют иногда явлением центробежной турбулентности или свертурбулентности [Л. 5].

Осевой вихрь как бы закупоривает канал, увеличивая падение давления в нем. Эти дополнительные потери энергии принято относить к потерям трения. Таким образом, оказывается, что потери трения при вращении возрастают.

Интенсивность осевого вихря зависит не только от окружной скорости канала u , но и от скорости газа в относительном движении v . Чем больше скорость v , тем большее препятствие для возникновения осевого вихря создается динамическим напором относительного движения. Поток газа в канале как бы выталкивает образующийся в нем замкнутый вихрь.

Эксперимент, поставленный В. Зеелигом [Л. 5], позволил получить необходимые количественные соотношения. Была исследована трубка, изогнутая таким образом, что ось канала почти на всем протяжении трубки оказалась перпендикулярной оси вращения.

В канале циркулировала вода. Результаты исследования подтверждаются данными, полученными К. Фейхгемером [Л. 3], при исследовании вращающейся модели ротора турбогенератора с радиальными вентиляционными каналами.

Анализ результатов исследований показывает, что увеличение сопротивления трения в большей степени сказывается при небольших расходах газа в каналах, когда мала скорость относительного движения струи v . Поскольку скорость вращения ротора электрической машины и, следовательно, окружная скорость вентиляционных каналов неизменны, увеличение сопротивления сказывается, главным образом, на начальном участке внешней аэродинамической характеристики ротора, когда скорость относительного движения невелика (рис. 1).

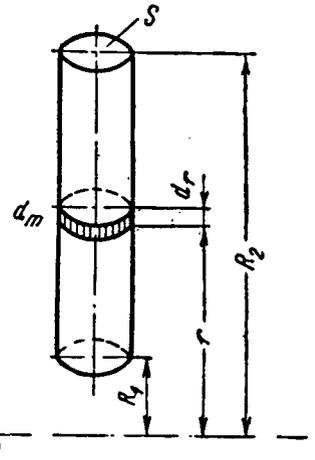


Рис. 3. К выводу уравнения теоретического напора газа.

Следует рассмотреть также изменение сопротивления трения в зависимости от скорости струи газа v в неподвижном канале. Как известно, коэффициент трения зависит от режима движения и для гладких каналов может быть определен по формулам Пуазейля и Блазиуса. Коэффициент трения в неподвижном канале также возрастает при уменьшении скорости относительного движения v .

Таким образом, коэффициент трения в каналах, непараллельных оси вращения, в зависимости от расхода и скорости газа в них значительно изменяется. Это изменение вызвано, во-первых, изменением режима движения газа и не связано с вращением ротора. Во-вторых, коэффициент трения при каждом данном расходе газа вследствие вращения ротора возрастает в тем большей степени, чем меньше расход газа в канале.

Вращение вентиляционного канала сказывается также на величине коэффициента сопротивления выхода. Поскольку при вращении ротора закручивание газа в зазоре электрической машины лишь частичное, всегда существует движение струи газа, выходящего из канала, относительно газа в зазоре. В зависимости от скорости относительного движения газа в канале и в зазоре коэффициент сопротивления выхода из канала меняется в большей или меньшей степени.

Для получения количественных характеристик автором был поставлен эксперимент, позволяющий определить зависимость коэффициента сопротивления выхода от относительной скорости газа в канале и зазоре. Результаты эксперимента показали, что вращение ротора в значительной степени отражается на величине сопротивления выхода при $v < 0,2 u_2$.

Расчет внешней аэродинамической характеристики ротора. Итак, для определения внешней аэродинамической характеристики ротора из развиваемого им напора нужно вычесть потери давления при разных расходах газа. Если обозначить суммарный коэффициент местных сопротивлений канала через ξ , то сформулированное условие запишется в следующем виде:

$$H_p = H_T - \Delta H = \frac{\rho}{2} (u_2^2 - u_1^2) - \xi \frac{\rho}{2} v^2. \quad (2)$$

Для удобства анализа перепишем это выражение в относительных единицах, разделив обе его части на величину $\frac{\rho u_2^2}{2}$:

$$H_p^* = 1 - h^* - \xi (v^*)^2, \quad (3)$$

где

$$H_p^* = \frac{H_p}{\frac{\rho u_2^2}{2}};$$

$$h^* = \left(\frac{u_1}{u_2} \right)^2 = \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^2;$$

$$v^* = \frac{v}{u_2}.$$

Из выражения (3), в частности, следует, что при вращении канала в свободном пространстве скорость газа в нем будет равна:

$$v_{\text{макс}}^* = \sqrt{\frac{1 - h^*}{\xi}}. \quad (4)$$

Перейдем теперь к определению суммарного коэффициента местного сопротивления ξ . Прежде всего заметим, что в общем случае сечение канала может быть переменным. Аэродинамическое сопротивление z канала переменного сечения, как известно, равно:

$$z = \sum_{i=1}^n z_i \left[\frac{\kappa z \cdot c_{\text{ек}}^2}{m^3} \right],$$

где z — аэродинамическое сопротивление данного участка канала;

n — число расширений (сужений).

Как, очевидно,

$$z_i = \xi_i \frac{\rho}{2S_i^2},$$

где ξ_i — коэффициент местного сопротивления;

S_i — рассматриваемое сечение канала.

Из сказанного следует, что

$$z = \frac{\rho}{2} \left(\frac{\xi_1}{S_1^2} + \frac{\xi_2}{S_2^2} + \frac{\xi_3}{S_3^2} + \frac{\xi_4}{S_4^2} + \frac{\xi_5}{S_5^2} \right),$$

где S_1 — сечение струи газа при входе в канал;

S_2 — сечение поворота;

S_3 — сечение расширения (сужения);

S_4 — среднее сечение канала;

S_5 — сечение струи газа при выходе из канала.

Допустим, что скорость v газа в канале имеет место при выходе из вентиляционного канала, т. е. в сечении S_5 . Тогда все другие сечения канала целесообразно отнести к S_5 :

$$z = \frac{\rho}{2S_5} \left(\frac{\xi_1}{k_1^2} + \frac{\xi_2}{k_2^2} + \frac{\xi_3}{k_3^2} + \frac{\xi_4}{k_4^2} + \xi_5 \right),$$

где

$$k_1 = \frac{S_1}{S_5};$$

$$k_2 = \frac{S_2}{S_5};$$

$$k_3 = \frac{S_3}{S_5};$$

$$k_4 = \frac{S_4}{S_5}.$$

Поскольку выше [уравнение (2)] было принято, что

$$\Delta H = \xi \frac{\rho}{2} v^2 = \xi \frac{\rho}{2} \frac{Q^2}{S_5^2},$$

окончательно получим:

$$\xi = \frac{\xi_1}{k_1^2} + \frac{\xi_2}{k_2^2} + \frac{\xi_3}{k_3^2} + \frac{\xi_4}{k_4^2} + \xi_5. \quad (5)$$

В частности, для прямого канала постоянного сечения

$$\xi = \xi_1 + \xi_4 + \xi_5. \quad (6)$$

Определим вначале внешнюю характеристику для последнего случая (прямой канал), который встречается наиболее часто. Получим:

$$H_p^* = 1 - h^* - (\xi_1 + \xi_4 + \xi_5) (v^*)^2.$$

Коэффициент местного сопротивления входа есть величина постоянная. Для всех практических случаев его можно принять равным $\xi_1 = 0,5$.

Коэффициент сопротивления трения, как известно, пропорционален длине канала l и обратно пропорционален его диаметру d :

$$\xi_4 = \lambda \frac{l}{d},$$

где λ — коэффициент трения.

Выше было отмечено, что изменение коэффициента трения сказывается главным образом на начальной части внешней характеристики при малых v^* , т. е. в тех случаях, когда вращение ротора играет по существу незначительную роль. По этой причине в целях упрощения расчета внешней характеристики без большой ошибки можно допустить, что коэффициент трения постоянен $\lambda = \text{const}$.

Точно также можно считать постоянным и коэффициент сопротивления выхода, учитывая однако, что оно отличается от сопротивления неподвижно го канала. В итоге получим:

$$\xi_1 + \xi_5 = \xi_0 = \text{const};$$

$$\lambda = \text{const};$$

$$H^*_{\text{в}} = 1 - h^* - \lambda \frac{l}{d} (v^*)^2 - \xi_0 (v^*)^2.$$

Учтем теперь, что $h^* = \left(\frac{u_1}{u_2}\right)^2 = \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^2 = (R^*)^2$ и обозначим $\frac{l}{d}$ через l^* . Тогда выражение для внешней характеристики примет вид:

$$H_p = 1 - (R^*)^2 - \lambda l^* (v^*)^2 - \xi_0 (v^*)^2. \quad (7)$$

Как видно из уравнения (7), внешняя аэродинамическая характеристика ротора представляет семейство кривых с параметрами R^* , l^* и v^* . Для удобства ее определения целесообразно воспользоваться номограммой, изображенной на рис. 4.

При построении номограммы принято $\xi_0 = 2,5$ и $\lambda = 0,03$. Значение коэффициента ξ_0 выбрано таким, чтобы учесть изменение сопротивлений трения и выхода.

Действительно, сопоставление графиков изменения коэффициентов сопротивления выхода и трения показывает, что их суммирование во многих случаях приводит к практически постоянной величине суммарного коэффициента выхода и трения на всем диапазоне изменения скорости. Следует, однако, иметь в виду, что расчет по приведенной на рис. 4 номограмме является приближенным и что в особо важных случаях следует пользоваться уравнением внешней характеристики, не вводя допущения о постоянстве отдельных коэффициентов сопротивления.

В тех случаях, когда канал имеет повороты и его сечение переменное, необходимо, как это следует из предыдущего, вычесть из характеристики, полученной для прямого канала постоянного сечения, величину

$$h^*_{\text{доб}} = \left(\frac{\xi_1}{k_1^2} + \frac{\xi_2}{k_2^2} + \frac{\xi_3}{k_3^2} - 0,5 \right) (v^*)^2.$$

Как уже указывалось, для некоторых типов электрических машин уравнение внешней характеристики было получено путем статистической обработки результатов испытаний. В частности, для

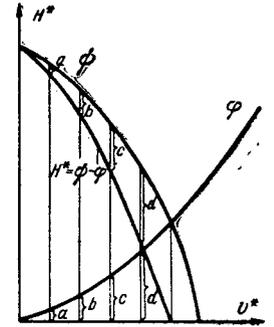
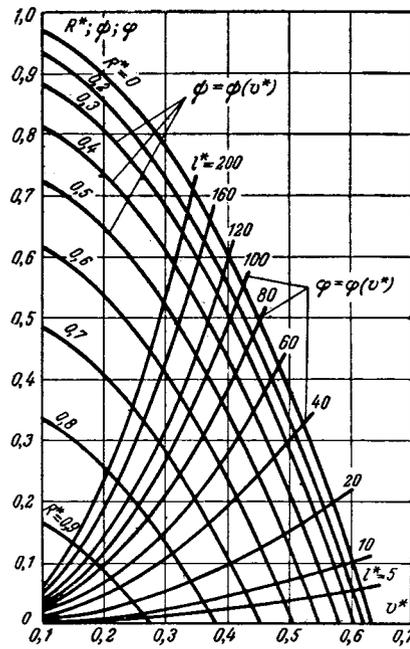


Рис. 4. Номограмма для определения внешней аэродинамической характеристики ротора.

вертикальных гидрогенераторов формула (7), если ее переписать в поименованных единицах, хорошо аппроксимируется зависимостью:

$$H_p = 0,53 \left(\frac{n}{100} \right)^2 D_2^2 - 0,06Q - 0,003Q^2 - \Delta H_p,$$

где n — скорость вращения, об/мин;
 D_2 — наружный диаметр ротора, м;
 Q — расход воздуха, м³/сек.

Экспериментальное определение внешней аэродинамической характеристики. Измерение давления газа во вращающихся каналах затруднительно. В большей мере освоено измерение скоростей и расходов газа. По этой причине в ряде случаев целесообразно определять внешнюю аэродинамическую характеристику методом добавочных сопротивлений, когда в процессе эксперимента определяются лишь скорости газа в каналах. При этом ротор машины вращается в условиях нормальной схемы вентиляции и с дополнительными тарированными сопротивлениями во внешней цепи. В обоих случаях измеряется скорость газа в каналах.

Для пояснения метода добавочных сопротивлений рассмотрим кривые, приведенные на рис. 5. Если допустить, что искомая характеристика на участке скоростей $v^*_1 - v^*_3$ прямолинейна и что перепад давления в канале без добавочных сопротивлений ΔH^* есть квадратичная функция скорости, то, имея в виду, что зависимости $\Delta h^*_{1,2}$ известны из предварительной тарировки, получим:

$$\Delta H^*_3 = \Delta H^*_2 + \Delta h^*_2 - (v^*_3 - v^*_2) \frac{dH^*}{dv^*};$$

$$\Delta H^*_3 = \Delta H^*_1 + \Delta h^*_1 - (v^*_3 - v^*_1) \frac{dH^*}{dv^*};$$

$$\Delta H^*_2 = \Delta H^*_3 \left(\frac{v^*_2}{v^*_3} \right)^2.$$

$$\Delta H_1 = \Delta H^*_3 \left(\frac{v^*_1}{v^*_3} \right)^2,$$

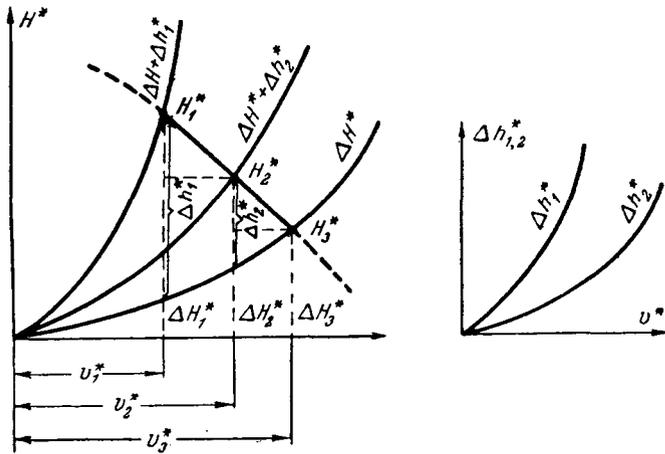


Рис. 5. Метод экспериментального определения внешней аэродинамической характеристики ротора.

отсюда:

$$\Delta H_3^* = \frac{\Delta h_2^* - \Delta h_1^* \frac{v_3^* - v_2^*}{v_3^* - v_1^*}}{\left[1 - \frac{v_2^*}{v_3^*}\right]^2 \left[1 - \left(\frac{v_1^*}{v_3^*}\right)^2\right] \frac{v_3^* - v_2^*}{v_3^* - v_1^*}}. \quad (8)$$

В целях анализа изложенного выше метода расчета внешней аэродинамической характеристики электрических машин автором была исследована циркуляция газа в канале переменной длины.

Скорость вращения ротора изменялась от 500 до 3000 об/мин, относительный радиус R^* менялся в пределах от 0,24 до 0,60.

При измерении скоростей в каналах, вращающихся в свободном пространстве, были получены следующие результаты:

| | | | |
|--|-------|-------|-------|
| Длина канала l^* | 22 | 16 | 12 |
| Измеренная скорость v^* | 0,550 | 0,520 | 0,415 |
| Скорость газа (по номограмме рис. 4) | 0,525 | 0,505 | 0,465 |

Были также измерены скорости газа в канале с добавочными сопротивлениями. Сопоставление результатов расчета по формуле (8) с соответствующей кривой из номограммы показывает, что погрешность расчета не превышает 7,5%.

Следует иметь в виду, что в условиях описанного эксперимента основную ценность представляют результаты, полученные для каналов, вращающихся в свободном пространстве. Что же касается определения внешней аэродинамической характеристики по формуле (8), то оно в данном случае сопряжено со значительными ошибками. Действительно, диапазон изменения скоростей в условиях эксперимента сравнительно невелик. По этой причине знаменатель правой части выражения (8) представляет весьма малую разность больших величин, что всегда нежелательно.

Метод добавочных сопротивлений для определения внешней аэродинамической характеристики более целесообразно применять в эксплуатационных условиях, когда возможность измерения давления газа в вентиляционных каналах практически невозможна.

Автором были определены и сопоставлены с расчетными внешние характеристики роторов гидрогенератора мощностью 115 Мвт и асинхронного двигателя мощностью 800 квт. В обоих случаях погрешность расчета не превосходит 10%.

Для проверки изложенного метода расчета аэродинамической характеристики были также измерены расходы воздуха в синхронной машине (1 650 квт) и машине постоянного тока (1 400 квт), которые работали в режимах самовентиляции. Получены следующие результаты:

| | Расчетный расход воздуха, м ³ /сек | Измеренный расход, м ³ /сек |
|-----------------------------------|---|--|
| Синхронная машина | 0,863 | 0,880 |
| Машина постоянного тока | 0,715 | 0,730 |

Учет вращения ротора в машинах разных типов.

Изложенный здесь метод расчета аэродинамической характеристики относится к электрическим машинам с постоянной скоростью вращения. Он применим для построения внешних аэродинамических характеристик тех элементов конструкции ротора, которые имеют форму радиальных каналов. Этот метод не следует распространять на расчет характеристик центробежных напорных элементов типа лопаток вентилятора (например, петушки машин постоянного тока), когда более целесообразно пользоваться известными способами определения характеристик встроенных вентиляторов.

Следует различать задачи, в которых необходимо учитывать вращение ротора, и случаи, когда ими можно пренебречь. Так, например, при расчете скоростей газа в аксиальных каналах лобовых частей обмоток роторов турбогенераторов серий ТВФ и ТВВ с радиальной вентиляцией самовентилирующее действие роторов учитывать необходимо, поскольку оно является основным источником напора газа в вентиляционных каналах. В то же время расчет вентиляции турбогенераторов в целом может в этом случае производиться без учета вращения ротора, так как расход газа через каналы лобовых частей обмотки весьма мал по сравнению с его расходом через статор.

В заключение следует отметить, что изложенный здесь метод учета самовентилирующего действия роторов не приводит к трудоемким вычислениям и обеспечивает удовлетворительную точность результатов расчета. Важно также, что при этом имеет место необходимая общность расчета машин разных типов.

Приложение. Определение скорости движения газа в канале верхнего витка лобовой части наиболее длинной катушки обмотки ротора турбогенератора мощностью 100 Мвт. По схеме вентиляции канал имеет радиальный (входной) участок и аксиальный участок (вдоль катушки ротора), кроме того, влияние вентилятора на циркуляцию газа в лобовых частях обмотки исключено. Диаметр ротора при входе газа в радиальный участок канала $D_1=0,675$ м, диаметр ротора при выходе газа из радиального участка $D_2=1$ м. Диаметр канала на радиальном участке $d_p=12 \cdot 10^{-3}$ м. Размеры канала на аксиальном участке: периметр $\Pi=35 \cdot 10^{-3}$ м, сечение $S=76,3 \cdot 10^{-6}$ м², длина $l=1,1$ м. В канале один плавный и три крутых поворота на 90°.

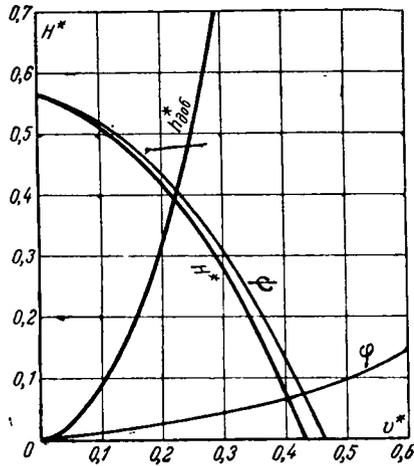


Рис. 6. К примеру расчета внешней аэродинамической характеристики радиального участка вентиляционного канала турбогенератора.

Определим внешнюю аэродинамическую характеристику радиального участка и будем считать, что она характеризует расход воздуха через аксиальный участок.

Длина радиального участка и радиус (в относительных единицах) соответственно равны:

$$l^* = \frac{D_2 - D_1}{2d_p} = \frac{1 - 0,675}{2 \cdot 12 \cdot 10^{-3}} = 13,5;$$

$$R^* = \frac{D_1}{D_2} = \frac{0,675}{1} = 0,675.$$

По этим значениям, пользуясь номограммой, изображенной на рис. 4, строим внешнюю характеристику радиального участка (рис. 6).

Вычислим внешнее сопротивление.

Отношение сечений аксиального и радиального участков канала равно:

$$k = \frac{76,3 \cdot 10^{-6}}{113 \cdot 10^{-6}} = 0,675.$$

Приведенный коэффициент сопротивления входа:

$$\xi_1 = \frac{\xi_{вх}}{k^2} = \frac{0,5}{0,675^2} = 1,1.$$

Коэффициент местного сопротивления поворотов:

$$\xi_i = 0,9 + 3 \cdot 1,1 = 4,2.$$

Гидравлический диаметр аксиального участка канала:

$$d_k = \frac{4 \cdot 76,3 \cdot 10^{-6}}{35 \cdot 10^{-3}} = 8,75 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Число Рейнольдса при скорости 40 м/сек:

$$Re = \frac{40 \cdot 8,75 \cdot 10^{-3}}{17 \cdot 10^{-6}} = 2,1 \cdot 10^4.$$

Абсолютная шероховатость стенок:

$$\Delta = 0,01 \text{ мм.}$$

Относительная шероховатость:

$$\bar{\Delta} = \frac{0,01 \cdot 10^{-3}}{8,75 \cdot 10^{-3}} = 0,0011.$$

Коэффициент трения:

$$\lambda = 0,029.$$

Коэффициент сопротивления трения

$$\xi_3 = \lambda \frac{l}{d_k} = 0,029 \frac{1,1}{8,75 \cdot 10^{-3}} = 3,6.$$

Перепад напора на внешнем сопротивлении:

$$h^*_{доб} = (\xi_1 + \xi_2 + \xi_3 - \xi_{вх}) (v^*)^2 = (1,1 + 4,2 + 3,6 - 0,5) (v^*)^2 = 8,4 (v^*)^2.$$

Абсцисса точки пересечения полученной характеристики с внешней характеристикой радиального участка канала (рис. 6) характеризует значение относительной скорости в канале:

$$v^* = 0,22.$$

Абсолютная скорость воздуха равна:

$$v = v^* u = v^* \frac{\pi D_2 n}{60} = 0,22 \frac{\pi 1,0 \cdot 3000}{60} = 34,6 \text{ м/сек.}$$

Значение скорости по данным измерения электротермометром составляет 36 м/сек [Л. 6].

Литература

1. Fehheimer C., Penney C., Ventilation of turboalternators—concluding study multipl-path radial systems, Trans. AIEE, 1926, p. 253—267.
2. Владимирский С. А., Наседкина А. Я. и Филиппов И. Ф., Новая методика вентиляционного расчета гидрогенераторов, Сборник «Электросила», 1964, № 23.
3. Fehheimer C., An experimental and analitical study of turbine generators rotor ventilation, Trans. AIEE, 1950, v. 69, p. 1563—1569.
4. Подобуев Ю. С. и Селезнев К. П., Теория и расчет осевых и центробежных компрессоров, Машгиз, 1957.
5. Seelig W., Über das Phänomen der «Rotationsturbulenz» in rotierenden Röhren und Kanälen, Stockholm, 1930.
6. Гуревич Э. И. и Филиппов И. Ф., Исследование системы охлаждения турбогенератора типа ТВФ-100-2, сб. «Электросила», 1964, № 23.

[3.4.1964]



Особенности расчета синхронного режима реактивного двигателя

А. М. ЛАНГЕН

Москва

В последнее время наблюдается повышенный интерес к теории синхронного режима реактивных машин [Л. 1—3], вызванный расширением области их применения.

Различные выкладки и диаграммы опубликованных работ имеют ограниченную практическую ценность, так как с помощью их нельзя определить основные параметры машин и, следовательно, нельзя воспользоваться результатами этих выкладок.

Существующие рекомендации по расчету сопротивлений реакции якоря по взаимоперпендикулярным осям x_{ad} и x_{aq} для реактивных двигателей (РД) нормального исполнения приемлемы в какой-то степени для машин большой мощности, более 0,5 квт, и совершенно непригодны для машин с малой мощностью менее 100 вт.

Между тем точное определение основных параметров для двигателей любой мощности является важнейшим вопросом теории, без решения которого нельзя разработать надежную методику расчета.

При исследовании РД обычно принимаются «идеальные» условия:

магнитное сопротивление межполюсного пространства равно бесконечности;

высшие гармоники в кривой н. с. отсутствуют;

магнитное сопротивление стали статора и ротора равно нулю.

Эти условия позволяют весьма просто определить основные параметры, используя которые можно найти с помощью векторной диаграммы синхронного двигателя без возбуждения ротора все энергетические показатели машины.

В то же время эти упрощения являются источником серьезных ошибок в расчете полезной мощности РД, так как она пропорциональна разности близких величин $\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}$, и малые погрешности в значении x_{ad} и x_{aq} вызывают большую погрешность в определении вращающего момента.

Настоящая работа ставит своей целью определение характеристик синхронного режима реального РД любой мощности с учетом действия поля межполюсного пространства и высших гармоник, а также приближенного учета насыщения магнитной цепи.

Для точного расчета первых гармоник индукции необходимо принять во внимание не только геометрию межполюсного пространства, но также конечную проводимость и потери в стали, наличие зубцов статора и ротора, их форму, схему обмотки, число полюсов и др.

Различные методы аналитического расчета поля для малых РД являются лишь приближением к действительности. В силу этого расчетные кривые гармоник индукции по оси d и q , полученные аналитическим методом, аналогичным приведенному в [Л. 4], были уточнены экспериментальными по-

правками, для определения которых проводились измерения основных и высших гармоник поля на различных РД с пределами изменения относительной ширины полюса $\alpha = b/\tau$, $0,30 \leq \alpha \leq 0,85$ и обобщенного параметра N_Δ

$$20 \leq N_\Delta \leq 120 \quad (1)$$

(обозначения в приложении).

Результирующие кривые, изображающие зависимость коэффициентов приведения поля c'_{ad} и c'_{aq} от относительной ширины полюса α при различных N_Δ и зависимость c'_{aq} от N_Δ для данных α для незначительного насыщения магнитной цепи и нескошенных прямоугольных синхронизирующих пазов, представлены на рис. 1.

При значительном насыщении, изменении формы паза и т. п. возможны некоторые отклонения реальных коэффициентов поля.

Для улучшения пусковых свойств и уменьшения добавочных потерь от высших гармоник ротор или статор выполняется со скошенными пазами. Скос пазов уменьшает разницу между сопротивлениями x_{ad} и x_{aq} , увеличивает сопротивление рассеяния обмотки статора и снижает максимальный момент двигателя. Коэффициенты приведения с учетом скоса пазов c_{ad} и c_{aq} можно определить из следующих приближенных равенств:

$$\left. \begin{aligned} c_{ad} &\approx \frac{1}{2} c'_{ad} \left(1 + \sqrt{1 - (1 - \Lambda_1^2) \sin^2 \gamma_{ск}} \right) \approx \\ &\approx \left(1 - \frac{1 - \Lambda_1^2}{4} \sin^2 \gamma_{ск} \right), \\ c_{aq} &\approx \frac{1}{2} c'_{aq} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{1}{\Lambda_1^2} (1 - \Lambda_1^2) \sin^2 \gamma_{ск}} \right) \approx \\ &\approx c'_{aq} \left(1 + \frac{1 - \Lambda_1^2}{4\Lambda_1^2} \sin^2 \gamma_{ск} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $\gamma_{ск}$ — центральный угол скоса, эл. град;

$$\Lambda_1 = c'_{aq}/c'_{ad}.$$

Сопротивления x_{ad} и x_{aq} определяются как произведение коэффициентов поля на сопротивление взаимной индукции эквивалентного асинхронного двигателя x_m :

$$x_{ad} = x_m c_{ad}; \quad x_{aq} = x_m c_{aq}; \quad (3)$$

$$x_m = 1,6ml\tau \frac{1}{p\delta_m} f(k_w \omega)^2 \cdot 10^{-8}, \quad [OM]. \quad (4)$$

Применение внутренних пазов в роторе (рис. 2) повышает полезную мощность и к. п. д. двигателя, причем их эффективность возрастает с габаритами и номинальной мощностью.

Изменение магнитного сопротивления поперечному потоку и соответствующее ему изменение сопротивления x_{aq} можно учесть методом, применяемым при расчете насыщенных участков магнитной цепи.

Принимая приближенно AB за линию уровня (рис. 2), запишем уравнение действительной индукции в мостике L_2 .

$$B_{qM} = B'_{qM} - \mu_0 H_{qM} \frac{L_1}{L_2}, \quad (5)$$

где B_{qM} — действительная индукция в мостике;
 H_{qM} — напряженность поля в мостике.

Кажущаяся индукция в мостике от поперечного потока будет равна:

$$B'_{qM} = \frac{\Phi_{aq}}{S_M}, \quad (6)$$

где S_M — площадь поперечного сечения мостика.

Намагничивающая сила мостика

$$F_{qM} = H_{qM} h_M, \quad (7)$$

где h_M — высота мостика.

Если F_δ — н. с. зазора, то коэффициент насыщения по продольной оси k_{zd} определяется из обычного соотношения

$$k_{zd} = F_{II} / F_\delta, \quad (8)$$

где F_{II} — полная н. с. на два полюса.

Коэффициент насыщения для поперечной оси k_{zq} будет отличаться от k_{zd} на величину F_{qM} / F_δ

$$k_{zq} = \frac{F_{II} + F_{qM}}{F_\delta}, \quad (9)$$

т. е.

$$k_{zq} < k_{zd} \text{ и } x_{md} > x_{mq}.$$

Различие коэффициентов насыщения обуславливает увеличение разницы сопротивлений x_{ad} и x_{aq} и, следовательно, увеличение вращающего момента.

Определение рабочих характеристик РД производится с помощью известных формул или круговой диаграммы.

Если принять сопротивление x_m за базисную величину и пренебречь малой разницей сопротивлений рассеяния статора по оси d и q , то

$$\rho_s = \frac{r_s}{x_m}; \quad c_{ad} + c_s = c_d; \quad \rho_d = \frac{r_s}{x_d};$$

$$c_s = \frac{x_s}{x_m}; \quad c_{aq} + c_s = c_q; \quad \rho_q = \frac{r_s}{x_q}.$$

Электромагнитная мощность РД в ваттах равна

$$\left. \begin{aligned} P_2 &= \frac{mU^2}{2x_m} \left(\frac{1}{c_q} - \frac{1}{c_d} \right) \frac{(\rho_d + \rho_q) \cos 2\theta + (1 - \rho_q \rho_d) \sin 2\theta - (\rho_q - \rho_d)}{(1 + \rho_q \rho_d)^2} \\ \text{или} \\ P_2 &= \frac{mU^2}{2x_m} \frac{(c_d - c_q) \sin 2\theta}{\frac{c_d^2 + c_q^2}{2} + \frac{c_d^2 - c_q^2}{2} \cos 2\theta + \rho_s^2 + \rho_s (c_d - c_q) \sin 2\theta} \end{aligned} \right\} (10)$$

Ток обмотки статора

$$\left. \begin{aligned} i &= \frac{U}{r_s} \frac{\rho_d \rho_q - j/2 (\rho_d + \rho_q) + j/2 (\rho_q - \rho_d) e^{-2j\theta}}{(1 + \rho_d \rho_q)} \\ \text{или} \\ i &= \frac{U}{x_m} \left[\frac{c_d^2 + c_q^2}{2} + \frac{c_d^2 - c_q^2}{2} \cos 2\theta + \rho_s^2 + \rho_s (c_d - c_q) \sin 2\theta \right]^{-\frac{1}{2}} \end{aligned} \right\} (11)$$

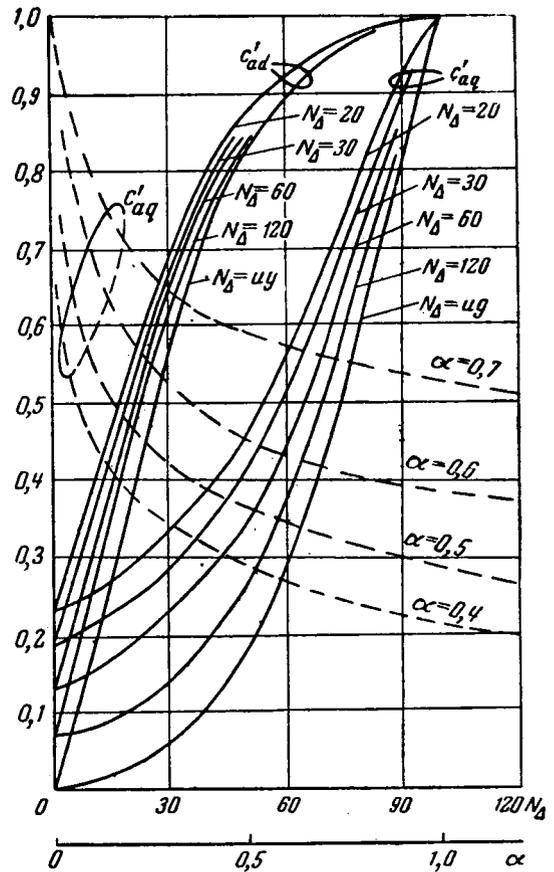


Рис. 1.

Максимальное значение синхронного момента без учета потерь механических и от высших гармоник поля будет

$$M'_M = \frac{mU^2}{2x_m} \left(\frac{1}{c_q} - \frac{1}{c_d} \right) k_r, \quad [вт], \quad (12)$$

где

$$k_r = \frac{\sqrt{(1 + \rho_d^2)(1 + \rho_q^2)} - (\rho_q - \rho_d)}{(1 + \rho_d \rho_q)^2}.$$

В машинах со слабым насыщением допустимо пренебрегать потерями в стали. При $\rho_s < 0,05$ коэф-

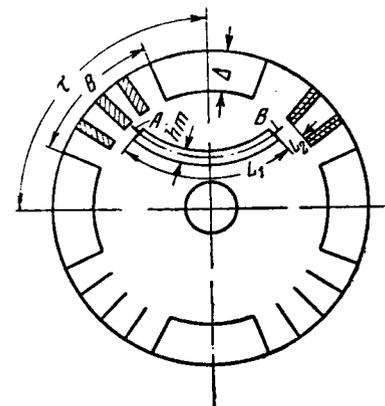


Рис. 2.

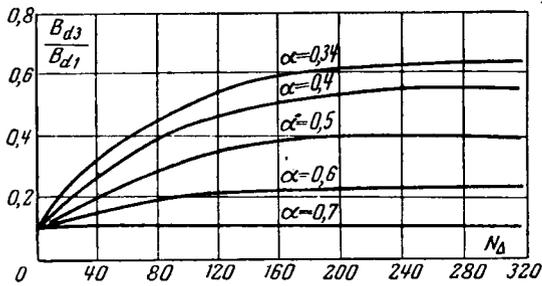


Рис. 3.

коэффициент k_r мало отличается от единицы; при $0,05 < \rho_s < 0,1$ он будет в пределах 0,95 — 0,90.

Для получения кругового поля в конденсаторных РД часто включают во вспомогательную фазу дополнительное сопротивление $r_{дв}$.

В этом случае декременты затухания ρ_{dk} и ρ_{qk} равны

$$\left. \begin{aligned} \rho_{dk} &= \frac{1}{2x_{dA}} \left[r_{sA} + \left(\frac{\omega_A}{\omega_B} \right)^2 (r_{sB} + r_{дв}) \right], \\ \rho_{qk} &= \frac{1}{2x_{qA}} \left[r_{sA} + \left(\frac{\omega_A}{\omega_B} \right)^2 (r_{sB} + r_{гв}) \right], \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

(индекс А относится к главной фазе, В — к вспомогательной).

Коэффициент k_r для конденсаторного двигателя заметно уменьшается.

В реальном двигателе всегда существуют высшие гармоники н. с. Они вызывают асинхронные тормозные моменты и генераторные синхронные моменты высших гармоник поля. Первые проявляются при пуске и в дальнейшем не рассматриваются, вторые — действуют при синхронном режиме.

Из разложения кривой индукции в воздушном зазоре РД (проводимость через паз полагается бесконечно малой) для ν гармоники следует, что

$$\left. \begin{aligned} c_{ad\nu} &= \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{\nu-1} \sin(\nu-1) \frac{\alpha\pi}{2} + \frac{1}{\nu+1} \sin(\nu+1) \frac{\alpha\pi}{2} \right], \\ c_{aq\nu} &= \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{\nu-1} \sin(\nu-1) \frac{\alpha\pi}{2} - \frac{1}{\nu+1} \sin(\nu+1) \frac{\alpha\pi}{2} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Электродвижущая сила гармоник в обмотке пропорциональна

$$E_\nu \equiv k_{w\nu} B_\nu \equiv k_{w\nu} \sqrt{c_{ad\nu}^2 \cos^2 \beta + c_{aq\nu}^2 \sin^2 \beta}, \quad (15)$$

отношение э. д. с.

$$\frac{E_\nu}{E_1} = \frac{k_{w\nu} k_{сk\nu}}{k_w k_{сk1}} \frac{\sqrt{c_{ad\nu}^2 \cos^2 \beta + c_{aq\nu}^2 \sin^2 \beta}}{\sqrt{(c'_{ad})^2 \cos^2 \beta + (c'_{aq})^2 \sin^2 \beta}}. \quad (16)$$

Высшие гармоники поля РД вызывают добавочные потери в стали статора и генерируют в его обмотке токи соответствующих порядков, которые рассеивают мощность $P_{мв}$ на активном сопротивлении статора. Суммарные потери при известных обстоятельствах могут стать соизмеримыми с потерями от основных гармоник тока и индукции.

Так же, как и действительные амплитуды первых гармоник амплитуды высших гармоник поля значительно отличаются от расчетных потому целесообразно ввести экспериментальные поправки. На

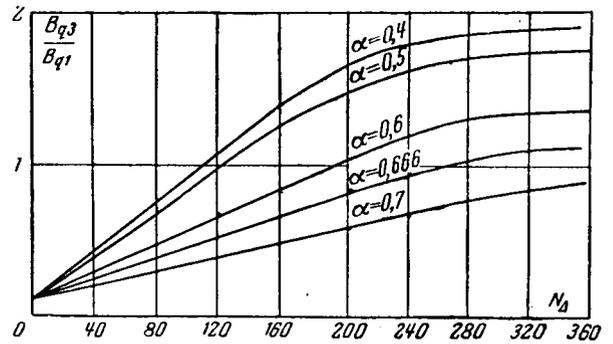


Рис. 4.

рис. 3 и 4 показаны зависимости отношения 3-й и 1-й гармоник по осям d и q от обобщенного параметра N_Δ , определенные на ряде двигателей с различными α и N_Δ .

Расчет потерь в меди от ν -й гармоники можно произвести с помощью схемы замещения, аналогичной схеме неявнополюсного генератора в режиме короткого замыкания.

Для ν -й гармоники: сопротивление взаимной индукции

$$x_{m\nu} \approx x_m \frac{1}{\nu} \left(\frac{k_{w\nu}}{k_w} \right)^2; \quad (17)$$

приближенное значение сопротивления рассеяния обмотки статора

$$x_{s\nu} \approx \left(\frac{2}{3} - \frac{3}{4} \right) \nu x_s; \quad (18)$$

потери в меди

$$P_{мв} \approx m \frac{E_\nu^2 r_s}{(x_{m\nu} + x_{s\nu})^2 + r_s^2}. \quad (19)$$

причем максимум $P_{мв}$ будет при

$$r_s = x_{m\nu} + x_{s\nu}. \quad (20)$$

При $q \geq 2$, скосе пазов и $N_\Delta < 40 - 50$ индукция и токи высших гармоник малы, но при обратных условиях могут достигать заметных значений.

Наибольшую опасность представляют высшие гармоники в конденсаторных РД, так как сопротивление конденсатора для тока ν -й гармоники в ν раз меньше, чем для основной, и кроме того, на сопротивление $r_{дв}$ выделяются добавочные потери $P_{вд}$. Влияние токов третьей гармоники можно проследить по отношению моментов и к. п. д. трехфазного двигателя с обмоткой, соединенной в звезду или в треугольник.

В каждую фазу двигателя было включено дополнительное переменное сопротивление r_Δ .

Данные эксперимента (относительные значения) показаны в таблице:

| $\rho_s + \rho_d$ | 0,1 | 0,2 | 0,4 |
|----------------------------|-------|------|------|
| M_Δ/M_λ | 0,965 | 0,93 | 0,89 |
| η_Δ/η_λ | 0,95 | 0,86 | 0,88 |

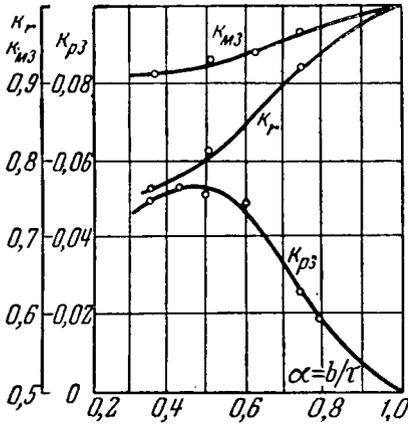


Рис. 5.

На рис. 5 приведены зависимости отношения потерь в меди статора от токов 3-й и 1-й гармоник k_{p3} , и отношения полезной мощности с учетом и без учета потерь от высших гармоник тока k_{m3} для серии роторов двигателя ДВС-У1 с различными α .

Для сравнения на том же графике дана расчетная кривая $k_r = f(\alpha)$, характеризующая влияние активного сопротивления. Анализ кривых показывает, что влияние высших гармоник соизмеримо с влиянием активного сопротивления статора несмотря на то, что на роторе предусмотрен скос пазов, а число пазов на полюс и фазу (q) равно трем.

Точный расчет потерь в стали и меди от высших гармоник весьма сложен (даже при наличии кривых рис. 3 и 4). Допустимо учитывать их действие поправочным коэффициентом c_{mv} , ориентировочное значение которого для обычных РД находится в пределах

$$0,90 \leq c_{mv} \leq 0,97. \quad (21)$$

Меньший предел (0,90) для двигателей большей мощности.

Максимальный момент РД с учетом потерь от высших гармоник

$$M_M = c_{mv} M'_M.$$

В целях лучшего использования активной части реактивные машины часто выполняются с насыщенной магнитной цепью. При расчете целесообразно учитывать хотя бы приближенно эффект насыщения. Грубо приближенный способ был предложен в [Л. 5]. Наиболее строгим и сложным для определения эффекта является метод дифференцирования кривой магнитной энергии в зазоре по угловой координате β . Воспользуемся более простым приближенным способом расчета характеристик, изложенным ниже.

На рис. 6 представлена характеристика холостого хода, распределение н. с. и индукции в зазоре для заданного угла рассогласования β .

Для упрощенного рассмотрения заменим характеристику холостого хода двумя прямыми 1 и 2, пересекающимися в точке П. Угловая координата точки П в пространстве $\gamma_{п}$ определяется как

$$\gamma_{п} = \arcsin \frac{F_{п}}{F_m}, \quad (22)$$

где $F_{п}$ — н. с., соответствующая точке П;
 F_m — максимум н. с.

Прямые 3' и 3'' характеризуют приближенную зависимость между н. с. и полем в синхронизирующем пазу, причем при изменении угла β в пределах

$$0 \leq \beta \leq \frac{\pi - \alpha\pi}{2} \quad (23)$$

следует использовать прямую 3', а при $\frac{\pi - \alpha\pi}{2} \leq \beta \leq \frac{\pi}{2}$ — прямую 3''.

По мере изменения угла β функция $B(\beta; x)$ изменяет свой вид от $B(\beta=0, x)$ до $B(\beta=90^\circ, x)$ скачками, соответственно границам участков, которые имеют координаты при $\frac{\pi}{2} - \gamma_{п} > \frac{\alpha\pi}{2}$:

$$0 \leq \beta \leq \frac{\pi}{2} - \left(\gamma_{п} + \frac{\alpha\pi}{2}\right); \quad \frac{\pi}{2} - \left(\gamma_{п} + \frac{\alpha\pi}{2}\right) \leq \beta \leq \frac{\pi}{2} + \gamma_{п} - \frac{\alpha\pi}{2}; \quad \frac{\pi}{2} + \gamma_{п} - \frac{\alpha\pi}{2} \leq \beta \leq \frac{\pi}{2},$$

а при $\frac{\pi}{2} - \gamma_{п} \leq \frac{\alpha\pi}{2}$:

$$0 \leq \beta \leq \frac{\alpha\pi}{2} - \frac{\pi}{2} + \gamma_{п}; \quad \frac{\alpha\pi}{2} - \frac{\pi}{2} + \gamma_{п} \leq \beta \leq \pi + \frac{\alpha\pi}{2} - \gamma_{п}; \quad \pi + \frac{\alpha\pi}{2} - \gamma_{п} \leq \beta \leq \frac{\pi}{2}.$$

Неравенство $\frac{\pi}{2} - \gamma_{п} > \frac{\alpha\pi}{2}$ характеризует сильное насыщение магнитной цепи, $\frac{\alpha\pi}{2} < \frac{\pi}{2} - \gamma_{п} < \frac{\alpha\pi}{4}$ — среднее и $\frac{\pi}{2} - \gamma_{п} < \frac{\alpha\pi}{4}$ — сравнительно слабое.

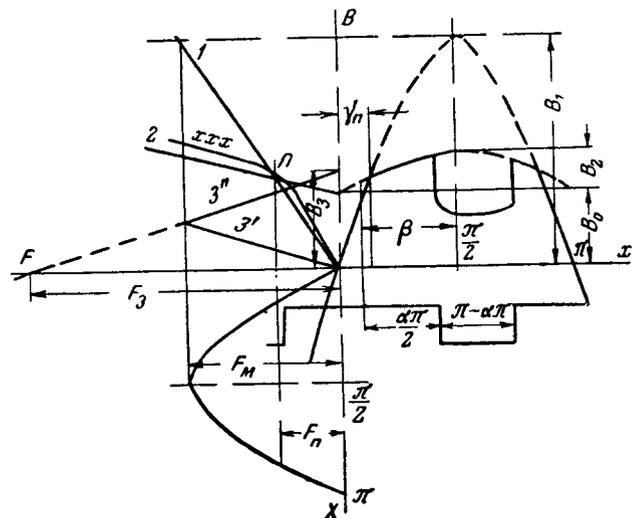


Рис. 6.

Ввиду значительной трудоемкости метода учета насыщения его можно рекомендовать лишь для первого случая, ограничившись для двух остальных введением коэффициента k_z в выражение (4).

Формулы для коэффициентов поля по осям d и q для первого случая даны в приложении.

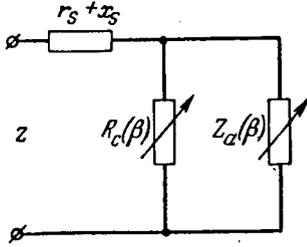


Рис. 7.

Если при изменении угла рассогласования β ток не меняется, то и угол γ_n неизменен; при постоянстве напряжения — ток и угол γ_n изменяется с ростом нагрузки.

Расчет показателей двигателя для заданного угла начинается с подбора значений γ_n и расчета $c_{ad}(\beta)$ и $c_{aq}(\beta)$ (по формулам приложения), по которым определяются

$$x_{ad}(\beta) = x_{mn}c_{ad}(\beta); \quad x_{aq}(\beta) = x_{mn}c_{aq}(\beta), \quad (24)$$

и сопротивление, эквивалентное потерям в стали R_c .

Найденные значения сопротивлений подставляются в схему замещения (рис. 7), где

$$Z_a = R_a + jx_a = \frac{1}{2}(x_{ad} - x_{aq}) \sin 2\beta + j/2[(x_{ad} + x_{aq}) + (x_{ad} + x_{aq}) \cos 2\beta],$$

$$R_c = P_{cm}/mE_a^2, \quad (25)$$

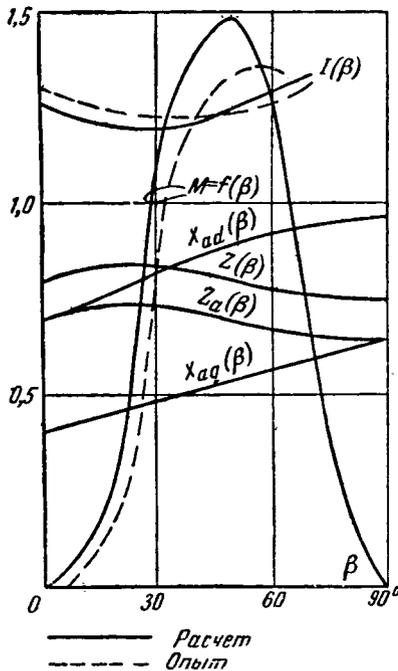


Рис. 8.

и проверяются величины тока и э. д. с., вводя в случае необходимости поправки на F_m , γ_n и R_c .

Далее после несложных преобразований схемы замещения находится момент $\cos \varphi$ и к. п. д. машины. Повторяя указанные операции для ряда значений β , получаем рабочую характеристику РД с учетом насыщения.

Примерная зависимость параметров, момента и тока от угла β , определенная расчетным путем для двигателя АОР-12/4 в относительных единицах, представлена на рис. 8. С увеличением β сопротивления $x_{ad}(\beta)$ и $x_{aq}(\beta)$ увеличиваются: кривая тока имеет минимум (после которого наступает быстрый рост тока). При расчете потери в стали полагались для простоты постоянными, однако они также зависят от угла β . При этом следует отметить, что наряду с потерями от основной гармоники поля заметны растут потери в стали от высших гармоник.

Если момент двигателя представить функцией угла θ , то известная зависимость для ненасыщенной машины $M \approx \sin 2\theta$ с ростом насыщения стремится к виду $M \approx \pm \sin^2 2\theta$, где знак „+“ для области $0 < \theta < 90^\circ$ и знак „-“ для области $0 > \theta > -90^\circ$.

Вывод. Для максимального приближения расчетных данных к реальным показателям РД следует:

1. Определять коэффициенты поля c'_{ad} и c'_{aq} по кривым рис. 1 с дальнейшим учетом скоса пазов.
2. Кроме введения известных поправок на действие активного сопротивления статора учитывать добавочные потери от высших гармоник.
3. В случае сильного насыщения магнитной цепи рассчитывать характеристики РД методом замены характеристик холостого хода.

Приложение. Коэффициенты разложения для первой гармоники кривой индукции с учетом насыщения. Для $\frac{\pi}{2} - \gamma_n > \frac{\alpha\pi}{2}$:

1-я область. Пределы изменения $0 \leq \beta \leq \frac{\pi}{2} - \gamma_n - \frac{\alpha\pi}{2}$

$$c'_{ad}(\beta) = \frac{1}{\pi} \left\{ 4 \frac{B_0}{B_1} \sin \frac{\alpha\pi}{2} + \frac{B_2}{B_1} (\alpha\pi + \sin \alpha\pi) + \frac{B_3}{2B_1} [(1 - \alpha)\pi - \sin \alpha\pi] \right\};$$

$$c'_{aq}(\beta) = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{B_2}{B_1} (\alpha\pi - \sin \alpha\pi) + \frac{B_3}{B_1} [(1 - \alpha)\pi + \sin \alpha\pi] \right\}.$$

3-я область. Пределы изменения

$$\frac{\pi}{2} + \gamma_n - \frac{\alpha\pi}{2} \leq \beta \leq \frac{\pi}{2}$$

$$c'_{ad}(\beta) = \frac{1}{\pi} \left\{ \left(1 - \frac{B_2}{B_1}\right) (2\gamma_n - \sin 2\gamma_n) + 4 \frac{B_0}{B_1} \cos \gamma_n + \frac{B_2}{B_1} (\alpha\pi + \sin \alpha\pi) + 4 \frac{B_3}{B_1} \left[\left(1 - \sin \frac{\alpha\pi}{2}\right) - \frac{1}{4} \frac{F_m}{F_3} (1 + \cos \alpha\pi) \right] \right\};$$

$$c'_{aq}(\beta) = \frac{1}{\pi} \left\{ \left(1 - \frac{B_2}{B_1}\right) (2\gamma_n - \sin 2\gamma_n) + 4 \frac{B_0}{B_1} \left(\cos \gamma_n - \cos \frac{\alpha\pi}{2} \right) + \frac{B_2}{B_1} (\alpha\pi - \sin \alpha\pi) + 4 \frac{B_3}{B_1} \left[\cos \frac{\alpha\pi}{2} - \frac{1}{4} \frac{F_m}{F_3} (\pi - \alpha\pi + \sin \alpha\pi) \right] \right\}.$$

Так как величины B_1, B_2, B_3, F_3 и F_m пропорциональны току статора, то при изменении тока изменяются только отношение B_0/B_1 и угол $\gamma_{п.}$

Коэффициенты для 2-й области принципиально не отличаются от 3-й.

Условные обозначения:

- $x_{ad}, (x_{aq})$ — сопротивление реакции якоря по продольной (поперечной) оси;
- r_s — активное сопротивление статора;
- x_s — индуктивное сопротивление рассеяния статора;
- R_c — сопротивление, эквивалентное потерям в стали;
- $x_d, (x_q)$ — главное синхронное сопротивление по продольной (поперечной) оси;
- x_m — сопротивление взаимоиנדукции эквивалентного асинхронного двигателя с учетом насыщения;
- $x_{mн}$ — сопротивление взаимоиנדукции эквивалентного асинхронного двигателя без учета насыщения;
- $c'_{ad}; c'_{aq}$ — коэффициенты поля по оси d и q для нескошенных пазов;
- $c_{ad}; c_{aq}$ — коэффициенты поля по оси d и q с учетом скосов пазов;
- $x_{ad}(\beta), x_{aq}(\beta), R_c(\beta)$ — означает зависимость сопротивления от угла рассогласования β при насыщении;
- β — угол рассогласования (смещения) между осями полюсов статора и ротора;
- θ — угол между вектором напряжения и э. д. с. по продольной оси;
- τ — полюсное деление, см;
- b — ширина полюса, см;
- δ — малый воздушный зазор, см;
- Δ — большой воздушный зазор, см;
- $\epsilon = \arctg \frac{4\Delta}{\tau - b}$;

$N_\Delta = \frac{e\tau}{\pi\delta}$ — обобщенный параметр синхронизирующего паза;

δ_m — приведенный воздушный зазор;

k_z — коэффициент насыщения;

k_δ — коэффициент зазора;

$\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6}$ гн/м;

ω — число витков в фазе обмотки;

k_w — обмоточный коэффициент 1-й гармоники;

$k_{w\nu}$ — обмоточный коэффициент ν -й гармоники;

f — частота сети;

l — длина машины, см;

m — число фаз;

$\gamma_{ск}$ — центральный угол скоса пазов, эл. град.;

ν — порядковый номер гармоники;

$$k_{ск\nu} = \frac{\sin\left(\nu \frac{\gamma_{ск}}{2}\right)}{\frac{1}{2} \nu \gamma_{ск}}$$

Литература

1. Певзнер О. Б., Схема замещения и точная круговая диаграмма синхронной реактивной машины, «Электричество», 1960, № 2.
2. Постников И. М., Годограф тока и универсальная схема замещения синхронной явнополюсной и параметрической машины, «Электричество», 1960, № 8.
3. Куцевалов В. М., Относительные характеристики и сравнительные свойства синхронной реактивной машины, «Электричество», 1962, № 10.
4. Ланген А. М., Двухскоростной синхронно-реактивный двигатель, «Вестник электропромышленности», 1960, № 11.
5. Шуйский В., Beitrag zur Theorie und Berechnung Reaktionsmotor, AFE, 1950, № 9.

[13.5.1964]



УДК 621.313.223.004.12

Экспериментальное определение постоянных времени двигателя постоянного тока независимого возбуждения

Д. С. ЯМПОЛЬСКИЙ, Т. А. ОРЛОВА, Л. М. СПИВАК и А. П. ВАЩЕНКО

Москва

Для оценки качества переходных процессов автоматизированного электропривода разработан ряд аналитических методов, эффективность применения которых в значительной мере снижается из-за трудностей, возникающих при расчете динамических параметров элементов электропривода.

Расчет параметров по аналитическим формулам следует рассматривать как предварительный из-за неточности расчетных формул отклонения реальных параметров оборудования от паспортных и трудноучитываемых внутренних обратных связей. Поэтому в электроприводах, к которым предъявляются жесткие требования по быстродействию, динамические параметры желательно уточнять экспериментально для того, чтобы расчеты могли быть

выполнены с большой точностью. К экспериментальному определению динамических параметров приходится также прибегать при моделировании действующих установок.

В настоящей статье излагаются методы экспериментального определения постоянных времени двигателя постоянного тока независимого возбуждения с учетом параметров схемы питания и момента инерции механизма по осциллограмме тока или скорости при резком увеличении напряжения на якоре. Эти методы могут быть применены к системам генератор — двигатель и управляемый выпрямитель — двигатель.

Уравнения движения электропривода. Если на якоре двигателя подать напряжение скачком, то

состояние привода может быть описано двумя уравнениями:

$$L \frac{dI}{dt} + RI + c_e \Phi n = U; \quad (1)$$

$$J \frac{\pi}{30} \frac{dn}{dt} = c_M \Phi I_{\text{я}} - c_M \Phi I_{\text{ст}} = c_M \Phi I, \quad (2)$$

где U , Φ , $I_{\text{я}}$, $I_{\text{ст}}$, I — напряжение, магнитный поток, ток, статическая и динамическая составляющие тока двигателя;

J — момент инерции движущихся частей привода, приведенный к валу двигателя;

c_e , c_M — постоянные двигателя;

R , L — эквивалентные сопротивление и индуктивность якорной цепи.

Разрешив уравнения (1) и (2) относительно скорости и тока, получим:

$$T_{\text{эм}} T_{\text{э}} \frac{d^2 n}{dt^2} + T_{\text{эм}} \frac{dn}{dt} + n = n_{\text{уст}}; \quad (3)$$

$$T_{\text{эм}} T_{\text{э}} \frac{d^2 I_{\text{я}}}{dt^2} + T_{\text{эм}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} + I_{\text{я}} = I_{\text{ст}}, \quad (4)$$

где $T_{\text{эм}} = \frac{J\pi R}{30c_e c_M \Phi^2}$ — электромеханическая постоянная времени электропривода;

$T_{\text{э}} = \frac{L}{R}$ — электромагнитная постоянная времени якорной цепи;

$n_{\text{уст}} = \frac{U - I_{\text{ст}} R}{c_e \Phi}$ — установившееся значение скорости.

Движение привода начинается с момента, когда ток двигателя станет равен статическому. Проинтегрировав уравнения (3) и (4) с учетом начальных условий и в предположении, что в процессе пуска двигателя $I_{\text{ст}} = \text{const}$ и $\Phi = \text{const}$, получим аналитические выражения для скорости и тока двигателя:

$$n = \frac{U - RI_{\text{ст}}}{c_e \Phi} \left(1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right); \quad (5)$$

$$I_{\text{я}} = \frac{(U - RI_{\text{ст}}) T_1 T_2}{L(T_1 - T_2)} \left(e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right) + I_{\text{ст}}, \quad (6)$$

где

$$\frac{1}{T_1} = \frac{1}{2T_{\text{э}}} - \sqrt{\frac{1}{4T_{\text{э}}^2} - \frac{1}{T_{\text{эм}} T_{\text{э}}}}; \quad (7)$$

$$\frac{1}{T_2} = \frac{1}{2T_{\text{э}}} + \sqrt{\frac{1}{4T_{\text{э}}^2} - \frac{1}{T_{\text{эм}} T_{\text{э}}}}.$$

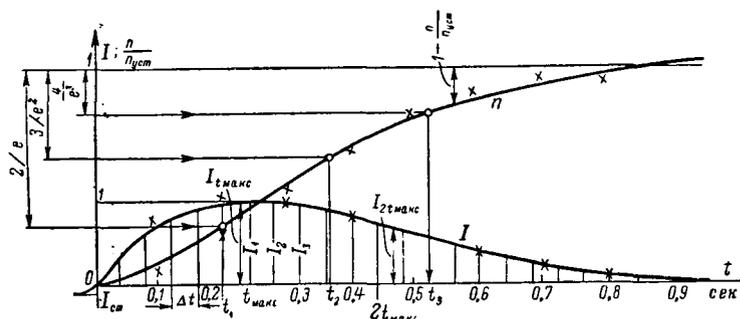


Рис. 1. Осциллограмма тока якоря и скорости двигателя при резком увеличении напряжения.

Определение постоянных времени по осциллограмме тока. На рис. 1 приведена осциллограмма якорного тока двигателя, на которой ось абсцисс совмещена с линией, соответствующей статическому току, а ось ординат — с моментом начала движения привода. В полученной таким образом системе координат ордината осциллограммы будет соответствовать следующему значению динамического тока:

$$I = \frac{(U - RI_{\text{ст}}) T_1 T_2}{L(T_1 - T_2)} \left(e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right). \quad (8)$$

Разобьем ось времени на равные интервалы длиной Δt ; обозначим через I_1 , I_2 , I_3 любые три рядом стоящие ординаты осциллограммы, сдвинутые на время Δt . Тогда для этих значений тока справедливы следующие соотношения:

$$I_1 = \frac{(U - RI_{\text{ст}}) T_1 T_2}{L(T_1 - T_2)} \left[e^{-\frac{t_1}{T_1}} - e^{-\frac{t_1}{T_2}} \right];$$

$$I_2 = \frac{(U - RI_{\text{ст}}) T_1 T_2}{L(T_1 - T_2)} \left[e^{-\frac{t_1 + \Delta t}{T_1}} - e^{-\frac{t_1 + \Delta t}{T_2}} \right]; \quad (9)$$

$$I_3 = \frac{(U - RI_{\text{ст}}) T_1 T_2}{L(T_1 - T_2)} \left[e^{-\frac{t_1 + 2\Delta t}{T_1}} - e^{-\frac{t_1 + 2\Delta t}{T_2}} \right].$$

После некоторых алгебраических преобразований можно получить зависимость¹:

$$\frac{I_3}{I_1} = \left(e^{-\frac{\Delta t}{T_1}} + e^{-\frac{\Delta t}{T_2}} \right) \frac{I_2}{I_1} - e^{-\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) \Delta t} \quad (10)$$

или

$$\frac{I_3}{I_1} = b \frac{I_2}{I_1} - c, \quad (11)$$

где b и c — константы, зависящие от параметров схемы и способа разбиения оси абсцисс; при этом

$$b = \left(e^{-\frac{\Delta t}{T_1}} + e^{-\frac{\Delta t}{T_2}} \right) = e^{-\frac{\Delta t}{2T_{\text{э}}}} \left(e^{\sqrt{\frac{1}{4T_{\text{э}}^2} - \frac{1}{T_{\text{эм}} T_{\text{э}}}} \Delta t} + e^{-\sqrt{\frac{1}{4T_{\text{э}}^2} - \frac{1}{T_{\text{эм}} T_{\text{э}}}} \Delta t} \right); \quad (12)$$

$$c = e^{-\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) \Delta t} = e^{-\frac{\Delta t}{2T_{\text{э}}}}. \quad (13)$$

Таким образом, отношение $\frac{I_3}{I_1}$ связано линейной зависимостью с отношением $\frac{I_2}{I_1}$ (рис. 2). Из уравнений (12) и (13) можно определить постоянные времени двигателя $T_{\text{э}}$ и $T_{\text{эм}}$:

$$T_{\text{э}} = -\frac{\Delta t}{\ln c}; \quad (14)$$

$$\frac{b}{2\sqrt{c}} = \text{ch} \left(\Delta t \sqrt{\frac{1}{4T_{\text{э}}^2} - \frac{1}{T_{\text{эм}} T_{\text{э}}}} \right), \quad (15)$$

¹ Уравнение типа (10) для свободного движения линейного звена второго порядка выведено Я. З. Цыпкиным [Л. 1].

откуда

$$T_{эм} = \frac{\Delta t \ln c}{\operatorname{Arch}^2 \frac{b}{2\sqrt{c}} - 0,25 \ln^2 c} \quad (16)$$

Заметим, что небольшая погрешность в определении величины $\frac{b}{2\sqrt{c}}$ приводит к значительной ошибке при вычислении $T_{эм}$ из-за гиперболического характера зависимости (15). Поэтому целесообразно рассмотреть другой способ нахождения $T_{эм}$, основанный на определении площади S , ограниченной кривой тока и осью абсцисс. Проинтегрировав выражение (8), получим:

$$S = \int_0^{\infty} \frac{(U - RI_{с\tau})T_1T_2}{L(T_1 - T_2)} \left(e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right) dt = \frac{(U - RI_{с\tau})T_1T_2}{L} = \frac{U - RI_{с\tau}}{R} T_{эм} = I_K T_{эм} \quad (17)$$

или

$$T_{эм} = \frac{S}{I_K} \quad (18)$$

Величина тока короткого замыкания определяется по соотношению

$$I_K = \frac{I_{t \max}^2}{I_{2t \max}}, \quad (19)$$

где t_{\max} — время достижения первого максимума тока.

Из вышеизложенного вытекает следующая методика определения постоянных времени. На осциллограмме тока измеряются ординаты через интервал Δt . Затем для каждой тройки соседних ординат

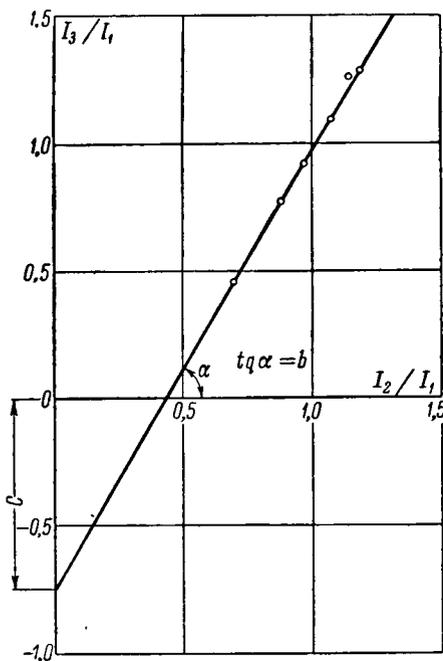


Рис. 2. График зависимости $\frac{I_3}{I_1} = b \frac{I_2}{I_1} - c$.

подсчитываются отношения $\frac{I_2}{I_1}$ и $\frac{I_3}{I_1}$. Точки с координатами $\frac{I_2}{I_1}$ и $\frac{I_3}{I_1}$ наносятся на плоскость $\frac{I_2}{I_1}, \frac{I_3}{I_1}$. Через несколько полученных таким образом точек проводится прямая (рис. 2), из графика находится величина c и по формуле (14) вычисляется $T_э$. На основании ранее проделанного разбиения определяется площадь S (например, по правилу Симпсона или трапеций). По формуле (19) рассчитывается величина I_K и, наконец, из соотношения (18) находится $T_{эм}$.

Полученные постоянные времени учитывают действие трудноопределяемых внутренних обратных связей. Если в силу их действия и нелинейности кривых намагничивания движение привода перестает описываться линейным дифференциальным уравнением второго порядка, то при построении прямой, изображенной на рис. 2, будет иметь место разброс точек, и по величине этого разброса в какой-то мере можно судить о допустимости изложенного метода.

Определение постоянных времени по осциллограмме скорости. Рассмотренная методика может быть применена для определения постоянных времени по осциллограмме скорости. Действительно, площадь S , ограниченная кривой скорости и линией $n_{уст}$ (рис. 3) с учетом выражений (5) и (7) равна:

$$S_1 = \int_0^{\infty} (n_{уст} - n) dt = n_{уст} (T_1 + T_2) = n_{уст} T_{эм}. \quad (20)$$

Отсюда

$$T_{эм} = \frac{S}{n_{уст}}. \quad (21)$$

Величина $T_э$ находится аналогично предыдущему случаю (построением прямой линии):

$$\frac{n_{уст} - n_3}{n_{уст} - n_1} = b \frac{n_{уст} - n_2}{n_{уст} - n_1} - c. \quad (22)$$

Формула (14) и здесь остается справедливой. Однако при монотонном характере переходного процесса прямую (22) приходится строить по точкам, которые располагаются в узкой области, и поэтому точность определения $T_э$ может быть недостаточной.

Вследствие этого представляется интересным рассмотреть другой метод определения постоянных времени двигателя по осциллограмме скорости.

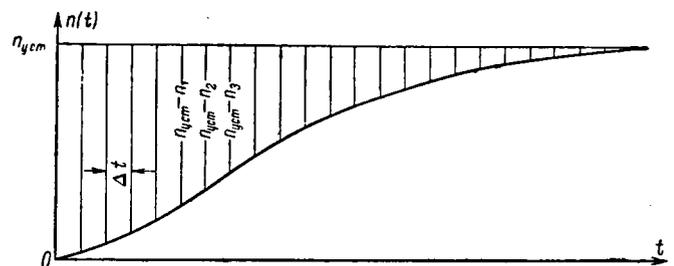


Рис. 3. Осциллограмма скорости двигателя при резком увеличении напряжения.

Для последующего анализа удобно использовать известные из теории регулирования величины: ω_n — угловую частоту недемпфированных колебаний скорости двигателя и ξ — относительный коэффициент затухания графика скорости в координатах n и $\omega_n t$:

$$\left. \begin{aligned} \omega_n^2 &= \frac{1}{T_{эм} T_a}; \\ 2\xi\omega_n &= \frac{1}{T_a}. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Тогда уравнения (3) и (5) в принятых обозначениях можно записать следующим образом:

$$\frac{d^2 n}{dt^2} + 2\xi\omega_n \frac{dn}{dt} + \omega_n^2 n = \omega_n^2 n_{уст}; \quad (24)$$

$$n = n_{уст} \left[1 - \frac{e^{-\xi\omega_n t}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t + \gamma) \right], \quad (25)$$

где

$$\gamma = \arctg \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}.$$

В дальнейшем величины ξ и ω_n рассматриваются в качестве динамических параметров двигателя.

Как известно, при $\xi < 1$ переходный процесс носит колебательный характер, а при $\xi > 1$ — аperiodический. Ниже рассматриваются три способа определения динамических параметров двигателя [Л. 2] в зависимости от характера графика скорости. Разграничение способов несколько условно и в определенных областях изменения они могут пересекаться.

Определение параметров при $\xi < 0,5$. На рис. 4 изображен переходный процесс для $\xi < 0,5$. В соответствии с формулой (25) значения функции $1 - \frac{n}{n_{уст}}$ в экстремальных точках равны:

$$\begin{aligned} 1 - \frac{n_m}{n_{уст}} \Big|_{t=m \frac{T}{2}} &= \\ &= \frac{e^{-\xi\omega_n m \frac{T}{2}}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\left(\sqrt{1-\xi^2}\omega_n m \frac{T}{2} + \gamma\right), \end{aligned} \quad (26)$$

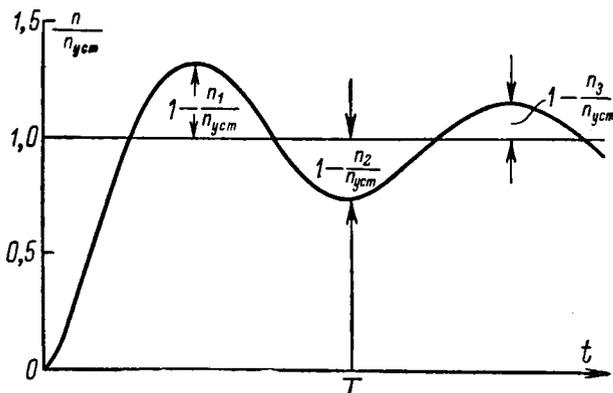


Рис. 4. Оциллограмма переходного процесса скорости при $\xi < 0,5$.

где m — порядковый номер точки экстремума графика скорости (рис. 4);

T — период колебания графика скорости;

$\frac{n_m}{n_{уст}}$ — ордината графика скорости в точках экстремума.

При нечетных m

$$\frac{\sin\left(\sqrt{1-\xi^2}\omega_n m \frac{T}{2} + \gamma\right)}{\sqrt{1-\xi^2}} = -1,$$

а при четных m

$$\frac{\sin\left(\sqrt{1-\xi^2}\omega_n m \frac{T}{2} + \gamma\right)}{\sqrt{1-\xi^2}} = 1,$$

Поэтому

$$\left| 1 - \frac{n_m}{n_{уст}} \right| = e^{-\xi\omega_n m \frac{T}{2}},$$

но так как

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T\sqrt{1-\xi^2}}, \quad (27)$$

то

$$\left| 1 - \frac{n_m}{n_{уст}} \right| = e^{-\xi \frac{\pi m}{\sqrt{1-\xi^2}}},$$

откуда

$$\xi = -\frac{\ln \left| 1 - \frac{n_m}{n_{уст}} \right|}{\sqrt{m^2\pi^2 + \ln^2 \left| 1 - \frac{n_m}{n_{уст}} \right|}}, \quad (28)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots$

По формулам (27) и (28) можно определить величины ω_n и ξ . Для упрощения расчетов по формуле (28) построено семейство кривых $\xi = f\left(\left| 1 - \frac{n_m}{n_{уст}} \right|\right)$ для различных значений m (рис. 5).

Величины ξ и ω_n могут быть определены следующим образом:

из оциллограммы скорости определяются отношения $1 - \frac{n_m}{n_{уст}}$ для нескольких экстремальных точек;

по полученным отношениям и кривым, изображенным на рис. 5, находят значения ξ и определяют их среднюю величину;

по формуле (27) вычисляется значение ω_n .

Теоретически этот способ распространяется на всю область $\xi < 1$, однако его рекомендуется применять только при $\xi < 0,5$, так как в области $0,5 < \xi < 1$ колебательный характер графика скорости резко падает и отношение $1 - \frac{n_m}{n_{уст}}$ не может быть измерено с достаточной точностью.

Определение параметров при $0,5 < \xi < 2$. На рис. 1 приведен график скорости двигателя для исследуемого диапазона изменения ξ . В определенные моменты времени t_1, t_2, t_3 отношение $1 - \frac{n_m}{n_{уст}}$

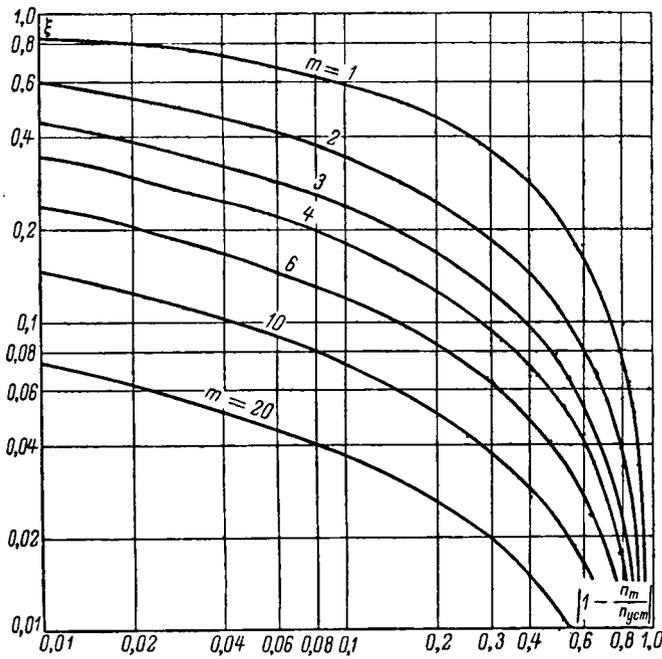


Рис. 5. Семейство кривых для определения ξ.

станет равным $\frac{2}{e}$, $\frac{3}{e^2}$, $\frac{4}{e^3}$ соответственно. Для этих моментов времени справедливы следующие равенства:

$$\frac{12}{e} = \frac{e^{-\xi \omega_n t_1}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\sqrt{1-\xi^2} \omega_n t_1 + \gamma); \quad (29)$$

$$\frac{3}{e^2} = \frac{e^{-\xi \omega_n t_2}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\sqrt{1-\xi^2} \omega_n t_2 + \gamma); \quad (29')$$

$$\frac{4}{e^3} = \frac{e^{-\xi \omega_n t_3}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\sqrt{1-\xi^2} \omega_n t_3 + \gamma). \quad (29'')$$

Каждое из этих уравнений в неявной форме характеризует функциональную связь между ξ и значениями $\omega_n t_1$, $\omega_n t_2$, $\omega_n t_3$. Уравнение (30), получаемое от деления выражения (29'') на равенство (29), также в неявной форме связывает отношение $\frac{t_2}{t_1}$ с величиной ξ:

$$\frac{3}{2e} = e^{-\xi \omega_n t_1 \left(\frac{t_2}{t_1} - 1\right)} \frac{\sin(\sqrt{1-\xi^2} \omega_n t_2 + \gamma)}{\sin(\sqrt{1-\xi^2} \omega_n t_1 + \gamma)}. \quad (30)$$

Аналогично можно получить связь с ξ соотношений $\frac{t_3}{t_1}$ и $\frac{t_3 - t_2}{t_2 - t_1}$.

На рис. 6 приведены рассчитанные методом проб кривые $\frac{t_2}{t_1} = \varphi_1(\xi)$, $\frac{t_3}{t_1} = \varphi_2(\xi)$, $\frac{t_3 - t_2}{t_2 - t_1} = \varphi_3(\xi)$, $\omega_n t_1 = \varphi_4(\xi)$, $\omega_n t_2 = \varphi_5(\xi)$, $\omega_n t_3 = \varphi_6(\xi)$.

Величины ξ и ω_n определяются следующим образом:

из осциллограммы скорости находят величины t_1 , t_2 , t_3 , соответствующие точкам на графике, в ко-

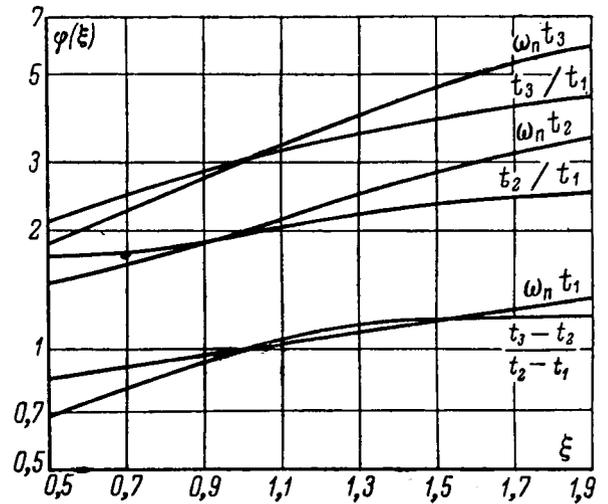


Рис. 6. Кривые для определения ξ и ω_n .

торых отношение $1 - \frac{n}{n_{ycr}}$ становится равным $\frac{2}{e}$, $\frac{3}{e^2}$ и $\frac{4}{e^3}$;

по значениям t_1 , t_2 , t_3 и по кривым, изображенным на рис. 6, находят ξ; зная ξ и t_1 , t_2 и t_3 , по тем же кривым определяют ω_n .

Величины ξ и ω_n могут определяться по двум кривым, например, по $\frac{t_2}{t_1} = \varphi_1(\xi)$ и $\omega_n t_1 = \varphi_4(\xi)$. Однако использование для этой цели шести кривых гарантирует от ошибок при определении ξ и ω_n .

Выбор ординат $1 - \frac{n}{n_{ycr}}$, равных $\frac{2}{e}$, $\frac{3}{e^2}$, $\frac{4}{e^3}$ в качестве опорных значений, не случаен. В этих условиях при ξ=1 имеют место следующие соотношения:

$$\frac{t_2}{t_1} = 2; \quad \frac{t_3}{t_1} = 3; \quad \frac{t_3 - t_2}{t_2 - t_1} = 1; \quad \omega_n t_1 = 1;$$

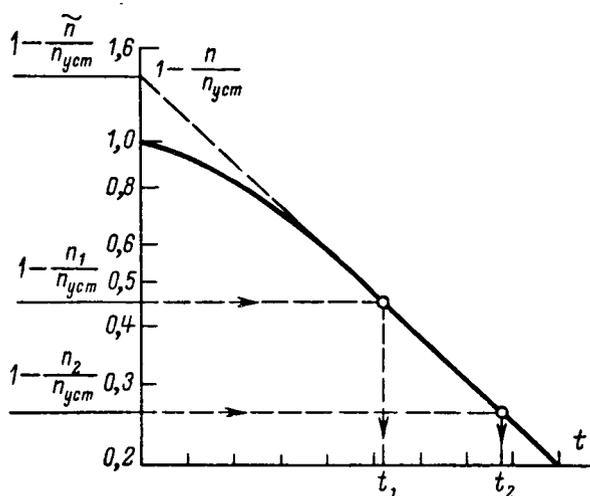
$$\omega_n t_2 = 2; \quad \omega_n t_3 = 3.$$

Благодаря этому облегчается построение графиков, представленных на рис. 6. Данный способ рекомендуется применять для значений $0,5 < \xi < 2$. В области $\xi < 0,5$ более точен первый метод.

Определение параметров при ξ > 2. В том случае, когда ξ > 2, в качестве динамических параметров удобно выбрать T_1 и T_2 , определяемые из соотношения (7). Величины T_1 и T_2 связаны с ξ и ω_n следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \omega_n (\xi + \sqrt{\xi^2 - 1}) &= \frac{1}{T_1}; \\ \omega_n (\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}) &= \frac{1}{T_2}. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

При ξ > 1 значения T_1 и T_2 являются действительными числами. Заметим, что величины T_1 и T_2

Рис. 7. Кривая $1 - \frac{n}{n_{уст}}$ при $\xi > 2$.

при $\xi > 2$ сильно отличаются друг от друга. Уже при $\xi = 2$ их отношение примерно равно 13,8.

Уравнение (24) с учетом новых параметров T_1 и T_2 запишется следующим образом:

$$n = n_{уст} \left(1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right). \quad (32)$$

Допустим, что $T_1 \ll T_2$. Тогда и $\frac{T_1}{T_1 - T_2} \ll \frac{T_2}{T_1 - T_2}$. Следовательно, в уравнении (32) составляющая с коэффициентом $\frac{T_1}{T_1 - T_2}$ затухает более быстро, и она имеет меньшее значение в каждый момент времени, чем составляющая с коэффициентом $\frac{T_2}{T_1 - T_2}$. Поэтому наступит такой момент времени, когда процесс будет определяться составляющей, имеющей большую постоянную времени. График $1 - \frac{n}{n_{уст}}$, построенный на рис. 7 в логарифмическом масштабе при значениях времени, больших $4T_1$, имеет вид прямой, наклон которой определяется только постоянной T_2 .

Теперь можно определить величины T_1 и T_2 соотношений:

$$\left. \begin{aligned} T_2 &= \frac{t_2 - t_1}{\ln \left| 1 - \frac{n_1}{n_{уст}} \right| - \ln \left| 1 - \frac{n_2}{n_{уст}} \right|}; \\ T_1 &= T_2 \left(1 - \frac{1}{1 - \frac{\tilde{n}}{n_{уст}}} \right), \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

где t_1 и t_2 — интервалы времени на прямолинейной части графика;

$1 - \frac{\tilde{n}}{n_{уст}}$ — ордината точки пересечения прямой с осью ординат.

По величинам T_1 и T_2 могут быть определены параметры ξ и ω_n и соответственно T_3 и $T_{эм}$.

Рекомендации по проведению эксперимента. Принципиальных трудностей при определении постоянных времени в системе генератор — двигатель не возникает.

В системе управляемый выпрямитель — двигатель ток в установившемся режиме должен быть непрерывным.

В шестифазной схеме с уравнивающим реактором ток двигателя должен быть не только непрерывным, но и превышать критическое значение, при котором наступает двойной трехфазный режим.

Если в связи с малым моментом холостого хода при выбранном угле регулирования перечисленные условия выдержать не удастся, то можно рекомендовать шунтирование выпрямителя активным сопротивлением $R_{ш}$. Постоянные времени при наличии сопротивления $R_{ш}$ изменяются следующим образом:

$$T'_{эм} = kT_{эм};$$

$$T'_3 = \frac{T_3}{k},$$

где

$$k = 1 - \frac{R_x^2}{R(R_{ш} + R_x)};$$

$T'_{эм}$ и T'_3 — постоянные двигателя в схеме с шунтирующим сопротивлением $R_{ш}$;

R_x — эквивалентное сопротивление, обусловленное индуктивностью рассеяния трансформатора.

Практически надлежащим выбором величины $R_{ш}$ удастся свести изменение постоянных времени к нескольким процентам.

Пример. Определение постоянных времени двигателя ПН-205, питающегося от ртутного выпрямителя РМВ-250×6. Угол регулирования ртутного выпрямителя предварительно устанавливался таким, чтобы при включении выключателя максимальное значение тока якоря не превышало допустимой величины. При таком угле регулирования обеспечивается режим непрерывных токов, и в шунтирующем сопротивлении $R_{ш}$ нет необходимости. Осциллограммы тока и скорости двигателя при его пуске приведены на рис. 1.

По осциллограмме тока находим площадь, ограниченную кривой тока и осью абсцисс, как сумму площадей элементарных трапеций:

$$S = 0,48 \text{ сек};$$

$$I_K = \frac{I_{t_{\max}}^2}{I_{2t_{\max}}} = 1,55;$$

$$T_{эм} = \frac{S}{I_K} = \frac{0,48}{1,55} = 0,31 \text{ сек}.$$

На рис. 2 приведена прямая $\frac{I_3}{I_1} = b \frac{I_2}{I_1} - c$, построенная по осциллограмме тока, изображенной на рис. 1. Определив из нее величину $c = 0,75$, вычислим значение T_3 :

$$T_3 = -\frac{\Delta t}{\ln c} = -\frac{0,04}{\ln 0,75} = 0,14 \text{ сек}.$$

Ввиду того, что колебания скорости двигателя незначительны, для определения постоянных времени воспользуемся вторым способом (для $0,5 < \xi < 2$).

Из осциллограммы, изображенной на рис. 1, определяем, что $t_1 = 0,2 \text{ сек}$, $t_2 = 0,37 \text{ сек}$, $t_3 = 0,52 \text{ сек}$. Далее по кри-

вым $\frac{t_2}{t_1} = \varphi(\xi)$ и $\frac{t_2}{t_1} = \varphi(\xi)$, представленным на рис. 6, находим ξ . В первом случае $\xi = 0,76$, а во втором $\xi = 0,74$. Принимаем $\xi = 0,75$ и по кривой $\varphi_1(\omega_n t_1)$ определяем, что

$$\omega_n = \frac{0,9}{t_1} = \frac{0,9}{0,2} = 4,5 \text{ 1/сек.}$$

Определив ω_n и ξ , по формулам (23) вычисляем постоянные $T_{\text{э}}$ и $T_{\text{эм}}$:

$$T_{\text{э}} = \frac{1}{2\xi\omega_n} = \frac{1}{2 \cdot 0,75 \cdot 4,5} = 0,15 \text{ сек.}$$

$$T_{\text{эм}} = \frac{1}{T_{\text{э}}\omega_n^2} = \frac{1}{0,15 \cdot 4,5^2} = 0,33 \text{ сек.}$$

Расхождение в полученных результатах $T_{\text{э}}$ и $T_{\text{эм}}$ не превышает 10%.

По значениям $T_{\text{э}} = 0,14 \text{ сек}$ и $T_{\text{эм}} = 0,31 \text{ сек}$ можно записать выражения для тока и скорости двигателя:

$$I = \frac{I_K}{0,45} e^{-3,58t} \sin 3,22t; \quad (34)$$

$$\frac{n}{n_{\text{уст}}} = 1 - \frac{e^{-3,58t}}{0,665} \sin(3,22t + 0,715). \quad (35)$$

На рис. 1 видно хорошее совпадение точек, построенных по уравнениям (34) и (35), и реальных осциллограмм.

Выводы. По рассмотренным выше методам можно определять постоянные времени в системе ге-

нератор — двигатель и управляемый выпрямитель — двигатель с учетом схемы питания и момента инерции механизма по осциллограммам тока или скорости при условии, если известен масштаб времени.

Более предпочтительным является метод определения постоянных времени по осциллограмме тока по следующим причинам:

метод носит интегральный характер;
определение постоянных времени проводится без применения специальных номограмм;
электромагнитная и электромеханическая постоянная времени определяются независимо друг от друга.

Изложенная методика может быть использована для проверки многих аналитических формул, по которым вычисляются индуктивности якорных цепей машин постоянного тока, а также для анализа влияния потока возбуждения на величину индуктивности.

Литература

1. Попов Е. П., Динамика систем автоматического регулирования, Госэнергоиздат, 1954, стр. 195—197.
2. Draper, McKay, Lees, Instrument engineering, v. 2, Mathematics, New York, 1953.

[23.5.1964]



УДК 621.375.024:621.314.64

Исследование реверсивного однополупериодного усилителя постоянного тока на управляемых вентилях

Кандидат техн. наук С. М. ДОМАНИЦКИЙ и кандидат техн. наук О. А. КОССОВ

Москва

Для реверсивного управления нагрузкой постоянного тока, например обмотками возбуждения электрических машин при питании от однофазной сети переменного тока, можно использовать одну из четырех известных схем пропорциональных усилителей мощности на управляемых вентилях [Л. 1 и 2]. Из них схема двойного моста (рис. 1,а) и схема с выводом средней точки силового трансформатора (рис. 1,б) требуют для своего выполнения большого числа управляемых вентилях. В схеме (рис. 1,в) число управляемых вентилях минимально, однако дополнительно возникает необходимость применения неуправляемого силового выпрямительного моста. В вышеуказанных схемах при существенной разнице в напряжении сети и нагрузки, а также и в иных двухполупериодных схемах необходим силовой трансформатор. Для устранения возможности сквозного короткого замыкания в схемах (рис. 1,а и б) применяют по два ограничивающих линейных дросселя, рассчитанных на полный ток нагрузки и полное выходное напряжение пере-

ного тока при $\alpha = \pi/2$. Последние два обстоятельства во много раз увеличивают габариты и вес усилителя, ухудшают его к. п. д. и быстродействие. В схеме рис. 1,в не исключена полностью возможность сквозного короткого замыкания при быстрых изменениях угла включения, что снижает ее надежность.

Указанные особенности двухполупериодных схем в ряде случаев делают более предпочтительным применение простейшей двухтактной однополупериодной схемы (рис. 2,а). Этот усилитель выполняется в виде двух соединенных встречно-параллельно управляемых вентилях УВ1 и УВ2, включенных в цепь источника переменного тока последовательно с нагрузкой $r_{\text{н}}$, $x_{\text{н}}$. Нагрузка должна быть шунтирована емкостью С. В схеме используется минимальное число силовых полупроводниковых приборов и не требуется применения силового трансформатора. Согласование напряжений источника питания и нагрузки осуществляется соответствующим выбором шунтирующей емкости.

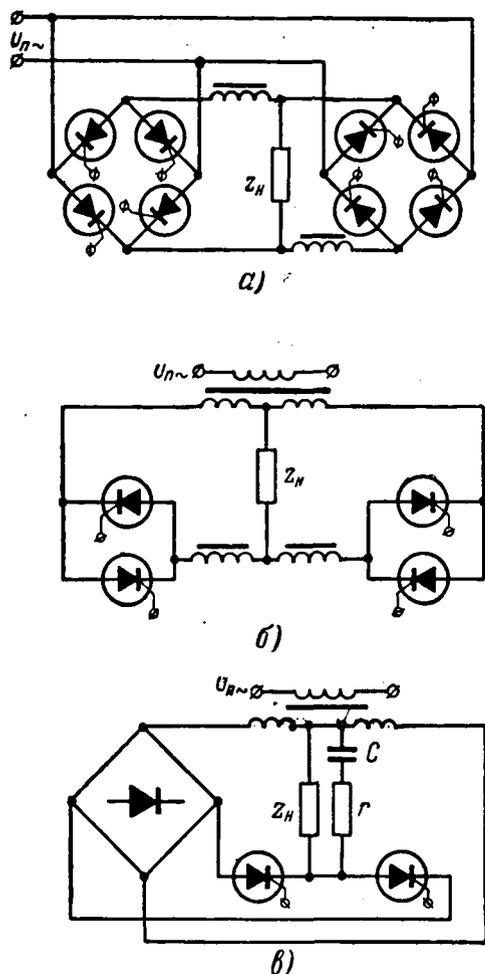


Рис. 1.

Принцип действия усилителя. Пусть на управляющий электрод вентиля УВ1 при $\omega t = \alpha$ первом полупериоде (рис. 2, б) подается включающий импульс, и клапан открывается. При этом происходит быстрый заряд конденсатора C до такого напряжения, при котором $u_{пн} + L_0 \frac{di}{dt} + u_c \approx 0$, и клапан закрывается. Благодаря тому, что внутреннее сопротивление источника питания имеет индуктивно-активный характер, нарастание и спад тока клапана происходят плавно (кривая i_B на рис. 2, б).

Наличие указанного сопротивления и емкости, шунтирующей нагрузку, определяет появление характерных «провалов» напряжения на входе усилителя, т. е. между точками a и b на рис. 2, а (см. также кривую u_{ab} на рис. 2, б).

Величина напряжения на конденсаторе u_c и угла пропускания клапана γ определяется углом включения и параметрами схемы. В установившемся режиме $u_c > u_{пн}$ в момент запирающего и $u_c < 0$ в момент включения клапана (рис. 2, б). После запирающего клапана конденсатор разряжается в течение оставшейся части полупериода через сопротивление нагрузки Z_H .

Если в первом полупериоде клапан УВ1 будет закрыт, а включающий импульс во втором полупериоде откроет клапан УВ2, то полярность напряжения на конденсаторе после заряда изменится,

что приведет к изменению направления тока в нагрузке.

Итак, регулируя угол включения клапанов изменением фазы управляющих импульсов, можно реверсировать и регулировать в широких пределах величину среднего тока нагрузки.

Анализ работы усилителя. По принципу действия рассматриваемая схема является регулируемым однополупериодным выпрямителем с индуктивно-активной нагрузкой, шунтированной емкостью на выходе. Несмотря на внешнюю простоту, она достаточно сложна при анализе в связи с наличием нелинейного элемента типа «ключ» — управляемого клапана, момент включения которого фиксируется управляющим сигналом, а момент отключения определяется параметрами схемы и может меняться в функции угла включения.

При расчете схемы усилителя (рис. 2, а) могут быть поставлены следующие задачи:

1. при известных параметрах источника питания, нагрузки и заданной максимальной величине среднего тока на выходе определить величину шунтирующей емкости C ;

2. при известных параметрах источника питания, нагрузки и емкости определить для различных углов включения α величину тока в нагрузке при установившемся режиме.

3. Определить средний ток, угол пропускания, максимум прямого и обратного напряжения на управляемых клапанах, выбрать управляемые клапаны.

Анализ проводится при следующих допущениях:

а) пренебрегаем прямым сопротивлением включенного и обратной проводимостью запертого клапана;

б) внутреннее сопротивление источника питания представляем эквивалентными активным r_0 и индуктивным ωL_0 сопротивлениями;

в) пренебрегаем величиной тока нагрузки на интервале $\alpha \leq \omega t < \alpha + \gamma$, когда клапан открыт, по-

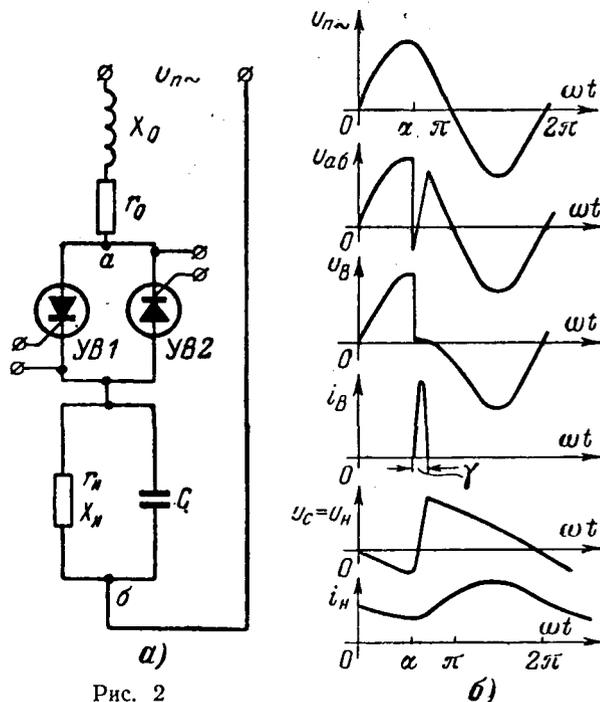


Рис. 2

лагая, что ток источника питания при заряде конденсатора проходит только через емкость C .

Принятые допущения не приводят к существенным ошибкам в расчетах при углах пропускания вентилей до $\gamma = 50 \div 60^\circ$.

С учетом сказанного можно представить схему (рис. 2, а) в виде двух эквивалентных схем, а именно: схема рис. 3, а соответствует первому интервалу $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \gamma$ при включенном вентиле, схема рис. 3, б — второму интервалу $\alpha + \gamma \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha$ при запертом вентиле.

Свободная составляющая переходного процесса в электрических цепях (рис. 3, а и б) определяется дифференциальными уравнениями второй степени. Отсчет времени на каждом интервале удобнее начинать с нуля.

Решение дифференциального уравнения для схемы рис. 3, а с учетом начальных условий (при $\omega t = \alpha$; $t' = 0$; $u_{c1} = u_{c1нач}$), позволяет определить [Л. 3] выражения для мгновенных значений тока вентилей i_B и напряжения на конденсаторе u_{c1} на первом интервале:

$$i_B = \frac{v_{п.а}}{z} \sin(\omega t' + \alpha - \varphi) - \frac{v_{п.а} \cos(\alpha - \varphi)}{\omega C \omega_1 L_0} e^{-a_1 t'} \times \\ \times \sin \omega_1 t' + \frac{v_{п.а}}{z \sin \psi_1} e^{-a_1 t'} \sin(\omega_1 t' - \psi_1) - \\ - \frac{u_{c1нач}}{\omega_1 L_0} e^{-a_1 t'} \sin \omega_1 t'; \quad (1)$$

$$u_{c1} = -\frac{v_{п.а}}{z \omega C} \cos(\omega t' + \alpha - \varphi) + \\ + \frac{v_{п.а} \cos(\alpha - \varphi)}{z \omega C \sin \psi_1} e^{-a_1 t'} \sin(\omega_1 t' + \psi_1) - \\ - \frac{v_{п.а} \sin(\alpha - \varphi)}{z \omega_1 C} e^{-a_1 t'} \sin \omega_1 t' + \\ + \frac{u_{c1нач}}{\sin \psi_1} e^{-a_1 t'} \sin(\omega_1 t' + \psi_1), \quad (2)$$

где

$$z = \sqrt{r_0^2 + \left(\omega L_0 - \frac{1}{\omega C}\right)^2}; \\ \varphi = \arctg \frac{\omega L_0 - \frac{1}{\omega C}}{r_0}; \quad a_1 = \frac{r_0}{2L_0}; \\ \omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_0 C} - a_1^2}; \quad \psi_1 = \arctg \frac{\omega_1}{a_1},$$

$v_{п.а}$ — амплитуда напряжения источника питания.

Уравнения (1) и (2) справедливы при колебательном заряде конденсатора, т. е. при $\frac{1}{L_0 C} > > a_1^2$.

Решение дифференциального уравнения для схемы рис. 3, б с учетом начальных условий (при $\omega t = \alpha + \gamma$; $t'' = 0$; $u_{c2} = u_{c2нач}$; $i_H = i_{Hнач}$) определяет мгновенные значения тока нагрузки и напряжения на конденсаторе u_{c2} на втором интервале:

$$i_H = \frac{2a_2 u_{c1нач}}{\omega_2 r_H} e^{-a_2 t''} \sin \omega_2 t'' - i_{Hнач} \frac{e^{-a_2 t''}}{\sin \psi_2} \times \\ \times \sin(\omega_2 t'' - \psi_2), \quad (3)$$

$$u_{c2} = u_{c2нач} \frac{e^{-a_2 t''}}{\sin \psi_2} \sin(\omega_2 t'' + \psi_2) - \\ - \frac{i_{Hнач}}{\omega_2 C} e^{-a_2 t''} \sin \omega_2 t'', \quad (4)$$

где

$$a_2 = \frac{r_H}{2L_H}; \quad \omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_H C} - a_2^2}; \quad \psi_2 = \arctg \frac{\omega_2}{a_2}.$$

Эти уравнения также справедливы при колебательном разряде конденсатора.

Определение величины емкости, шунтирующей нагрузку, а также данных для выбора управляемых вентилей осуществляется по режиму, который соответствует максимуму среднего тока в нагрузке при $\alpha = \frac{\pi}{2} - \gamma$. Следует также учитывать, что

$$u_{c1нач} = u_{c2кон}; \quad u_{c1кон} = u_{c2нач}, \quad (5)$$

причем в установившемся режиме начальные условия не изменяются. Кроме того, за время заряда конденсатора величина тока нагрузки изменяется незначительно и можно принять, что

$$i_{Hкон} = i_{Hнач}. \quad (6)$$

Формулы (1) — (6) позволяют решить задачи, поставленные в начале данного раздела, только методом последовательных приближений. При этом для некоторой величины емкости C , задавшись значением $u_{c1нач}$, определяют из уравнения (1) время пропускания вентилей t'_1 (по условию $i_B = 0$).

Угол пропускания может быть найден из выражения:

$$\gamma = \omega t'_1 = \frac{2\pi}{T} t'_1. \quad (7)$$

Затем, подставляя в формулу (2) время пропускания $t' = t'_1$, можно найти $u_{c1кон}$. Подставив эту величину в формулу (3) при $t'' = T - t'_1$, подбором определяется величина $i_{Hнач}$, при которой выполняется равенство (6). Наконец, используя найденные значения $i_{Hнач}$ и $u_{c2нач} = u_{c1кон}$, по формуле (4) находят $u_{c2кон}$. Если эта величина отличается от принятого в начале значения $u_{c1нач}$, то необходимо повторить весь расчет для другого значения $u_{c1нач}$, и затем определить истинные начальные условия путем интерполяции. Для выбора величины шунтирующего конденсатора такой расчет проводят для ряда значений C , строят зависимость $I_H = f(C)$, по которой можно определить величину емкости. Такой путь связан с большим объемом расчетов.

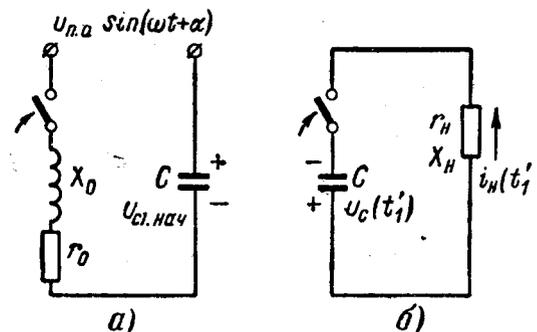


Рис. 3.

Рассмотрим условия, которые позволяют упростить решение поставленной задачи. Осциллограмма тока вентиля на интервале заряда конденсатора, представленная в увеличенном масштабе на рис. 4,а, свидетельствует о практически синусоидальном изменении тока. Собственная частота контура на этом интервале равна ω_1 . Без большого ущерба для точности можно принять, что

$$t'_1 = \frac{\pi}{\omega_1}. \quad (8)$$

В отдельных случаях, когда $\sin \omega_2(T - t'_1) \rightarrow 0$, второе слагаемое формулы (4) значительно меньше первого и им можно пренебречь. Тогда величина напряжения на емкости в конце интервалов будет определяться формулами:

$$u_{c1\text{кон}} = -\frac{v_{п.а}}{z\omega C} \cos(\omega t'_1 + \alpha - \varphi) - \frac{v_{п.а} \cos(\alpha - \varphi)}{z\omega C} e^{-a_1 t'_1} - u_{c1\text{нач}} e^{-a_1 t'_1}; \quad (9)$$

$$u_{c2\text{кон}} = \frac{u_{c2\text{нач}} e^{-a_2(T-t'_1)}}{\sin \psi_2} \sin(\omega_2 T - \omega_2 t'_1 + \psi_2). \quad (10)$$

По формулам (9) и (10) легко найти начальные условия для каждого интервала:

$$u_{c1\text{нач}} = u_{c2\text{кон}} \approx -\frac{v_{п.а}}{z\omega C} \times \frac{\sin(\omega_2 T - \omega_2 t'_1 + \psi_2) [\cos(\omega t'_1 + \alpha - \varphi) + \cos(\alpha - \varphi) e^{-a_1 t'_1}] e^{-a_2(T-t'_1)}}{\sin \psi_2 + e^{-a_1 t'_1} e^{-a_2(T-t'_1)} \sin(\omega_2 T - \omega_2 t'_1 + \psi_2)}; \quad (11)$$

$$u_{c1\text{кон}} = u_{c2\text{нач}} \approx -\frac{v_{п.а}}{z\omega C} \times \frac{\sin \psi_2 [\cos(\omega t'_1 + \alpha - \varphi) + \cos(\alpha - \varphi) e^{-a_1 t'_1}]}{\sin \psi_2 + e^{-a_1 t'_1} e^{-a_2(T-t'_1)} \sin(\omega_2 T - \omega_2 t'_1 + \psi_2)}. \quad (12)$$

Величина напряжений на шунтирующем конденсаторе определяет средний ток вентиля и нагрузки:

$$I_B = I_H \approx C \frac{u_{c1\text{кон}} - u_{c1\text{нач}}}{T}. \quad (13)$$

Формулы (11) — (13) позволяют построить кривую $I_H = f(C)$ и выбрать величину конденсатора.

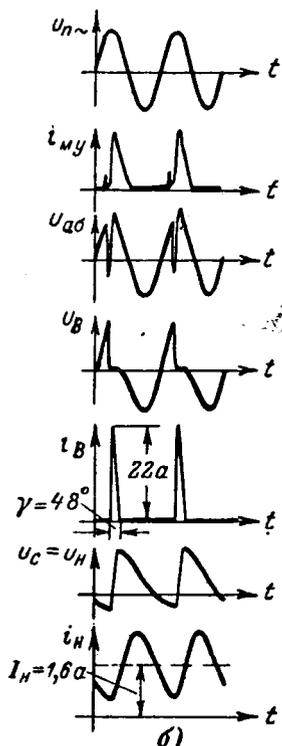
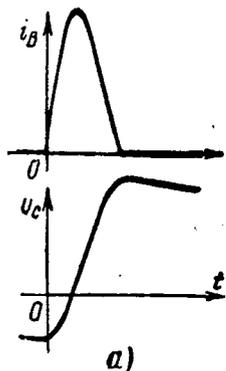


Рис. 4.

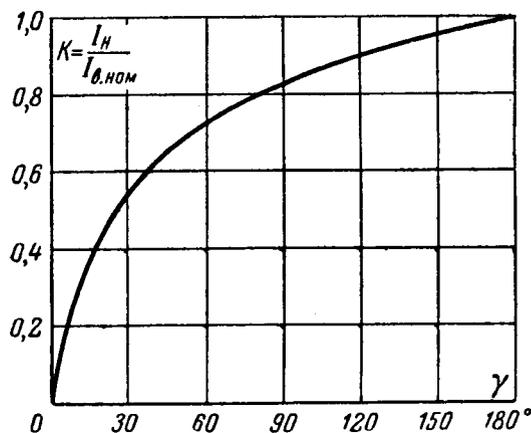


Рис. 5.

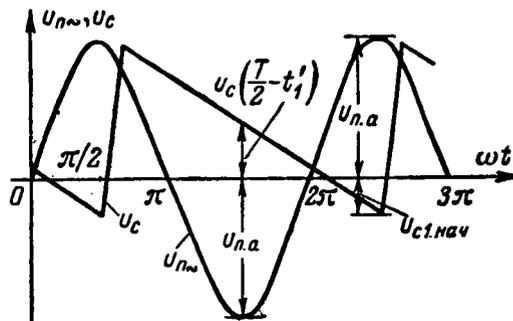


Рис. 6.

Максимальная амплитуда тока вентиля имеет место при $\alpha = \pi/2 - \gamma$ и достаточно точно определяется из формулы (1) при $t' = \frac{t'_1}{2} = \frac{\pi}{2\omega_1}$. Номинальный ток вентиля зависит от его среднего тока и угла пропускания:

$$I_{в.ном} \geq \frac{I_H}{k}, \quad (14)$$

где $k \leq 1$. Типовая характеристика $k = f(\gamma)$ для управляемых вентилях показана на рис. 5.

Учитывая форму кривой тока вентиля (рис. 4,а), эту характеристику можно использовать и при импульсном заряде конденсатора в рассматриваемой схеме.

Максимальное напряжение на управляемом венти́ле, приложенное в прямом и обратном направлении, можно определить, зная характер изменения напряжения на емкости. Без большого ущерба для точности можно заменить действительную кривую $u_c = f(\omega t)$ отрезками прямых (рис. 6). Расчеты показывают, что максимум прямого и обратного напряжения на венти́ле имеет место при $\alpha = \pi/2$. Учитывая, что различие между $u_{c1\text{нач}}$, $u_{c1\text{кон}}$ при $\alpha = \pi/2$ и $\alpha = \pi/2 - \gamma$ невелико, из рис. 6 получим:

$$U_{в.пр} \approx U_{п.а} - u_{c1\text{нач}}, \quad (15)$$

$$U_{в.обр} \approx U_{п.а} + \frac{T}{2} \frac{u_{c1\text{кон}} - u_{c1\text{нач}}}{T - t'_1} + u_{c1\text{нач}}. \quad (16)$$

Проектирование усилителя заканчивается выбором управляемых вентилях в соответствии с найденными величинами $I_{в.макс}$, γ , $u_{в.пр}$, $u_{в.обр}$, а также расчетом схемы управления.

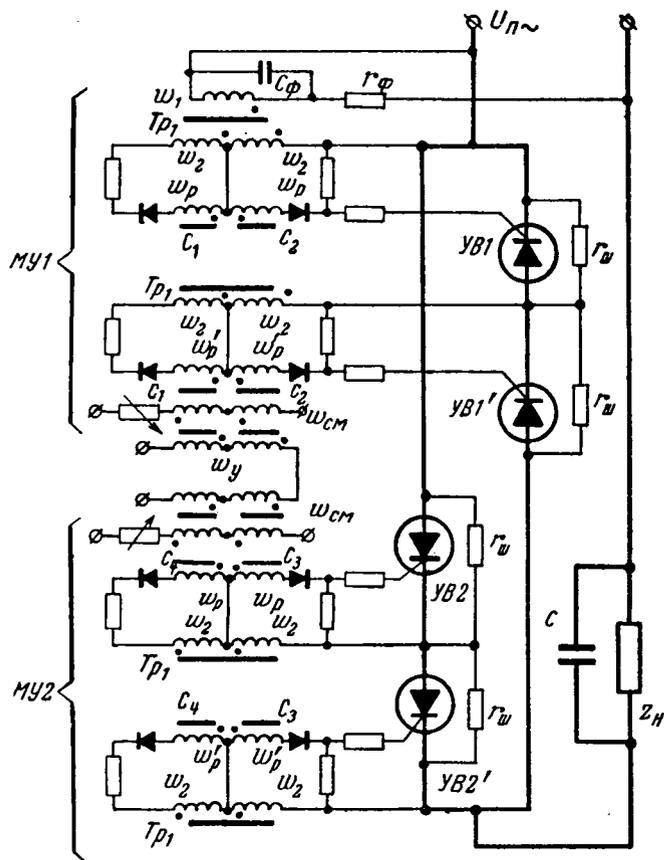


Рис. 7.

Следует отметить, что в однополупериодных схемах повышается установленная мощность вентиля, поскольку возрастают расчетные значения напряжения и тока, что особенно заметно при малой величине внутреннего сопротивления источника питания. В то же время увеличение r_0 приводит к снижению к. п. д. усилителя. Поэтому однополупериодную реверсивную схему целесообразно применять только в том случае, когда отмеченные недостатки не имеют большого значения, а основным является надежность и простота силового каскада.

Экспериментальное исследование усилителя. Экспериментальная проверка основных положений анализа была выполнена на лабораторном макете со следующими параметрами: $U_{лн} = 127$ в; $f = 50$ гц; $r_n = 25$ ом; $L_n = 0,1$ гн; $I_n = 1,6$ а; $r_0 = 5$ ом; $L_0 = 0,05$ гн; $C = 120$ мкф. При этом максимум прямого и обратного напряжения на вентилях соответственно равен: $U_{в.пр} \approx U_{в.обр} \approx 270$ в.

Полная схема реверсивного усилителя представлена на рис. 7. Выходной каскад выполнен на управляемых вентилях с номинальным током $I_{в.ном} = 10$ а и номинальным напряжением $U_{в.ном} = 150$ в. Значительный запас по допустимому току позволяет не применять дополнительные теплопроводящие радиаторы. Величина допустимого прямого и обратного напряжения используемых вентилях невелика, поэтому применено последовательное соединение приборов. Равномерное распределение потенциалов между ними обеспечивается применением шунтирующих сопротивлений $r_{ш} = 50$ ком.

Регулирование угла включения α осуществляется при помощи двух магнитных усилителей MY1 и MY2, выполненных на сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса c_1, c_2 и c_3, c_4 соответственно. В рассматриваемом случае можно использовать однополупериодные магнитные усилители, однако для того чтобы не снижать коэффициент усиления или быстродействие усилителя включением большого активного сопротивления или индуктивности в цепь управления, применены двухполупериодные схемы с однополупериодным подключением к управляющим электродам УВ.

Для гальванического разделения входных цепей управляемых вентилях на сердечниках МУ размещено по две рабочих обмотки w_p и w'_p , каждая из которых подключена ко вторичной обмотке w_2 трансформатора Tr_1 , питающего схему управления. Поскольку магнитная цепь, на которой



Рис. 8.

расположены обмотки w_p и w'_p , является общей, то при насыщении соответствующего сердечника управляющий импульс появляется одновременно на входе обоих последовательно соединенных вентилях. Вместе с тем устранена потенциальная связь между входными цепями УВ. При помощи обмоток смещения $w_{см}$ оба магнитных усилителя переводятся в режим, когда их сердечники не насыщены в рабочем полупериоде, вентили не включаются и напряжение на выходе равно нулю.

Выбор напряжения u_2 вторичных обмоток w_2 трансформатора Tr_1 определяется нелинейностью входной цепи вентилях. Включение УВ произойдет при минимальном угле насыщения сердечников α' в том случае, если $U_{2a} \sin \alpha' \geq U_{вх}$, где $U_{вх}$ — напряжение на управляемом электроде при токе, достаточном для включения вентиля. При $\alpha = \alpha'$ напряжение в силовой цепи не равно нулю. Следовательно, характеристика «вход—выход» усилителя должна иметь зону нечувствительности и начальный нерегулируемый скачок выходного напряжения. Для того чтобы этот скачок был незначительным, необходимо выбирать $u_2 = 10-15$ в. Кроме того, возможно применение дополнительного фазосдвигающего контура на входе трансформатора, питающего магнитные усилители ($r_\phi; C_\phi$ на рис. 7). В последнем случае можно полностью устранить начальный скачок выходного напряжения. Экспериментальная характеристика усилителя (рис. 8) демонстрирует незначительную величину зоны нечувствительности, а также хорошую линейность усилителя на рабочем участке.

Общий коэффициент усиления мощности экспериментального образца магнитно-полупроводникового усилителя равен $k_p = \frac{P_n}{P_y} = 50 \cdot 10^3$.

На рис. 4б приводится осциллограмма мгновенных значений основных переменных в усилителе при $I_n = I_{н.макс}$, которая подтверждает правильность допущений, принятых при анализе.

Рассмотренная схема реверсивного усилителя рекомендуется для управления мощностями до нескольких сотен ватт, в частности для питания обмоток возбуждения электрических машин.

Литература

1. Н а г д е н Н. Д., The controlled rectifier: key continuing control renaissance, Communications and Electronics, 1959. № 40, стр. 1006.
2. И в а н ч у к Б. Н., Л и п м а н Р. А. и Р у в и н о в Б. Я., Усилители постоянного тока на управляемых диодах с двухполупериодным питанием, «Электричество», 1962, № 10.
3. Т е у м и н И. И., Справочник по переходным электрическим процессам, Связьиздат, 1951.

Исследование нагревостойкости конденсаторной бумаги

Доктор техн. наук, проф. В. Т. РЕННЕ и инж. Г. П. СОЯ

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

Еще сравнительно недавно вопрос о нагревостойкости конденсаторной бумаги поднимался лишь в связи с относительно кратковременным (порядка нескольких суток) воздействием на нее повышенных температур в процессе сушки и пропитки.

Верхний предел рабочей температуры, при котором бумажные конденсаторы могли длительно работать в течение больших промежутков времени, исчисляемых годами, как в случае радиоконденсаторов, так и силовых конденсаторов, не превышал 60—70°С. Для радиоконденсаторов, работающих при постоянном напряжении, не вызывающем их заметного нагрева, указанное значение соответствует возможной в эксплуатации температуре окружающей среды. Для силовых конденсаторов, обычно применяемых при температурах окружающей среды до 35—40°С, указанный верхний предел соответствует максимальной температуре внутри конденсатора с учетом собственного нагрева.

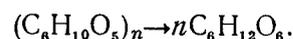
В настоящее время верхний предел рабочей температуры для бумажных конденсаторов заметно увеличивается: в радио- и электронной технике бумажные конденсаторы уже применяются в некоторых случаях при температурах до 100—125°С, а для отдельных типов малогабаритных бумажных конденсаторов выдвигается требование повысить рабочую температуру до 150°С. Для силовых конденсаторов, используемых в жарких пустынных местностях, приводились данные о том, что температура внутри конденсатора поднималась в условиях эксплуатации до 90—100°С.

Таким образом, в настоящее время бумажные конденсаторы могут длительно подвергаться в условиях эксплуатации в течение многих тысяч и даже десятков тысяч часов воздействию таких температур, которые ранее воздействовали на них лишь в течение нескольких десятков часов в процессе их сушки и пропитки [Л. 1]. Необходимо отметить, что нагревостойкость конденсаторной бумаги не входит в число показателей, регламентированных в ГОСТ 1908-57, определяющем качество этого вида бумаги. Поэтому остро встает вопрос о методике определения этой важной характеристики качества современной конденсаторной бумаги.

При воздействии высокой температуры разрушение альфа-целлюлозы (основного вещества, из которого построена конденсаторная бумага) с разрывом ее длинных цепей и изменением состава за счет распада молекулы может происходить прежде всего в результате процесса пиролиза, т. е. непосредственного термического разложения [Л. 2]. Однако чистый процесс пиролиза, который происходит в условиях глубокого вакуума, при отсутствии влаги и следов кислых продуктов, приобретает интенсивный характер лишь при температурах порядка 250—275°С. При температуре 230°С наблюдается постепенное снижение степени полимеризации n , сопровождаемое снижением механической

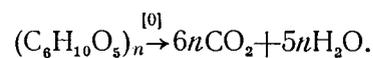
прочности, но разложения основного вещества еще не происходит. Если же температура превысит 275°С, то и в высоком вакууме идет быстрое термическое разложение альфа-целлюлозы с образованием ряда жидких и газообразных продуктов сухой перегонки и твердого углерода. Так, при разложении хлопка можно получить: H_2O —34,5%; CO_2 —10,35%; CO —4,5%; CH_3COOH —1,39%; органических жидкостей—5,14%; дегтя—4,18% и углерода—38,8%.

Если в бумаге содержится остаточная влага или имеются следы кислотности, что часто может иметь место, то при температурах, более низких по сравнению с указанными выше, может начаться процесс гидролиза (гидролитического распада), который идет по месту кислородной связи между звеньями молекулы целлюлозы (по месту «гликозидной связи»). При этом, как и в начальной степени процесса пиролиза, происходит снижение степени полимеризации альфа-целлюлозы, сопровождаемое потерей механической прочности. Только в предельном случае при разрушении всех гликозидных связей процесс гидролиза приводит к превращению целлюлозы в другое вещество — глюкозу:



Точно установить температуру, при которой может идти интенсивный процесс гидролитического разрушения бумаги, весьма затруднительно, так как она будет зависеть от условий нагрева и от содержания в бумаге влажности и следов кислот. Практически можно сказать, что в обычных условиях сушки бумажных конденсаторов при остаточном давлении порядка 0,1—0,01 мм рт. ст. и нормальном качестве бумаги в отношении содержания в ней неорганических загрязнений, в том числе сульфатов и хлоридов, опасное значение температуры составляет около 150°С. На это значение обычно и ориентируются, выбирая максимальную температуру сушки конденсаторов, хотя, по зарубежным данным, даже это значение иногда рискуют превысить, если вакуум при сушке высок, а продолжительность ее не очень велика.

Третьим процессом, разрушения целлюлозы, с которым приходится считаться, исследуя нагревостойкость бумаги, является процесс окисления. В своей конечной стадии этот процесс приводит к полному разложению целлюлозы с образованием углекислого газа и воды:



Однако практически приходится иметь дело лишь с начальными стадиями этого процесса, который при атмосферном давлении может начинаться уже при 60—70°С. В начальной стадии процесс окисле-

ния не связан с разрушением молекул, а сводится к частичному окислению гидроксильных групп ОН и к образованию в молекуле карбоксильных групп СООН, характерных для органических кислот. На этой стадии умеренное окисление целлюлозы даже полезно для конденсаторной бумаги, так как приводит к возрастанию постоянной времени конденсаторов и увеличению их срока службы при постоянном напряжении [Л. 3]. По-видимому, это можно объяснить увеличением способности целлюлозы к ионно-обменным реакциям и связанном с этим снижении проводимости пропиточной массы в готовом конденсаторе.

На дальнейших стадиях окисления увеличенное количество карбоксильных групп может способствовать усилению процесса гидролиза, приводящего к разрыву молекулярных цепей. Кроме того, окисление может также приводить к разрыву основного кольца молекул целлюлозы («пиранового кольца»).

Анализируя приведенные здесь основные данные о возможных механизмах разрушения целлюлозы при ее нагревании, можно заключить, что в начальный период разрушения оно связано в основном с разрывом длинных молекулярных цепей, с процессом деполимеризации, при котором должна снижаться механическая прочность бумаги, в то время как ее электрические свойства практически не должны ухудшаться. В известных пределах может даже наблюдаться некоторое улучшение электрических свойств.

Поэтому для оценки нагревостойкости бумаги было предложено наблюдать изменение механических свойств в зависимости от длительности прогрева при различных значениях температуры [Л. 4 и 5]. Обычно для этой цели производилось определение временного сопротивления разрыву. Надо отметить, что недостатком этой характеристики является большой разброс значений прочности, наблюдаемый у образцов одной и той же партии, подвергавшихся нагреву в одинаковых условиях. Разброс сильно возрастает при интенсивных режимах нагрева, когда степень разрушения образцов оказывается значительной. В этом случае большая часть образцов разрушается еще до разрыва, при закреплении их в зажимах разрывной машины, что, естественно, сильно затрудняет подсчет средних значений при обработке результатов опыта.

Значительно лучшие результаты должно давать определение сопротивления бумаги продавливанию, при котором разброс данных резко уменьшен. Первые попытки применить этот метод при определении нагревостойкости бумаги были начаты уже давно [Л. 4], но результаты получились недостаточно удовлетворительными в связи с тем, что обычный прибор для определения этой характеристики бумаги (прибор Мюллера) недостаточно чувствителен при испытании образцов такой малой толщины (5—15 мк), которая характерна для конденсаторной бумаги.

По нашему предложению Украинским НИИ бумажно-целлюлозной промышленности был разработан и изготовлен прибор для испытания конденсаторной бумаги на продавливание с повышенной

чувствительностью. Схема устройства этого прибора показана на рис. 1. Компрессор *К*, приводимый в движение от электродвигателя мощностью 0,5 квт, подает воздух через буферный сосуд *С*, проходной кран *1* и конический редуктор *Р* на приспособление, в котором закреплен образец бумаги *Б*. Сосуд *С* служит для выравнивания пульсаций воздуха в системе. Кран *1* в положении, указанном на рисунке, позволяет проверить герметичность в правой части схемы. Кран *2* предназначен для регулировки скорости повышения давления в системе; открывая его, можно снизить скорость, если она окажется велика. Тройной кран *3* служит для подключения манометров: M_1 — со шкалой на 1 кг/см² или M_2 — со шкалой на 2,5 кг/см². В площадке станины *4* имеется канал, к которому подводится воздух; в верхней части диаметр канала расширен до 20 мм. Образец испытуемой бумаги *Б* располагается на резиновой шайбе *5*, а сверху зажимается полусферическим металлическим наконечником *6*. Пружинный эксцентриковый зажим, не показанный на схеме, позволяет быстро производить смену образцов. В нижней части наконечника *6* канал имеет тот же размер, как в верхней части станины *4*. Во избежание создания противодавления в верхней части наконечника имеется небольшое отверстие для выхода воздуха, который может поступать за счет пористости образцов. Манометры M_1 и M_2 — образцовые и снабжены фиксирующими стрелками.

Следует отметить, что большим удобством применения метода продавливания в сравнении с определением разрывной прочности является отсутствие необходимости вырезать образцы определенной формы и быстрота отсчета, позволяющая легко производить испытание большого количества образцов (лент) бумаги с большим числом отсчетов усилия продавливания на каждом образце.

При наших испытаниях скорость повышения давления в процессе измерения сопротивления продавливанию была выбрана равной 100 г/см²·сек.

Для определения необходимого количества точек (отсчетов) для одного и того же образца бумаги, позволяющего получать воспроизводимые результаты, было взято 15 образцов одной и той же бумаги, марки КОН-П-8, причем на каждом образце (вдоль длины ленты) было проведено по 10 отсчетов сопротивления продавливанию. Бумага находилась в воздушно-сухом состоянии.

Для всех 150 определений было зафиксировано среднее значение. Далее для первой, взятой наудачу

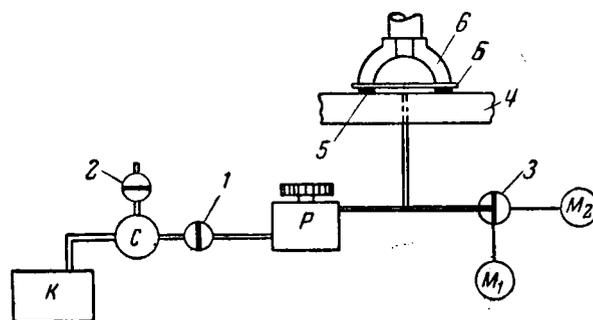


Рис. 1. Схема устройства прибора для испытания прочности тонких бумаг на продавливание.

чу, группы из 50 определений было получено среднее значение, которое отклонилось от среднего значения для 150 отсчетов на 2%; для двух других, взятых наудачу, групп по 50 отсчетов были получены средние значения, отличающиеся от среднего для 150 отсчетов только на 1%. Аналогичные данные были получены и для японской конденсаторной бумаги толщиной 10 мк. В связи с этим для характеристики сопротивления бумаги продавливанию было решено принимать среднее значение, получаемое по 50 отсчетам для каждого из испытываемых образцов.

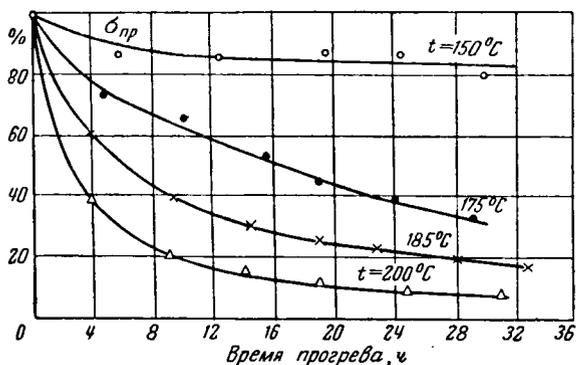


Рис. 2. Относительное изменение сопротивления продавливанию для образца французской бумаги толщиной 10 мк в зависимости от времени выдержки при различных температурах.

Для оценки влияния возможных колебаний комнатной влажности на исходную прочность бумаги до ее нагрева было проведено определение сопротивления продавливанию для образцов отечественной бумаги КОИ-П, предварительно подсушенных в течение 2 ч при температуре $105 \pm 2^\circ \text{C}$, после выдержки их в течение 90 ч при комнатной температуре в эксикаторах с различными значениями относительной влажности воздуха: 0, 20, 50, 70 и 100%. Заметное изменение $\sigma_{пр}$ (увеличение на 15% по отношению к значению, полученному для влажности 0%) было получено только для образцов, выдерживавшихся при влажности 100%; при влажности 20% изменение составляло -1% ; при влажности 50% оно оказалось $-0,2\%$ и при влажности 70% составило $+2,7\%$. В связи с этим при дальнейших испытаниях в качестве исходных $\sigma_{пр}$ принимались значения, полученные для образцов, находившихся при комнатной влажности, без предварительной их подсушки.

Для исследования нагревостойкости бумаги был использован термостат, позволяющий поддерживать постоянно температуры с точностью $\pm 2-3^\circ \text{C}$. Испытуемые образцы бумаги располагались в специальном приспособлении «на ребро» с промежутками между отдельными листками по 2—3 мм и устанавливались в негерметизированную алюминиевую коробку, которая каждый раз ставилась на одну и ту же полку термостата в ее средней части. Контрольный термометр входил внутрь этой коробки. Доступ воздуха специально не дозировался и был обусловлен конструкцией негерметизированного термостата.

Для выбора оптимальной температуры прогрева при оценке нагревостойкости конденсаторной бумаги по изменению ее сопротивления продавливанию было произведено определение зависимости $\sigma_{пр}$ от времени прогрева при температурах: 150, 175, 185 и 200°C для французской конденсаторной бумаги толщиной 10 мк фирмы Боллоре. Полученные средние результаты (каждая точка в соответствии с приведенными выше соображениями определялась как среднее из 50 отсчетов) приведены на рис. 2. При температуре 150°C величина $\sigma_{пр}$ относительно мало изменяется со временем; при 185 и 200°C в первые



Рис. 3. Относительное изменение сопротивления продавливанию японской бумаги от времени прогрева при 175°C. Черные точки — первый опыт, белые точки — второй, проверочный опыт.

часы испытания происходит резкое снижение прочности, которое затем замедляется; среднее положение занимает кривая, полученная при 175°C, которая дает постепенное, но достаточно заметное снижение прочности. Это значение температуры прогрева и было выбрано для дальнейших исследований.

Для того чтобы проверить воспроизводимость получаемых результатов при выбранном значении температуры прогрева, было проведено дважды испытание одного и того же образца японской конденсаторной бумаги толщиной 10 мк с повышенным объемным весом порядка $1,3 \text{ г/см}^3$. Из рис. 3 видно, что черные и белые точки, полученные при двух последовательно проведенных испытаниях, вполне удовлетворительно укладываются на одну кривую, подтверждая хорошую воспроизводимость опыта.

Результаты определения зависимости сопротивления продавливанию от времени прогрева при 175°C для ряда бумаг зарубежной и отечественной выработки приведены на рис. 4. Сплошные кривые относятся к зарубежным, пунктирные — к отечественным образцам.

Наилучшие результаты по абсолютной величине прочности на продавливание дала японская бумага 1 высокой плотности; имеющие такую же толщину 10 мк финская бумага фирмы Тервакоски 2 и французская бумага 3 дали заметно сниженное сопротивление продавливанию. Отечественные бумаги марки КОИ-П толщиной 9,5 мк (кривая 4) и толщиной 8 мк (кривая 5) заняли среднее положение среди зарубежных бумаг; кривая 6 для отечественной бумаги пониженной толщины 6 мк заняла нижнее положение в связи с тем, что такое

снижение толщины, естественно, не могло не сказаться на абсолютном значении прочности.

Обращает на себя внимание, что сплошные кривые имеют увеличенную скорость снижения $\sigma_{пр}$ в начальный период испытания в сравнении с пунктирными кривыми для отечественных бумаг. Это позволяет думать, что существует известное различие между исходным сырьем — древесной целлюлозой, применяемой в СССР и за рубежом. Резкий начальный спад кривых для зарубежной бумаги, видимо, связан с тем, что режим варки целлюлозы обеспечивает повышенное содержание высокомоле-

ности для последней оказывается все же более заметным, чем у отечественных образцов.

Приведенные данные показывают, что наблюдаемые зависимости прочности на продавливание от времени прогрева при температуре 175°С с использованием испытательного прибора повышенной чувствительности, разработанного УКРНИИБ, позволяет замечать различие в поведении отечественных и зарубежных бумаг различных выработок даже при использовании, казалось бы, однотипного исходного сырья — древесной сульфатной целлюлозы. На основании этого различия можно сделать оцен-

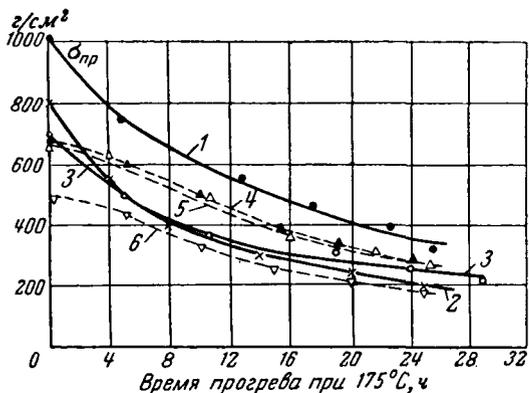


Рис. 4. Зависимость сопротивления продавливанию от времени прогрева при 175°С для различных бумаг.

кулярных фракций, что дает повышенную начальную прочность, но вместе с тем приводит к большей скорости потери прочности в начале процесса прогрева, так как разрушение более длинных молекул происходит быстрее, чем более коротких. С этой точки зрения повышенное значение начальной прочности еще не дает основания считать качество бумаги повышенным, поскольку после некоторого периода прогрева это преимущество может быть потеряно.

На рис. 5, изображающем относительное изменение прочности на продавливание для тех же видов бумаги, что и на рис. 4, особенно отчетливо заметно преимущество данных партий отечественных бумаг в сравнении с импортными в отношении их нагревостойкости, характеризуемой относительной потерей прочности со временем нагрева.

Следует отметить, что, видимо, в связи с колебаниями качества исходной целлюлозы для некоторых партий отечественной бумаги можно получить меньшее различие в характере кривых зависимости $\sigma_{пр}$ от времени прогрева в сравнении с зарубежными сортами бумаг. Это показывает рис. 6, на котором приведены результаты испытания двух партий бумаги: 1 — выработанной из облагороженной целлюлозы и 2 — выработанной в аналогичных условиях из обычной стандартной целлюлозы. Для сравнения на том же рисунке приведена сплошная кривая 3 для японской бумаги, взятая из рис. 3. Хотя в данном случае характер кривых в начальной части мало отличается от кривой для японской бумаги, при длительной выдержке снижение проч-

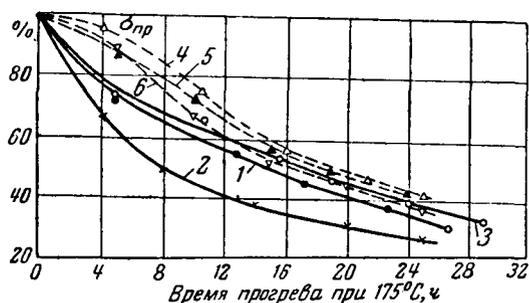


Рис. 5. Относительное изменение сопротивления продавливанию для тех же сортов бумаги, что и на рис. 4.

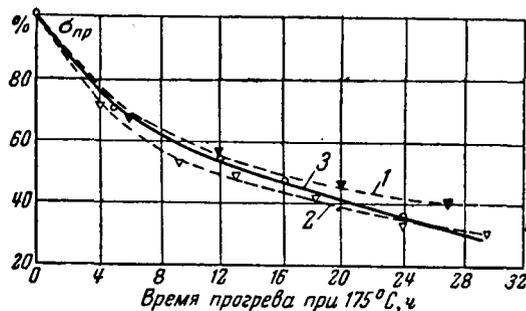


Рис. 6. Зависимость относительного изменения сопротивления продавливанию от времени прогрева при 175°С для двух отечественных бумаг (1 и 2) и для японской бумаги (3).

ку нагревостойкости того или иного сорта бумаги.

Наиболее наглядно нагревостойкость бумаги можно характеризовать видом кривой зависимости $\sigma_{пр}$ от времени нагрева в пределах до 20—25 ч. Однако такое испытание достаточно громоздко, а потому для получения быстрой сравнительной оценки можно рекомендовать величину снижения $\sigma_{пр}$ относительно его исходного значения после прогрева при температуре 175°С в течение 8 ч. Для большинства испытанных образцов за этот период времени уже можно достаточно правильно оценить качество бумаги.

Полученные данные соответствуют прогреву бумаги на воздухе. Их желательно дополнить исследованием зависимости $\sigma_{пр}$ от времени прогрева в жидких пропиточных массах, применяемых в производстве конденсаторов. В первую очередь в качестве таких жидкостей интересно использовать нефтяное масло и хлорированную синтетическую жид-

Синтетические испытания выключателей в условиях отключения неудаленных коротких замыканий

Кандидат техн. наук В. В. КАПЛАН, кандидат техн. наук В. М. НАШАТЫРЬ и инж. Э. И. ЯНЧУС

Ленинград

В последние годы в связи с весьма быстрым развитием энергосистем и увеличением значений токов короткого замыкания одним из наиболее жестких режимов, определяющих коммутационную способность выключателей, становится отключение неудаленных коротких замыканий, т. е. отключение линейным выключателем тока при коротком замыкании на линии, удаленной от шин подстанции от 0,5 км до нескольких километров.

Жесткость этого режима работы стала очевидной лишь после того, как токи короткого замыкания в сетях стали превышать 10—15 ка и доходить до 20—40 ка.

Важной проблемой, возникающей при разработке новых типов выключателей, является постановка их широких испытаний в сетевых условиях при отключении неудаленного короткого замыкания. Подобные испытания, как и всякие другие сетевые испытания, могут проводиться лишь эпизодически на отработанных конструкциях. Существенным техническим затруднением является то, что сетевые испытания не позволяют проверять новые выключатели, отключающая способность которых превышает мощности выключателей, уже установленных в сети (и используемых в качестве защитных). Между тем испытание таких выключателей, более мощных по сравнению с существующими, представляет наибольший интерес.

Поэтому наряду с сетевыми испытаниями широкое развитие начинают получать лабораторные методы испытания; для этой цели ряд иностранных фирм строит специальные, небольшие по протяженности, линии, которые используются при испытаниях совместно с ударными генераторами. Однако из-за ограниченной мощности лабораторий, особенно при повышенных напряжениях, когда испытания проводятся с применением трансформаторов, выключатели могут испытываться лишь при небольших мощностях отключения.

Для расширения испытательных возможностей лабораторий при проверке выключателей в условиях отключения неудаленных коротких замыканий

может применяться метод испытания отдельных дугогасительных элементов выключателя. При этом возникают дополнительные существенные трудности в осуществлении соответствующей линии передачи.

Если число разрывов выключателя не более трех, что обычно имеет место в отечественных выключателях на 110—154 кВ, то можно осуществить параллельное соединение двух-трех проводов одной линии передачи (при однофазных замыканиях на землю). При этом эквивалентные параметры линии близки к их значениям, получающимся при параллельном соединении проводов разных линий.

Для испытания в условиях отключения неудаленного короткого замыкания выключателей на весьма большие мощности при ограниченных возможностях лаборатории необходимо развить синтетические методы испытания, которые в сочетании с методом испытания отдельных дугогасительных элементов дадут возможность получить большие эквивалентные испытательные мощности.

Синтетический метод испытания выключателей в условиях отключения короткого замыкания на шинах подстанции, как известно, обеспечивает эквивалентные условия испытания в случае выполнения следующих требований [Л. 1]: в течение почти всего времени горения дуги выключатель может находиться в цепи источника пониженного напряжения, э. д. с. которого достаточна для того, чтобы предотвратить искажение формы кривой тока отключения из-за дуговых промежутков, включенных в эту цепь, а начиная с момента времени, несколько предшествующего последнему переходу тока через нуль (за 300—800 мксек), выключатель должен уже быть переведен в цепь с параметрами (напряжение источника э. д. с., индуктивность и емкость, шунтирующая выключатель или реактор), соответствующими значениям в сети полной мощности.

При синтетическом испытании выключателей в режиме отключения неудаленного короткого замыкания условия эквивалентности остаются такими

кость типа совол, которые могут дать различный характер влияния на ход кривой зависимости прочности на продавливание от времени прогрева. Эти испытания предполагается провести в ближайшем будущем.

Литература

1. Ренне В. Т., Электрические конденсаторы, Госэнергоиздат, 1959.

2. Роговин З. А. и Шорыгина Н. Н., Химия целлюлозы и ее спутников, ГНИТИХЛ, 1953.

3. MacLean D. A., Paper capacitors containing chlorinated impregnants. Benefits of controlled oxidation of the paper, Industrial and Engineering Chemistry, 1947, v. 39, № 11.

4. Журин Л. А., Старение тряпичных и целлюлозных бумаг, «Вестник электропромышленности», 1938, № 6.

5. Ренне В. Т., Конденсаторная бумага из древесной целлюлозы, «Вестник электропромышленности», 1938, № 8.

[5.2.1964]

же, необходимо лишь уточнить, что и линия передачи (определяющая процессы при неудаленном коротком замыкании), в которой протекает такой же ток, как и в испытуемом выключателе, должна быть частью испытательной цепи (в которой все параметры соответствуют их значениям в сети полной мощности) также еще до момента перехода тока через нуль, хотя бы за 150—200 мксек до гашения дуги в испытуемом выключателе.

В условиях реальной сети короткозамкнутая линия находится с одной, а остальная часть сети — с другой стороны выключателя. Аналогичное включение можно было бы осуществить и в двухчастотной синтетической схеме (рис. 1), разместив линию в точке *A*. Вообще говоря, в этом случае могли бы быть достигнуты эквивалентные условия испытания, поскольку после гашения дуги в отключающем устройстве *ОУ* заряженная линия передачи оказалась бы еще до перехода в испытуемом выключателе *ИВ* тока через нуль в цепи с параметрами, соответствующими сети полной мощности. Однако при этом оказалась бы значительно сниженной величина испытательной мощности. Это обусловлено тем, что индуктивность линии соизмерима с индуктивностью L_1 цепи отключаемого тока, поскольку источник э. д. с. имеет пониженное напряжение по сравнению с номинальным напряжением выключателя, и введение в цепь линии в несколько раз снизило бы величину тока отключения; в таком исполнении схема не может иметь промышленного значения.

Для того, чтобы индуктивность линии не снижала испытательной мощности установки, линия могла бы быть включена в цепь восстанавливающегося напряжения (точка *B* рис. 1) с соответствующим перенесением точки заземления (O_2 вместо O_1). Однако и в этом случае нарушаются условия эквивалентности, ибо емкость линии шунтируется паразитными емкостями на землю батареи *C*, реактора *L*, проходных изоляторов и т. д. Кроме того, при этом в отличие от реальных условий с одной стороны выключателя восстанавливается напряжение U_1 , а с другой U_2 , и напряжение, обусловленное линией (в реальных условиях напряжение $U_1 + U_2$ должно восстанавливаться с одной стороны выключателя). Это отличие считается существенным при испытании выключателей с несколькими разрывами на полюс.

Полностью эквивалентные условия испытания выключателя при отключении неудаленного короткого замыкания без существенного понижения испытательной мощности установки могут быть достигнуты в схеме рис. 1, где в дополнение к обычной двухчастотной схеме [Л. 1] последовательно с испытуемым выключателем *ИВ* включается вспомогательный дугогасящий аппарат *ДА*, параллельно которому подключена линия передачи заданной длины *l*, короткозамкнутая на конце. Последовательность работы всех коммутационных аппаратов (кроме *ДА*) сохраняется такой же, как и в двухчастотной схеме. В момент t_1 включается цепь тока отключения, в момент t'_2 — отключаются контакты *ОУ* и *ИВ*, при t_3 срабатывает разрядник *P*, в момент t_4 гаснет дуга в *ОУ* и образуется один после-

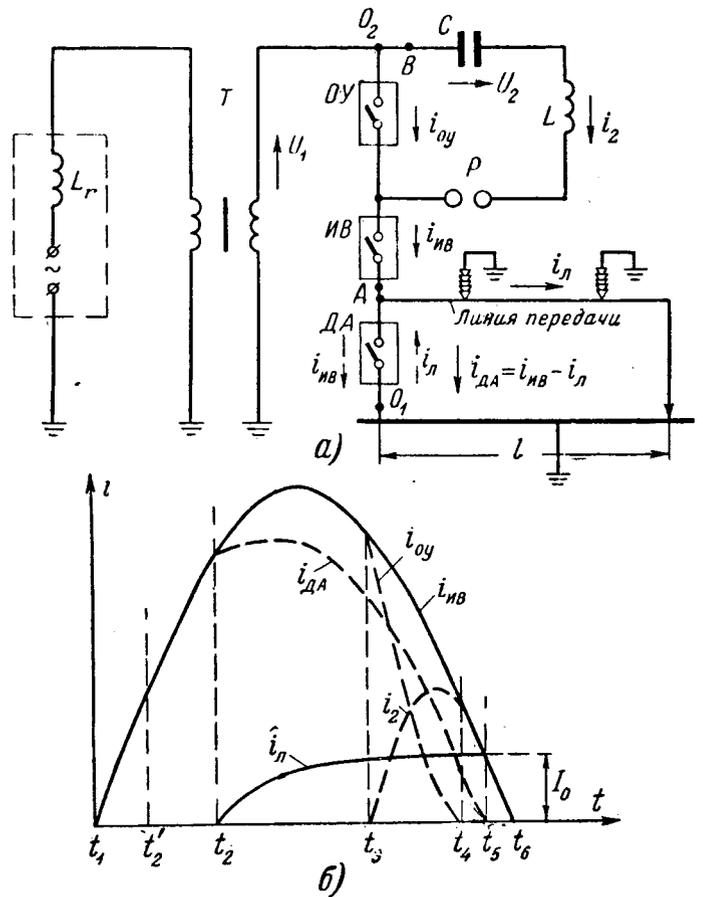


Рис. 1. Синтетическая схема для испытания выключателей в условиях отключения неудаленных замыканий (а) и графики, характеризующие процессы в схеме (б).

довательный контур из цепей тока отключения и восстанавливающегося напряжения.

Контакты дугогасящего аппарата *ДА* размыкаются в момент t_2 , при этом напряжение на дуге *ДА*, близкое к постоянному значению $U_{ДА}$, заряжает линию током $i_{л}$ (имеющим форму, близкую к экспоненциальной). В момент t_5 ток $i_{л}$ в линии и ток $i_{ИВ}$ в испытуемом выключателе *ИВ* достигают одного и того же мгновенного значения I_0 . В результате ток $i_{ДА} = i_{ИВ} - i_{л}$ становится равным нулю и гасится дуга в *ДА*. При этом линия передачи, обтекаемая тем же током, текущим в *ИВ*, оказывается включенной в испытательную цепь. Так как момент t_5 следует за t_4 , когда образуется последовательная цепь из обоих контуров, то эквивалентные условия испытания (в режиме отключения неудаленного короткого замыкания) создаются еще до перехода тока в испытуемом выключателе через нуль примерно за 150—200 мксек до этого момента времени.

Испытательная установка для исследования выключателей в режиме отключения неудаленного короткого замыкания (рис. 2) была выполнена в лаборатории ЭС и ТВН ЛПИ на базе сетевого испытательного стенда [Л. 2 и 3]. Питание цепи отключаемого тока производится по одному из проводов (фа-

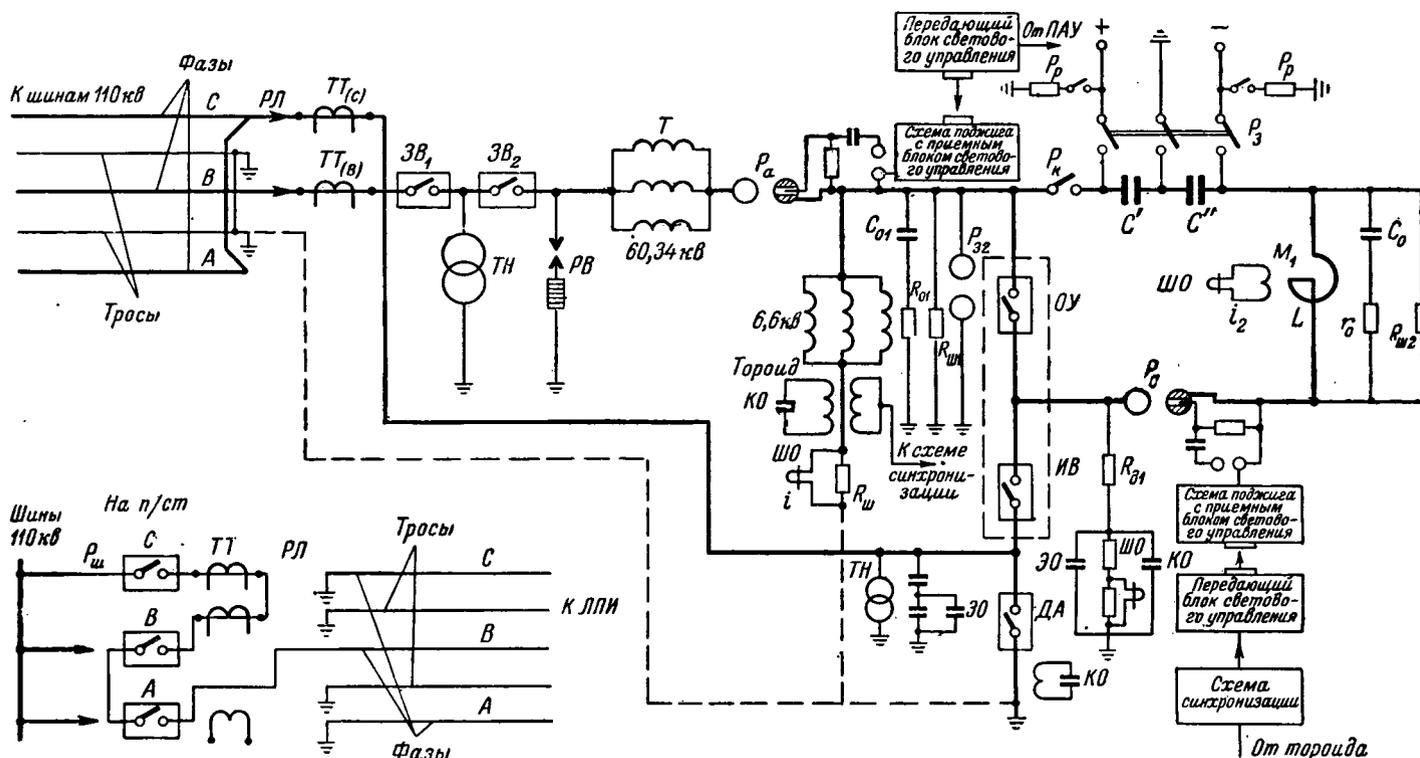


Рис. 2. Схема установки для синтетических испытаний выключателя в режиме неударного короткого замыкания.

за В) линии 110 кВ, отходящей от шин подстанции Ленэнерго; эта цепь образована оперативно-защитными выключателями $3В_1$ и $3В_2$, трансформатором T (автотрансформаторное включение трех однофазных трансформаторов 60,34/6,6 кВ мощностью 10 500 кВА каждый), включающего разрядника P_a , отключающего устройства $OУ$, испытуемого выключателя $ИВ$ и дугогасящего аппарата $ДА$. Цепь восстанавливающегося напряжения образована конденсаторными батареями C' и C'' , реактором L и разрядником P_c , обеспечивающим сдвиг начала прохождения тока в цепи $C-L$ по отношению к току основного контура.

Управление всеми коммутационными аппаратами производится от прибора автоматического управления ПАУ, а запал P_c — от схемы синхронизации. Для регулирования скорости восстановления напряжения применены емкости и сопротивления C_0 , C_{01} , r_0 , r_{01} , $R_{ш1}$, $R_{ш2}$. Защита трансформаторов осуществляется вентильным разрядником $PВ$ и шаровым разрядником P_{32} .

В качестве $OУ$ использован один из двух разрывов воздушного выключателя на 110 кВ, второй разрыв которого является испытуемым выключателем. В соответствии с этим должно быть выполнено параллельное соединение двух проводов линий 110 кВ. В качестве короткозамкнутой линии, включенной параллельно $ДА$, использованы две фазы (А и С) питающей трехфазной линии 110 кВ, выполненной на стандартных АП-образных металлических опорах (с двумя тросами). Для этой цепи указанные два провода линии соединены параллельно и подключены к $ДА$; другой их конец (на подстанции) зазем-

лен. Соответственно два троса линии передачи подключены ко второму зажиму $ДА$ (заземленный контур).

Как известно, среднее значение индуктивного сопротивления провода линии передачи 110 кВ составляет в среднем 0,56 Ом/км, т. е. 0,28 Ом/км при параллельном соединении двух проводов (каждый на одной из двух линий передачи). Измерения, проведенные на использованной в опытах линии передачи, при параллельном соединении двух проводов на одной линии (по отношению к двум тросам) дали следующие значения полного, индуктивного и активного сопротивлений: $z=0,356$ Ом/км, $x=0,322$ Ом/км, $r=0,15$ Ом/км. Отсюда видно, что величина x весьма близка к приведенному выше значению.

Измерения при опытах производились на трех осциллографах: электромагнитном и катодных с механической и электрической развертками времени. Регистрировались следующие величины¹: напряжение на питающей линии $u_{л}$, ток в испытуемом выключателе i , ток в цепи восстанавливающегося напряжения i_2 , напряжение на испытуемом выключателе со стороны сети u_c , производная тока в испытуемом выключателе di/dt , напряжение на линейном конце испытуемого выключателя (напряжение на $ДА$ до гашения в нем дуги) $u_{л}$, ток в короткозамкнутой линии $i_{л}$, производная тока $\frac{di_{л}}{dt}$ в дугогасящем аппарате.

¹ Соответствующие шунты, омические и емкостные делители, измерительные тороиды и измерительные трансформаторы указаны на схеме рис. 2.

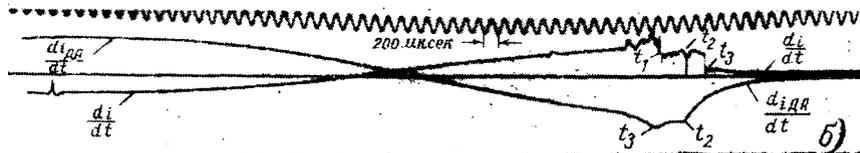
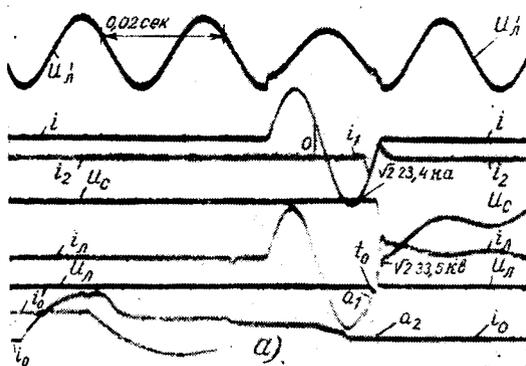


Рис. 3. Осциллограммы испытания воздушного выключателя с шунтирующим сопротивлением на 110 кв, 5 000 мгва при отключении короткого замыкания, удаленного на 0,5 км от шин подстанции: электромагнитная (а) и катодная (б).

Результаты испытания. По схеме (рис. 2) произведено испытание опытного образца воздушного выключателя на 110 кв, 5 000 мгва в условиях однофазного короткого замыкания на расстоянии 0,5 км от шин подстанции. Выключатель испытывался как при шунтировании его дугогасящего разрыва сопротивлением ($R_{ш} = 100 \text{ ом} < z_{л} \approx \frac{400}{2} = 200 \text{ ом}$, где $z_{л}$ — волновое сопротивление линии), так и при отсут-

ствии сопротивления. Так как при всех испытаниях выключатель гасил дугу, то для воспроизведения всех возможных случаев работы схемы путем снижения давления в резервуаре выключателя и уменьшения времени горения дуги в нем были получены опыты негашения дуги в выключателе (повторные зажигания дуги при восстановлении напряжения, определяемом колебаниями на линии) при наличии и отсутствии шунтирующего сопротивления.

На рис. 3 приведены осциллограммы испытания выключателя при наличии шунтирующего сопротивления. Обозначения на осциллограммах соответствуют ранее указанным. Прежде всего отметим, что практически в схеме (рис. 2) ток в линии $i_{л}$ при замкнутом выключателе $ДА$ оказывается не равным нулю, так как имеется электромагнитная связь между контуром линии и основной цепью синтетической схемы. Поэтому при замкнутом $ДА$ ток $i_{л}$ (осциллограмма рис. 3,а) повторяет форму тока i в основной цепи. В момент же образования дуги в $ДА$ на этот ток накладывается ток зарядки линии напряжением $ДА$, изменяющийся по экспоненциальному закону (кривая $i_{л}$ на рис. 1,а). В момент t_0 (рис. 3,а) образуется дуга $u_{ДА}$ в выключателе $ДА$, и ток $i_{л}$ возрастает от мгновенного значения, определяемого синусоидальной кривой (точка a_1), до значения, определяемого суммарным воздействием напряжения на дуге и электромагнитным влиянием (точка a_2). В момент времени, соответствующий точке a_2 , резко меняется производная тока, ибо при этом ток $i_{л}$ достигает значения, равного току в основной цепи, и гаснет дуга в $ДА$, в результате чего в линии начинает протекать тот же ток i , как и через $ИВ$. Соответствующий момент времени хорошо виден на катодной осциллограмме (рис. 3,б), на которой наряду с кривой $\frac{di}{dt}$ зарегистрирована производная тока $\frac{di_{ДА}}{dt}$ в $ДА$. В момент t_1 , когда гаснет дуга в $ОУ$ и об-

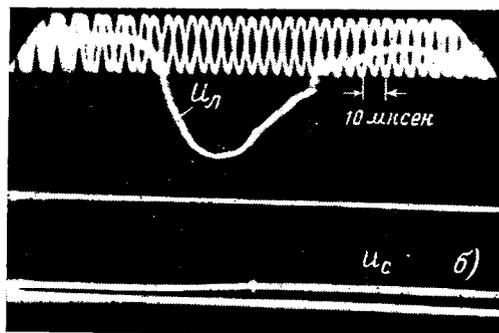
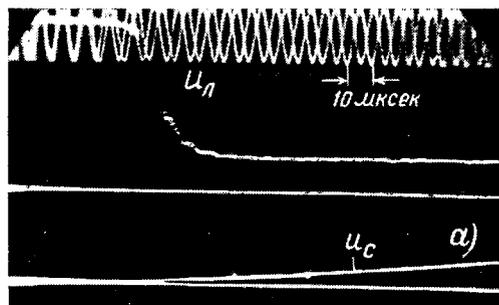


Рис. 4. Осциллограммы напряжения на линейном конце выключателя, шунтированного сопротивлением $R < z$ при гашении дуги (а) и при ее повторном зажигании (б).

разуется один последовательный контур, имеется соответствующий излом в кривых производных токов.

В момент t_2 (соответствует точке a_2 на осциллограмме рис. 3,а) гаснет дуга в $ДА$ и это ясно видно по излому кривой $\frac{di_{ДА}}{dt}$, которая затем падает до нуля².

Из рис. 3,б видно, что момент t_1 образования последовательной цепи на 665 мксек опережает момент гашения дуги в испытуемом выключателе (момент t_3), а гашение дуги в $ДА$ происходит за 290 мксек до гашения дуги в $ИВ$, т. е. процессы происходят в той последовательности, которая указывалась выше.

Характер кривой напряжения $u_{л}$, восстанавливающегося на линейном конце выключателя, хорошо виден на катодной осциллограмме (рис. 4,а). Изломы на кривой напряжения, получающиеся при преломлении волн на линии, позволяют определить собст-

² Замедленный спад кривой производной на осциллограмме обусловлен емкостью измерительной цепи.

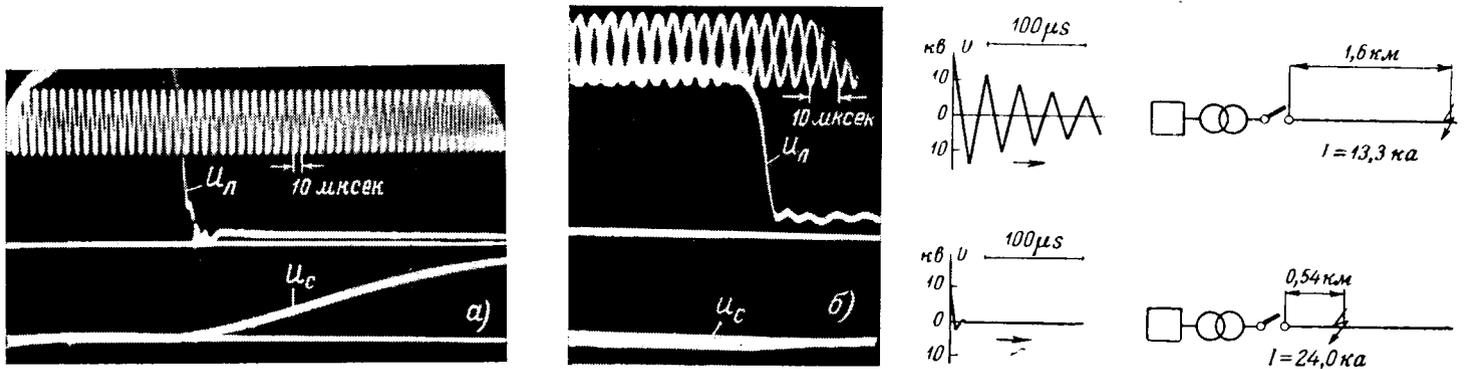


Рис. 5. Осциллограммы напряжения на линейном конце выключателя без шунтирующего сопротивления, полученные при испытании на синтетической схеме (а, б) и при сетевых испытаниях (в).

венную частоту колебаний линий. Полученная величина $f_{л}=125$ кгц (теоретическое значение $f=150$ кгц) хорошо согласуется с известными из литературы опытными данными. Кривая напряжения также соответствует ее теоретической форме (при $R_{ш} \approx \frac{1}{2} z_{л}$).

Заметим, что на осциллограмме зарегистрирована также начальная часть напряжения u_c восстанавливающегося со стороны сети.

На катодной осциллограмме (рис. 4,б) зарегистрировано напряжение $u_{л}$ при негашении дуги испытуемым выключателем, шунтированным сопротивлением.

Из сравнения осциллограмм (рис. 4,а и б) видно, что повторное зажигание начинает развиваться при достижении напряжением на выключателе ма-

ксимального значения, определяемого колебаниями в линии.

При испытании выключателя без шунтирующих сопротивлений были получены электромагнитные и катодные осциллограммы (с механической разверткой времени), аналогичные приведенным на рис. 3. Существенное отличие наблюдается, естественно, в процессах на линии, как это можно видеть из сравнения осциллограмм рис. 5,а и б (снятых с различными развертками времени при опытах с выключателем без сопротивлений) с осциллограммами рис. 4.

Для сравнения на рис. 5,в приведены осциллограммы, полученные при испытании в сети [Л. 4] воздушного выключателя на 150 кВ без шунтирующих сопротивлений. При удалении точки короткого замыкания на расстоянии 1,6 км от шин подстанции, когда ток короткого замыкания составлял 13,3 кА, высокочастотные колебания имели характер, близкий к теоретическому. Когда длина линии была равна 0,5 км, ток короткого замыкания возрос до 24 кА, что привело к появлению остаточной проводимости. Кривая восстанавливающегося напряжения оказалась резко демпфированной. Сопоставление осциллограмм (рис. 5, а и б), полученных во время испытаний на синтетической схеме и в сети при одинаковых значениях тока отключения и длины короткозамкнутой линии, показывает их полную идентичность. В испытанном нами выключателе, рассчитанном на работу при наличии шунтирующего сопротивления, также в первые 10—20 мксек наблюдалось повышенное затухание, обусловленное, по-видимому, остаточной проводимостью.

На катодных осциллограммах (рис. 6) приведены записи напряжения на линейном зажиме выключателя $u_{л}$ и со стороны шин u_c при испытании выключателя без шунтирующих сопротивлений в случае негашения дуги. Повторное зажигание дуги (рис. 6,а) начинает развиваться спустя примерно 20 мксек после восстановления напряжения на выключателе.

Осциллограмма (рис. 6,б) снята при более сжатой развертке времени, и на ней одновременно фиксируется момент t_2 — гашения дуги в дугогасящем аппарате ДА и момент t_3 — гашения дуги в ИВ (см. также рис. 3,б). Процессы, развивающиеся после момента t_3 , аналогичны записанным на рис. 6,а. Остановимся более подробно на переходном процес-

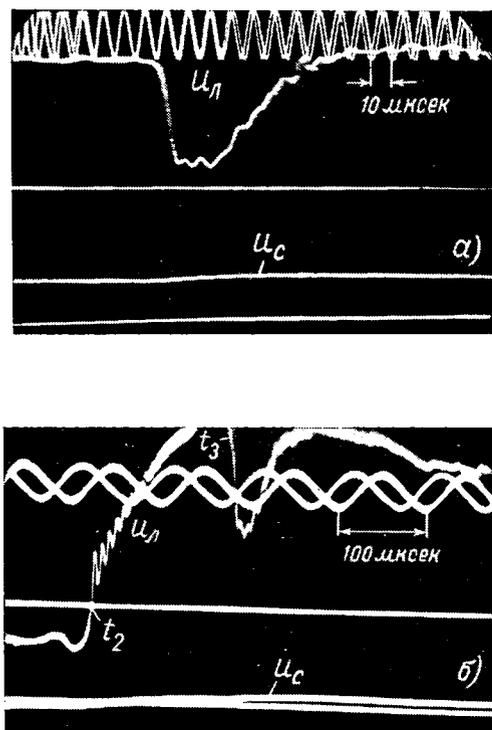


Рис. 6. Осциллограммы напряжения на линейном конце выключателя без шунтирующего сопротивления при негашении дуги в выключателе.

се, который имеет место в момент t_2 гашения дуги в ДА. При $t=t_2$ испытательная схема соответствует изображенной на рис. 7,а, т. е. имеет место последовательное соединение двух контуров. Так как все сопротивления и емкости, шунтирующие реакторы, подобраны с таким расчетом, чтобы обеспечить одночастотное восстановление напряжения, то схема (рис. 7,а) может быть представлена в более простом виде, указанном на рис. 7,б, причем ток в ИВ в момент t_2 продолжает протекать, а потому выключатель можно считать замкнутым (пренебрегая напряжением на его дуговом промежутке). Определим напряжение на линейном конце выключателя при $t \geq t_2$.

Это напряжение может одновременно рассматриваться как напряжение, восстанавливающееся на ДА после гашения в нем дуги (при $t=t_2$). Для его нахождения можно воспользоваться методом наложения (рис. 7,в). При этом напряжение может быть определено при включении вместо ДА источника тока i' в пассивную схему, т. е. при закорачивании источника э. д. с. u_3 . Ток i' представляет собой ток, равный (но противоположно направленный) тому току, который протекал бы в ДА при $t \geq t_2$, если бы в момент t_2 не имело место гашение дуги в ДА. Из графиков (рис. 1,б) ясно, что этот ток (равный разности синусоидального тока $i_{ИВ}$ и постоянного тока $i_{л}$) в первые моменты времени может рассматриваться как линейно нарастающий ток. Приложение такого тока к схеме (рис. 7,в) действительно вызывает такой характер процесса, который зарегистрирован на осциллограмме (рис. 6,б). Этот процесс может рассматриваться как наложение сверхпереходного процесса, определяемого колебаниями в линии, на квазиустановившийся (переходный) процесс, определяемый параметрами испытательной цепи (L_3, C_3, R_3, r_3) и эквивалентной индуктивностью линии (lx'_L). Первый из этих процессов определяет колебания, происходящие с собственной частотой линии (114 кгц), а второй процесс — нарастание напряжения на линии до установившегося значения. Как показывают расчеты, этот процесс сильно демпфирован и близок к аperiodическому.

Из осциллограммы (рис. 6,б) видно, что к моменту t_3 высокочастотные колебания затухают и на линии устанавливается соответствующее напряжение.

Интервал времени между моментами t_2 и t_3 составляет 170 мксек. Таким образом, при указанном интервале времени обеспечивается эквивалентность условий испытания на синтетической схеме.

На приведенной выше катодной осциллограмме (рис. 3) можно видеть, что в момент t_2 на кривой $\frac{di}{dt}$ наблюдались высокочастотные изменения производной. После рассмотрения процессов на линии в момент $t=t_2$ становится ясным характер этих изменений производной $\frac{di}{dt}$. Из эквивалентной схемы (рис. 7) видно, что в первый момент, когда линия может рассматриваться как волновое сопротивление, почти весь ток эквивалентного источника i' прохо-

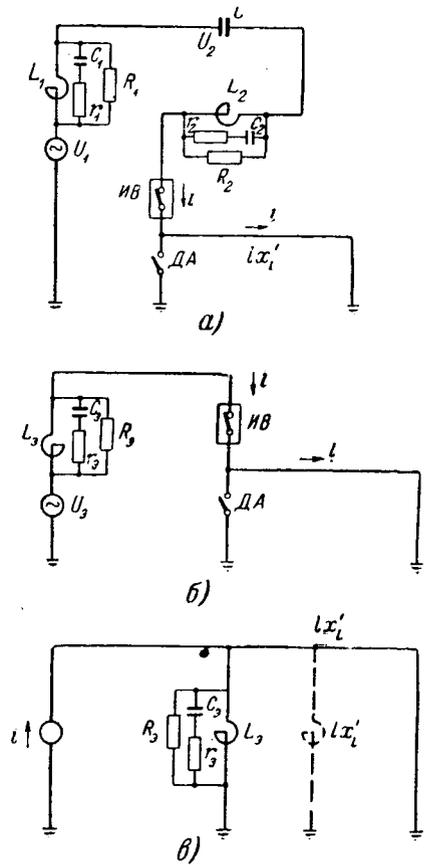


Рис. 7. К анализу процессов в схеме рис. 1.

дит в плечо $C_3 - r_3 - R_3 - L_3$, а потому ток в ИВ мгновенно падает почти до нуля, так как ток i' равен и противоположен по направлению току, который протекал в ИВ.

Таким образом, объясняются все переходные процессы, которые наблюдаются при синтетических испытаниях.

Заключение. Разработанная и практически опробованная при испытании воздушного выключателя 110 кв, 5 000 мва синтетическая схема дает возможность в эквивалентных условиях проверять отключающую способность весьма мощных выключателей в условиях отключения удаленного короткого замыкания.

Литература

1. Каплан В. В. и Нашатырь В. М., Колебательный контур А. А. Горева для испытания аппаратов высокого напряжения, Госэнергоиздат, 1960.
2. Каплан В. В., Нашатырь В. М. и Янчус Э. И., Стенд ЛПИ для испытания высоковольтных аппаратов, «Вестник электропромышленности», 1962, № 4.
3. Каплан В. В., Нашатырь В. М. и Янчус Э. И., Синтетические испытания выключателей, «Электрические станции», 1963, № 5.
4. Petitpiegre R., Airblast circuit-breakers with relation to stresses which occur in modern networks, with particular reference to the interruption of short-line faults, CIGRE, 1960, доклад № 115.

[18.1.1964]

³ Так как $r_3 \ll z_{л}$.

О СОДЕРЖАНИИ И ПРЕПОДАВАНИИ КУРСА «ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ»¹ СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ КУРСА «ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ»²

доктор техн. наук, проф. С. В. СТРАХОВ

Московский институт инженеров транспорта

Курс «Теоретические основы электротехники» (ТОЭ) является основной дисциплиной, в которой изучаются важнейшие электромагнитные явления и методы их расчета, которая формирует необходимые физические представления об основных электромагнитных процессах и готовит студентов к изучению ряда последующих специальных дисциплин. Поэтому открытие на страницах журнала «Электричество» дискуссии об основных изменениях, которые нужно внести в программу курса ТОЭ, о структуре самих программ и методах преподавания курса ТОЭ является вполне своевременным и весьма желательным.

Причиной возникновения примерно 40 лет назад такого курса, надо полагать, было стремление изложить в одном курсе и с единых позиций основной комплекс электромагнитных явлений, которые потом развивались бы и углублялись в последующих специальных дисциплинах. Такой курс необходимо должен был возникнуть еще и потому, чтобы в разных последующих специальных дисциплинах не приходилось повторять несколько раз весь материал, который можно было 1 раз, как следует, изложить в одном курсе. Например, основные положения метода симметричных составляющих излагались в курсе ТОЭ, а использовались в последующих специальных курсах электрических машин, токов короткого замыкания, релейной защиты, устойчивости параллельной работы электрических систем и т. д.

С развитием науки и техники изменились сами специальные дисциплины, появились новые отрасли науки — электроника, кибернетика, вычислительная техника, значительно развилась автоматика и телемеханика. Естественно, что курс ТОЭ, вполне сложившийся ранее, не смог включить в себя все основы, которые были нужны этим дисциплинам, так как эти основы становились различными. Например, теория электромагнитного поля в значительно большем объеме необходима для радиотехнических специальностей, чем для электроэнергетических. Для специалистов в области автоматки и телемеханики совершенно необходимо знание методов синтеза цепей. На электроэнергетических и электромеханических факультетах необходимо значительно более глубокое изучение метода симметричных составляющих, чем это нужно для других специальностей, и т. д. Разумеется, что в существующем курсе ТОЭ остается много материала, необходимого для всех электротехнических специальностей. Это — цепи гармонического тока, комплексный метод, двухполосники и четырехполосники, несинусоидальные токи, переходные процессы, нелинейные цепи постоянного и переменного тока и т. д.

Бесспорно, что курс ТОЭ необходим и сейчас. Однако в настоящее время он должен быть гибким и полностью соответствовать специальным дисциплинам. При этом объеме и содержании ряда его традиционных глав должны измениться. Некоторые разделы и главы курса должны быть очень существенно сокращены и, что самое главное, в составе курса ТОЭ должны появиться новые главы, отражающие сегодняшние требования, которые предъявляются к курсу специальными дисциплинами и которые необходимы для подготовки инженеров различных специальностей. Таким образом, курс ТОЭ должен быть существенно различным для разных специальностей.

Курс ТОЭ не может больше удовлетворяться одной программой для всех специальностей, если мы хотим, чтобы программа была руководством к действию, а не только декларацией. Поэтому нельзя согласиться с мнением проф. Г. И. Атабекова о том, что существующая программа, утвержденная МВ и ССО СССР в 1960 г. является хорошей, что

она «не оковывает творческой инициативы кафедр ТОЭ» и «не предопределяет степени детализации материала». Ее недостатки заключаются в том, что она не стимулирует кафедры ТОЭ к изложению современных вопросов теории цепей, крайне необходимых для ряда специальностей (синтез цепей, линейные цепи с периодически изменяющимися параметрами, теория графов и т. д.). Идя дальше, можно сказать, что и учебники, учебные пособия и задачки по курсу ТОЭ тоже должны быть различными для разных электротехнических специальностей. Нужно отметить, что учебники, как правило, должны содержать больше материала, чем преподаются на лекциях.

Следует подчеркнуть, что разработка программ курса ТОЭ применительно к отдельным факультетам (специальностям) для некоторых вузов также не является чем-то новым. Так, например, в МЭИ в 1955 г. были разработаны и отпечатаны в соответствующих сборниках программы по курсу ТОЭ для отдельных факультетов — электромеханического, электроэнергетического, факультета электровакуумной техники и приборостроения и др.

Разумеется, отдельные программы курса ТОЭ для разных специальностей — не лекарство от всех бед. Поэтому прав проф. Г. А. Сисоян, сказавший, что «никакая программа не может регламентировать творческую работу кафедр и преподавателей, ведущих курсы». Это верно, но в то же время не снимает вопроса о необходимости составления отдельных программ по курсу ТОЭ для нескольких основных специальностей. Такие программы должны быть созданы.

Читателям журнала «Электричество» известны мероприятия, предлагаемые участниками проводимой дискуссии для того, чтобы курс ТОЭ стал отвечать современному положению дел. Здесь хотелось бы остановиться лишь на некоторых из них.

Можно ли в ближайшем будущем ожидать увеличения числа часов по курсу ТОЭ с 320—340 до 400—440 ч? Думается, что нет. Расширение курса ТОЭ могло бы быть сделано, например, за счет сокращения дисциплин механического профиля. И хотя в ряде вузов (МЭИ, ВЭИ, МИИТ и др.) обсуждается вопрос о сокращении числа часов на начертательную геометрию, техническое черчение, теоретическую механику, сопротивление материалов и технологию металлов, но пока что положительных результатов нет. В связи с этим нельзя согласиться с предложением проф. Л. А. Бессонова о делении курса ТОЭ на общую и специальную части, причем для специальной части должны быть, по его мнению, выделены дополнительно 70—100 ч, а общая часть курса для студентов электротехнических специальностей должна примерно соответствовать ныне действующему курсу. Согласиться с этим предложением нельзя потому, что общую часть курса проф. Л. А. Бессонов изменять не предполагает, а специальная часть может появиться только при наличии дополнительных 70—100 ч, которых нет. Требованиям же специальных дисциплин курс ТОЭ должен удовлетворять уже сейчас.

Представляется, что в тех вузах (а таких у нас еще немало), где в качестве первой части курса ТОЭ излагаются физические основы электротехники, значительный резерв времени может быть получен за счет ликвидации этой первой части курса. Этому должна предшествовать очень серьезная работа по согласованию разделов, посвященных электричеству и магнетизму, которые читаются в курсе физики. Необходимо, чтобы эти разделы излагались так, как это требуется для курса ТОЭ, т. е. исходя из тех принципиальных позиций, которые выработаны электротехниками и с использованием именно тех систем единиц, которые применяются в электротехнике.

Некоторым недостатком начала изложения курса ТОЭ с теории цепей является то, что студенты не будут знать до изучения теории электромагнитного поля, как вычислять интегральные параметры R , L и C , которыми они оперируют в теории цепей. Однако в этом недостатком во имя значительного выигрыша времени можно мириться.

¹ См. «Электричество», 1963, № 5, 8, 10; 1964, № 1, 4.

² Настоящая статья в основном соответствует содержанию доклада, сделанного автором 28 ноября 1963 г. на заседании энергетической секции Московского дома ученых АН СССР.

В свете сказанного целесообразно следующим образом разделить лекционные часы по отдельным главам курса ТОЭ, например, для специальности автоматика и телемеханика (всего 168 лекционных часов):

| Наименование разделов | Число лекционных часов |
|--|------------------------|
| Теория цепей (140 ч лекций) | |
| Введение и цепи постоянного тока | 2 |
| Цепи синусоидального тока (с элементами электронных цепей) и методы их расчета | 24 |
| Двух- и четырехполюсники | 8 |
| Трехфазные цепи | 6 |
| Несинусоидальные процессы | 8 |
| Частотные фильтры | 8 |
| Синтез двух- и четырехполюсников | 12 |
| Линейные цепи с переменными во времени параметрами | 10 |
| Переходные процессы в линейных цепях | 20 |
| Нелинейные электрические и магнитные цепи с постоянными и гармоническими источниками | 20 |
| Переходные процессы в нелинейных цепях | 8 |
| Цепи с распределенными параметрами (линии) | 8 |
| Волны в линиях | 6 |
| Теория электромагнитного поля (28 ч) | |
| Электростатическое поле | 6 |
| Электрическое поле в проводящей среде | 2 |
| Магнитное поле | 4 |
| Переменное электромагнитное поле | 16 |

Отсюда следует ряд методических предложений:

1. Необходимо тщательно согласовать разделы по электричеству и магнетизму в курсах физики и ТОЭ, в части одинаковой трактовки основных векторов электрического (E , D , P) и магнитного (B , H , J) полей и применяемых систем единиц, о чем было сказано выше.

2. Необходимо детальное согласование курса ТОЭ с курсом математики, в котором должны изучаться преобразования Лапласа и Фурье, их основные свойства и применение для решения систем дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами, основные свойства матриц, векторный анализ с операциями $\text{grad } \phi$, $\text{div } A$, $\text{rot grad } \phi$, $\text{div rot } A$ и $\nabla^2 \phi$ и элементы теории вероятностей в объеме 6—8 лекционных часов (среднее по времени и по множеству, эргодическая гипотеза, автокорреляционные и взаимные корреляционные функции и их связь с соответствующими спектральными плотностями).

Вместе с тем именно здесь нужно отметить, что нельзя согласиться с проф. Л. А. Бессоновым, который предлагает задачам, решаемым на упражнениях по математике, давать «электротехнический оттенок». Вряд ли это что даст. Пусть студенты научатся формальным приемам математики в хорошем смысле этого слова, и тогда они легко будут применять их при изучении специальных дисциплин.

3. Цепи постоянного тока нецелесообразно выделять в отдельный раздел. Изложение теории цепей после краткого введения и после краткого повторения формулировок закона Ома и законов Кирхгофа для цепей постоянного тока, данных в курсе физики, может быть начато прямо с изучения простейших цепей синусоидального тока. На примере неразветвленной цепи синусоидального тока целесообразно ввести комплексный метод. И только после этого для расчета сложных цепей следует рассмотреть все основные методы их расчета.

4. Для таких специальностей, как автоматика и телемеханика, необходимо иметь достаточно большой раздел синтеза двух- и четырехполюсников по их частотным характеристикам с рассмотрением вопроса о физической реализуемости задачи. Эти сведения нужны для изучения вопроса о минимизации среднеквадратичной ошибки, формул Шеннона и

Винера при рассмотрении систем автоматического управления, работающих при стационарных случайных воздействиях.

Для этих же специальностей должен быть существенно развит раздел курса, посвященный линейным цепям с переменными во времени, в частности с периодическими, параметрами, и значительно увеличен удельный вес частотных методов расчета линейных цепей. Последнее необходимо для изучения синтеза цепей и для углубленного изучения переходных процессов в линейных цепях.

Следует согласиться с предложениями проф. Д. А. Городского об аспектах логической структуры курса ТОЭ. Со своей стороны я бы их сформулировал следующим образом: а) вновь вводимые предложения не принимать на веру и по возможности строго обосновывать; б) раскрывать физическую сущность явлений, но не стремиться найти ее там, где ее нет; в) установить минимальное число основных предпосылок, необходимое и достаточное для обоснования всех положений курса ТОЭ; г) указать, какие исходные положения принимаются в качестве обобщения опытных данных или постулатов и чем вызывается необходимость принятия этих постулатов. Необходимо заметить, что вопрос о минимальном числе основных предпосылок тесно сопрягается с курсом математики, ибо в математической логике вопросы непротиворечивости и полноты системы посылок (аксиом), принимаемых за исходные, имеют очень большое значение.

Следует согласиться с мнением проф. Л. А. Бессонова о необходимости исключения из программы курса ТОЭ всех устаревших и второстепенных вопросов. Наряду с этим следует отметить, что в выступлениях отдельных участников дискуссии (например, проф. Д. А. Городского) затрагиваются слишком частные вопросы. Таких вопросов много. Едва ли стоит их обсуждать, ибо, как известно, вопросы методики преподавания не имеют однозначного решения. Поэтому прав проф. П. А. Ионкин, который говорит, что статья Д. А. Городского написана так, что не позволяет установить его точку зрения на построение всего курса ТОЭ в целом.

Противоречиво звучит утверждение Н. А. Мельникова и А. И. Долгинова об эффективности классического метода. Если решать задачу на счетных машинах, то очень большое значение имеет ее правильное и наиболее рациональное описание системой интегрированных дифференциальных уравнений. И это относится не только к учебному процессу, но еще больше — к проведению научных исследований. Но если говорить о расчете, то классический метод никак не является более простым, чем операторный или частотный. Определение постоянных интегрирования по начальным условиям путем многократного совместного решения систем алгебраических уравнений — это промоздкий процесс, являющийся основным недостатком классического метода. Хотя алгоритм этого процесса существует для общего случая, но он, безусловно, сложнее порядка определения оригинала по изображению, даваемого операторным или частотным методами.

Нельзя согласиться с проф. Л. А. Бессоновым в вопросе о целесообразности использования счетных машин непрерывного и дискретного действия в курсовых (домашних) и лабораторных заданиях по ТОЭ. Об этом сейчас говорить еще рано. В настоящее время только отдельные дипломники имеют возможность использовать счетные машины при работе над дипломными проектами. И сам вопрос об использовании счетных машин при изучении курса ТОЭ не является основным, как это утверждают Н. А. Мельников и А. И. Долгинов. Однако они правы в том, что студенты должны получать основы знаний по вычислительной технике уже в курсе математики (необязательно только на первом курсе) и к началу дипломного проектирования должны быть подготовлены к работе на счетных машинах непрерывного и дискретного действия. При этом они должны в известной мере изучить также и программирование.

Вопрос о рационализации процесса обучения является очень важным. И все, что может этому помочь, должно быть принято во внимание. Поэтому следует начать составление программированных учебников, создавать и внедрять обучающие машины в практику учебной работы вузов.

Выводы. 1. Необходимо строить курсы ТОЭ в соответствии с требованиями, предъявляемыми специальными дисциплинами и отдельными специальностями.

2. Целесообразно приступить как можно скорее к разработке новых программ курсов ТОЭ для нескольких основных специальностей с привлечением к этой работе представителей профилирующих кафедр.

ВОПРОСЫ ПРЕПОДАВАНИЯ КУРСА «ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ»

Доктор техн. наук, проф. О. Б. БРОН

Ленинград

Теоретические основы электротехники являются фундаментом, на котором формируется техническое мировоззрение будущего инженера-электрика. Это справедливо отмечают многие участники дискуссии. Но для формирования технического мировоззрения современного инженера при изложении тех или иных разделов курса следует давать им не только правильное математическое и физическое, но философское толкование. Хотя во всех выходящих в настоящее время у нас курсах теоретических основ электротехники дается определение поля как вида материи, однако при изложении многих вопросов сохранилась старая трактовка явлений, сложившаяся в период формальных представлений о поле. В связи с этим обратим внимание на следующее.

1. Во многих курсах говорится, что «источниками электрического поля являются электрические заряды». Но поле, являющееся видом материи, нельзя ни создать, ни уничтожить. Его можно получить за счет других видов материи или преобразовать в другие виды материи. Ни то, ни другое не происходит в электрических зарядах и поэтому они не являются источником поля.

Не менее ошибочными являются утверждения, что «заряд создает электрическое поле» или «ток создает магнитное поле».

2. В учебниках часто говорят о том, что «два заряда» или «два электрических тока» «взаимодействуют между собой с определенной механической силой». В этих формулировках имеются две ошибки.

Во-первых, при такой формулировке можно подумать, что заряды здесь рассматриваются как некоторая субстанция, а возможно, и как некоторый вид материи, который подвергается воздействию механических сил. Но по современным представлениям заряд — это только величина, характеризующая взаимную связь вещества и поля. В таком случае нельзя говорить, что на нее действуют механические силы. Они действуют не на заряд, а на заряженное тело (частицу) и не на электрический ток, а на проводник с током.

Во-вторых, надо избегать того, чтобы формулировки могли вызвать у кого-либо представление о действии на расстоянии. В действительности на каждое заряженное тело действует не другое заряженное тело (частица), а их общее поле — и это следует подчеркнуть.

3. В учении о поле широко используются сеткой силовых линий и линий равного потенциала. Эта сетка получается в результате построений, подчиненных определенным правилам. Однако у учащегося не складывается представлений о том, какую сторону поля как вида материи характеризует эта сетка. Формальное же изложение вопроса приводит к тому, что учащиеся уясняют его трудно. В действительности сетка силовых линий и линий равного потенциала характеризует плотность распределения в пространстве энергии и массы поля, если сетка построена так, что $\Delta U = \text{const}$ и $\Delta \Psi = \text{const}$.

4. Непосредственно к вопросу о массе поля имеет отношение и высказывание проф. Д. А. Городского в настоящей дискуссии [Л. 1]. Опыты П. Н. Лебедева по измерению светового давления считают доказательством существования массы электромагнитной волны. Д. А. Городский полагает, что «световое давление» есть ни что иное, как проявление так называемых сил бокового распора. И в опытах П. Н. Лебедева экспериментально воспроизводилась такая обстановка, при которой по одну сторону преграды имелось электромагнитное поле, линии которого параллельны преграде, а по другую сторону его не было.

«Следовательно, — пишет Д. А. Городский, — нет никаких оснований связывать явление светового давления со скоростью движения световой волны и делать отсюда какие-либо заключения о ее массе».

С этим нельзя согласиться. Конечно, давление на преграду можно создать силами бокового распора, но в опытах со световым давлением поглощающая преграда нагревается. Этого нельзя объяснить, исходя из сил бокового распора, имеющих место в статических полях. В таком случае приходится

обратиться к скорости электромагнитной волны со всеми вытекающими отсюда следствиями, приводящими к представлению о массе поля. Электромагнитная волна приносит с собой ту энергию и массу поля, которые поглощаются преградой.

Д. А. Городский совершенно правильно утверждает, что «во всем надо стараться быть ближе к физике явлений и использовать каждый удобный случай, чтобы раскрывать ее возможно более полно». Однако сам он нарушил это положение и его трактовка светового давления страдает именно тем, что не учитывает всех сторон рассматриваемого явления.

5. Законы сохранения энергии, массы, количества движения и моментов количества движения являются всеобщими законами. Им подчиняются все происходящие в природе явления. Это подтверждено всей суммой накопленных нами знаний. О неуничтожимости и несотворимости материи и ее движении мы судим по сохранению при всех преобразованиях указанных выше свойств. Если законы сохранения являются всеобщими, то все частные законы должны быть их следствием. Следствием законов сохранения являются и все основные законы электромагнитного поля.

Д. А. Городский ставит вопрос иначе: «Электротехникам все же интересно было бы знать, в силу каких электротехнических законов электрическое поле таково, что оно подчиняется принципу сохранения энергии. В конце концов ведь электрическое поле есть поле вектора E и, следовательно, что все его особенности должны вытекать из свойств вектора E » [Л. 1].

По этим вопросам необходимо заметить следующее.

Электрическое поле, рассматриваемое как одна из сторон более общего электромагнитного поля, является видом материи и так же, как и все другие виды материи, подчиняется законам сохранения. Нет таких «электротехнических законов», в силу которых электрическое поле подчиняется законам сохранения. Наоборот, все законы электромагнитного поля сами являются следствием законов сохранения энергии, массы, количества движения и моментов количества движения.

Нельзя согласиться с утверждением Д. А. Городского, что все особенности электрического поля должны вытекать из свойств вектора E . Законы сохранения обнаруживаются в процессе превращения одного вида материи и формы ее движения в другой. Но этот процесс требует для своей характеристичности как величин, относящихся к электрическому полю, так и величин, характеризующих тот вид материи или ту форму движения, в которой преобразуется поле. Этого нельзя сделать, пользуясь только вектором E , характеризующим статическое поле.

Глубоко ошибочным является утверждение, что «электрическое поле в конце концов есть поле вектора E ».

Между определениями понятия «поле» в физике и в математике имеются существенные различия. Математика имеет дело с абстрактными величинами. Поля векторов E , D , H и V являются математическими полями. Электромагнитное же поле в физике есть вид материи. Математические поля здесь применяются только для описания свойств физического поля, но не исчерпывают этих свойств. Путаница здесь происходит потому, что одним и тем же термином «поле» в физике и математике обозначаются совершенно различные понятия.

6. Существенным недостатком преподавания является то, что многие определения основных физических величин в курсах ТОЭ носят формальный характер. В них не вкрывается сущность тех свойств вещества или поля, которые должна характеризовать рассматриваемая величина. Например, электрическому сопротивлению при постоянном токе дается такое определение: это есть «скалярная величина, равная отношению постоянного напряжения на участке электрической цепи к постоянному току в ней, при отсутствии на участке э. д. с.» [Л. 2, стр. 30]. Этим определением совершенно точно устанавливается величина электрического сопротивления. Однако здесь ничего не говорится о том, что характеризует эта величина. Приведенное определение следует дополнить указанием на то свойство вещества, которое характеризует электрическое сопротивление: способность тел или сред, по кото-

рым проходит ток, поглощать электромагнитное поле вместе с его энергией.

7. В задачи курса, формирующего техническое мировоззрение инженеров-электриков, входит рассмотрение всех электромагнитных явлений с материалистических позиций. Учащемуся нужно показать, что все процессы в электрических машинах, аппаратах, трансформаторах и т. д.— это не только энергетические процессы, но и процессы преобразования одних видов материи и форм их движения в другие. Такой подход к толкованию электромагнитных процессов будет спо-

собствовать как правильному физическому, так и правильному философскому пониманию явлений.

Литература

1. Городский А. Д., О недостатках преподавания теоретических основ электротехники, «Электричество», 1963, № 5.
2. Электротехника, Электроника, Терминология, Изд-во АН СССР, М., 1962.

УДК 621.3.01

К ВОПРОСУ О СОДЕРЖАНИИ КУРСА ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ОСНОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

*Проф. Д. С. КОЛОБКОВ,
кандидат техн. наук, доц. Е. Г. ГРИНБЕРГ*

Харьков

В высших учебных заведениях, готовящих инженеров радиотехнического профиля, в связи с быстрым развитием электроники, автоматики, кибернетики особенно остро стоит вопрос о рационализации курсов, до сих пор считавшихся «классическими», о их сокращении, объединении, пополнении новыми вопросами. Одновременно в связи с неизбежным увеличением числа часов на специальные технические и профилирующие дисциплины, читаемые на старших курсах, происходит вытеснение курсов «Теоретические основы электротехники», «Теоретические основы радиотехники» и других на первые годы обучения студентов. Это требует весьма жесткой координации с предшествующими дисциплинами, главным образом с математикой и физикой.

Одной из возможных форм коренной перестройки изучения курсов «Теоретические основы электротехники» и «Теоретические основы радиотехники» является объединение их в единый курс, условно далее называемый «Теория электрорадиотехнических цепей». В этом курсе целесообразно унифицировать изложение так, чтобы к ряду вопросов не приходилось возвращаться в других дисциплинах, например в курсе автоматического регулирования. К таким вопросам могут быть отнесены общие понятия, связанные с временными и частотными характеристиками, передаточными функциями, критериями устойчивости и др.

Курс «Теория электрорадиотехнических цепей», на наш взгляд, должен состоять из следующих разделов:

1. *Расчет линейных электрических цепей в стационарном режиме.* В этом разделе даются основные понятия и определения, изучаются законы, лежащие в основе расчета цепей, приводятся различные методы расчета цепей с сосредоточенными постоянными. Раздел заканчивается элементами общей теории четырехполюсников.

2. *Переходные процессы в линейных электрических цепях.* Здесь приводится классический метод анализа цепей. Подробно рассматриваются переходные процессы в цепях первого, второго и высших порядков. Изучаются временные (переходные и импульсные), а также частотные характеристики

цепей. Изучение частотных характеристик заканчивается основами теории пассивных электрических фильтров.

3. *Прохождение сигналов через линейные цепи.* Прохождение стационарных сигналов через линейные электрические цепи рассматривается на основе интегралов наложения, спектрального и операционного методов. Вопросы, связанные со случайными сигналами и шумами, изучаются в последующих дисциплинах. Такое распределение материала обусловлено в основном последовательностью изучения студентами соответствующих разделов математики.

4. *Элементы синтеза линейных электрических цепей.* Рассматривается синтез двухполюсников. Приводятся некоторые общие соображения по синтезу четырехполюсников.

5. *Цепи с обратными связями.* Здесь содержатся общие вопросы, связанные с положительной и отрицательной обратными связями, и даются критерии устойчивости систем.

6. *Понятие о нелинейных цепях.* Раздел содержит общие положения о свойствах нелинейных цепей, аппроксимации нелинейных характеристик, методах расчета нелинейных цепей и нелинейных преобразованиях сигналов. Раздел является общим введением к таким дисциплинам, как, например, курсы передающих и приемных устройств, импульсной техники и др.

Темы, связанные с теорией электромагнитного поля, по своему физическому содержанию резко отличаются от изложенного выше материала. Они базируются и на ином математическом аппарате. Эти темы, на наш взгляд, можно объединить с курсами распространения радиоволн, антенных устройств и т. п.

Опыт преподавания в течение нескольких последних лет курса «Теория электрорадиотехнических цепей», близкого по содержанию к рассмотренному¹, показал его полную целесообразность. Число часов, отведенных на курс, в 2 раза меньше суммарного числа часов, отведенных раньше на курс «Теоретические основы электротехники» и соответствующие разделы курсов «Теоретические основы радиотехники» и «Автоматическое регулирование». Однако исключение повторений и второстепенных вопросов, а также более стройный порядок прохождения материала позволили улучшить усвоение программы студентами.

¹ Курс был разработан коллективом в составе: Д. С. Колобкова, Е. Г. Гринберга, А. П. Пинскера, Б. И. Штительмана, А. А. Макаровского и В. А. Тимофеева.



ЗАСЕДАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СЕКЦИИ МОСКОВСКОГО ДОМА УЧЕНЫХ АН СССР, ПОСВЯЩЕННОЕ ПРЕПОДАВАНИЮ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ОСНОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ В ВУЗАХ

28 и 29 ноября 1963 г. в Московском доме ученых прошло заседание энергетической секции, посвященное преподаванию теоретических основ электротехники. В заседании приняли участие более 80 представителей вузов разных городов СССР. Открывший заседание проф. **Б. А. Телешев** во вступительном слове отметил, что оно было организовано для предоставления возможности ведущим ученым страны обменяться мнениями по назревшим вопросам как методики преподавания теоретических основ электротехники, так и содержания курса и наметить направления его дальнейшего развития.

Современное состояние курса ТОЭ и желательные направления его развития были подробно рассмотрены в докладе председателя энергетической секции **С. В. Страхова**, инициатора совещания.

В своем выступлении **Г. И. Атабеков** отметил большой интерес к курсу ТОЭ. Он указал, что анализ и синтез цепей должны стать неотъемлемыми частями курса, и подчеркнул, что знания слушателей курса в основном достаточны для его восприятия. Отметив, что курс ТОЭ должен быть цельным и содержать также и теорию поля, он указал, что для ряда специальностей особое значение имеет теория цепей (например, для специальностей кибернетического профиля, автоматики и телемеханики, математических машин и др.). Поэтому необходим еще специальный курс «Теория электрических цепей» для этих специальностей.

Л. А. Бессонов указал на необходимость дальнейшего развития курса ТОЭ с учетом новых достижений (введение элементов топологии, новых методов анализа и синтеза нелинейных цепей, развитие разделов, посвященных теории поля) и высказал мнение, что для ряда специальностей весьма полезно увеличить число часов на курс ТОЭ (например, за счет дисциплин механического профиля).

Д. А. Городский обратил внимание на то, что в ряде случаев при изложении курса уделяется мало внимания физическому рассмотрению отдельных процессов. При этом излишнее математическое оформление излагаемого материала как бы заслоняет физическую сущность процессов. Он отметил также, что основы большого числа электротехнических вопросов должны излагаться в курсе ТОЭ, а не в специальных курсах.

В. А. Тафт проанализировал изменения, происходящие в курсе ТОЭ (например, четко оформилась теория цепей), и высказал мнение, что ряд вопросов курса более прикладного характера следует передать специальным кафедрам. Это дало бы возможность расширить и углубить фундаментальные разделы курса без изменения общего количества часов, отводимых на курс. **В. А. Тафт** отметил также, что следует выпускать специалистов по теоретическим основам электротехники.

И. Г. Араманович высказался за тесный контакт между кафедрами математики и ТОЭ с точки зрения улучшения математической подготовки студентов в направлении удовлетворения возросших требований со стороны курса ТОЭ.

А. А. Соколов указал на возможность сокращения времени изложения отдельных вопросов за счет введения новых прогрессивных математических приемов расчета (в частности, связанные с применением топологических методов), что позволит углубить рассмотрение отдельных его разделов без изменения общего числа часов, отводимых на курс.

Л. Р. Нейман посвятил свое выступление рассмотрению актуальных вопросов в развитии курса ТОЭ, отметив, что наряду с задачей обеспечения последующих специальных дисциплин курс ТОЭ имеет и свою самостоятельную задачу — дать достаточно широкую теоретическую подготовку будущим инженерам. Он указал также, что наряду с важностью развития теории цепей исключительное значение имеет и теория

поля для ряда новых направлений в электротехнике, таких, как например, магнитогидродинамика. Указав на необходимость усиления физической и математической подготовки слушателей в связи с дальнейшим развитием курса ТОЭ, **Л. Р. Нейман** отметил желательность и возможность некоторого увеличения времени, отводимого на чтение курса, за счет объединения для ряда специальностей дисциплины механического профиля и перестройки учебного плана в целом. Он также подчеркнул, что программа по курсу должна быть единой и что при чтении курса наряду с изложением методов расчета больше внимания следует уделять физической сущности явлений.

Г. Р. Рахимов, остановившись на назначении и структуре курса ТОЭ, отметил, что курс должен по-прежнему быть единым без разделения его на изолированные части (цепи, поле и др.), что следует улучшать курс ТОЭ и процесс его преподавания, а также заботиться о составе преподавателей, квалификация которых должна непрерывно расти.

В выступлении **А. М. Кугушева** отмечалось, что современное содержание курса ТОЭ не охватывает всей широты и глубины учения об электромагнитных явлениях, используемых в современной технике, в результате чего курс ТОЭ недостаточен для современных инженеров — специалистов по радиоэлектронике. Это заставило ввести для радиоэлектронных специальностей курс теоретических основ радиотехники. Однако при подготовке инженеров-электриков необходим более широкий охват курсом ТОЭ учения об электрических явлениях. В связи с этим **А. М. Кугушев** предложил объединить курсы теоретических основ электротехники и радиотехники.

В. М. Лавров отметил, что курс ТОЭ воспитывает электротехническое мышление, в связи с чем необходимо развивать и углублять теорию линейных и нелинейных цепей, сохраняя деление курса на теорию цепей и теорию поля.

А. И. Долгинов указал на трудности чтения специальных курсов, если слушатели недостаточно знают теоретические основы электротехники. Однако курсы ТОЭ следует в некоторой мере дифференцировать в направлении основной специализации слушателей.

Ю. Е. Нитусов отметил необходимость физически единого подхода к изложению отдельных частей курса. Таким единым физическим подходом могли бы стать энергетические представления, что облегчит слушателям понимание единого существа процессов, рассматриваемых в курсе, и связей между процессами.

В своем выступлении **Б. И. Яхинсон**, отметив необходимость развития курса ТОЭ, сказал, что курс должен включать теорию цепей и теорию поля; передавать эти разделы в другие курсы не следует (эти разделы должны читаться специалистами-электротехниками).

Н. Н. Линиченко предложил следующие мероприятия для улучшения преподавания курса ТОЭ: пересмотр (в сторону снижения) норм учебной нагрузки, уменьшение количества слушателей на одного преподавателя, разделение курса на основные части и специальные главы (с возможным выделением последних в отдельные курсы).

И. А. Федорова отметила, что до сих пор в некоторых институтах нет должной увязки между курсами электротехники и курсами физики и математики. Недостаточна литература по теоретическим основам электротехники.

Ю. М. Мацевитый сказал, что не следует подменять задачу формирования электротехнического мышления у слушателей формальным увеличением объема курса с приданием ему оттенка энциклопедичности. Программа курса должна быть единой.

По мнению **П. Н. Матханова** курс ТОЭ должен начинаться с теории поля, так как она является основой электротехнического мышления. Однако объем этой части курса должен

зависеть от основной специализации слушателей. В теории цепей должны быть усилены разделы активных цепей и синтеза.

Г. П. Смирнов обратил внимание на то, что курс ТОЭ не вспомогательный, а призван формировать электротехническое мышление студентов. Однако в теории поля и теории цепей в современном их виде используются разные методы, поэтому они являются отдельными частями курса и должны соответственно преподноситься слушателям. Эти два раздела с точки зрения формирования электротехнического мышления лишь дополняют друг друга.

В своем заключительном слове С. В. Страхов подвел

итоги обсуждения вопросов преподавания и современного состояния курса ТОЭ.

Заседание постановило: 1) обратить внимание соответствующей комиссии Министерства высшего и среднего специального образования СССР на недостаточное число часов, отведенных в ряде случаев на курс ТОЭ; 2) считать целесообразным организовать периодически созываемый семинар по курсу ТОЭ и 3) просить методическую комиссию по курсу ТОЭ при МВ и ССО СССР рассмотреть программу курса ТОЭ с учетом настоящего обсуждения и дискуссии в журнале «Электричество».

*Кандидат техн. наук,
доц. Ю. Е. Нитусов*

УДК 621.31

ПРОФЕССОР Б. А. ТЕЛЕШЕВ

(К 70-летию со дня рождения и 45-летию инженерной и научно-педагогической деятельности)

12 марта 1964 г. исполнилось 70 лет со дня рождения Бориса Аркадьевича Телешева. В 1917 г. Б. А. Телешев окончил электромеханическое отделение Петроградского политехнического института, а в 1920 г., защитив дипломный проект при электротехническом факультете МВТУ, получил звание инженера-электрика.

В Объединении электрических станций Московского района (МОГЭС) Б. А. Телешев был одним из организаторов первой в Советском Союзе диспетчерской службы Московской энергосистемы, главным диспетчером этой системы, заведующим высоковольтными сетями Московского объединения, главным инженером по строительству Московского высоковольтного кольца и высоковольтных сетей Московского района, главным инженером строительства Бобриковской (ныне Новомосковской) ГРЭС (период строительства станции). В связи с реорганизацией строительства в 1931 г. Б. А. Телешев переводится в Энергострой сначала главным инженером Московского отделения, а затем заместителем начальника проектного управления Энергостроя (ныне Теплоэлектропроект).

В 1934 г. Б. А. Телешев приглашается в Энергетический институт им. Кржижановского АН СССР на должность заместителя директора по научной части и работает непосредственным помощником академика Г. М. Кржижановского по руководству институтом до 1946 г.

С 1923 г. Борис Аркадьевич ведет научно-педагогическую работу сначала



в Московском механическом институте им. Ломоносова, а затем в Институте народного хозяйства им. Плеханова. После образования в 1930 г. Московского энергетического института Б. А. Телешев переходит на работу в МЭИ, где работает до 1940 г. доцентом кафедры «Центральные электрические станции», заведующим этой кафедрой (1932—1937 гг.) и профессором кафедры. В 1933 г. Б. А. Телешеву присвоено звание профессора. В период с 1932 по 1935 г. Борис Аркадьевич являлся деканом электроэнергетического факультета МЭИ.

В 1940 г. Б. А. Телешев избирается по конкурсу заведующим кафедрой электротехники Московского института тонкой химической технологии, которой руководит до 1955 г. В 1944 г. Борис Аркадьевич участвует в организации

энергетического факультета Московского инженерно-экономического института им. С. Орджоникидзе. С 1946 г. по настоящее время Б. А. Телешев работает заведующим кафедрой «Электрические станции и системы» этого института.

Борисом Аркадьевичем Телешевым опубликовано свыше 40 научных работ. Его перу принадлежат учебные пособия по курсу «Электрические станции и подстанции» и вышедшее в двух изданиях учебное пособие по курсу «Общая электротехника». Б. А. Телешевым проведено большое число экспертиз проектов электрических станций и сетей, он участник правительственной экспертизы проекта Днепровской ГЭС им. В. И. Ленина.

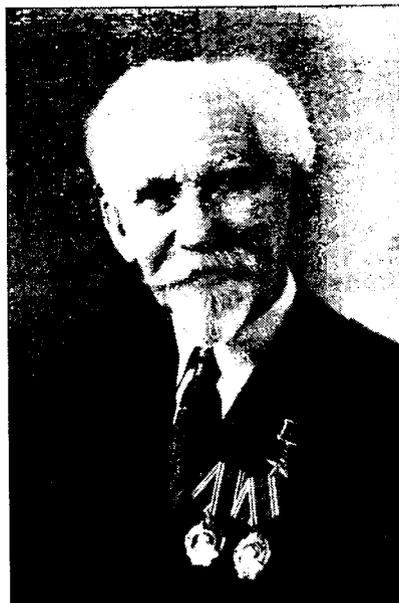
Свою большую творческую производственную и научно-педагогическую работу Б. А. Телешев совмещает с активной общественной деятельностью. Свыше 20 лет он активный член научно-технического общества энергетической промышленности, в течение которых с 1944 по 1951 г. он состоял председателем Московского правления общества. За заслуги в работе НТОЭП в 1959 г. он удостоен звания почетного члена Общества. Борис Аркадьевич участвует в работе методических комиссий Министерства высшего и среднего специального образования.

В 1950 г. Б. А. Телешев избирается депутатом Московского городского совета депутатов трудящихся. За свою плодотворную деятельность проф. Б. А. Телешев награжден орденами Ленина и Трудового Красного Знамени и медалями.

Л. Д. Белькинд, В. А. Веников, А. А. Глазунов, П. Г. Грудинский, К. П. Жадин, С. П. Жебровский, В. И. Лапицкий, Б. К. Неклюдов, В. А. Павленко, Д. В. Разевиг, Г. И. Росиевский, А. П. Сафонов, Н. И. Соколов, Л. А. Солдаткина, А. А. Тайц, С. А. Ульянов,

ПЕТР ИВАНОВИЧ ВОЕВОДИН

(К 80-летию со дня рождения)



Исполнилось 80 лет со дня рождения Петра Ивановича Воеводина — старого большевика-ленинца, члена КПСС с 1899 г., активного пропагандиста ленинских идей электрификации страны.

Вся его жизнь — жизнь профессионального революционера — была посвящена беззаветному служению делу коммунистической партии. Многие годы Петр Петрович посвятил руководству журналом «Электричество», активной деятельности в рядах научно-технического общества энергетиков.

В первые годы осуществления ленинского плана ГОЭЛРО партия поручает Петру Ивановичу руководство работой по пропаганде электрификации страны.

Известно, какое исключительное значение придавал В. И. Ленин этому вопросу. В ряде своих выступлений, в проекте решения VIII Всероссийского съезда Советов, Владимир Ильич настойчиво указывал на важнейшее значение развертывания самой широкой пропаганды плана ГОЭЛРО. В декабре 1920 г. В. И. Ленин в своем проекте «Наказа по вопросам хозяйственной работы», принятом IX Всероссийским съездом Советов, писал: «Что во исполнение решений VIII съезда Советов о пропаганде плана электрификации России сделано и еще далеко недостаточно» (г. 33, стр. 156). Поэтому и не случайно, что партия поставила на этот важнейший участок одного из своих старейших членов — Петра Ивановича Воеводина.

Еще юношей Петр Воеводин стал на революционный путь борьбы рабочего класса. В 1899 г. он принимает участие в забастовке на Днепропетровском заводе сельскохозяйственных машин. В 1900 г., работая литейщиком на заводе в Нижне-Днепропетровске, вступает в нелегальный кружок, организованный выдающимся пролетарским революционером Иваном Васильевичем Бабушкиным. Весной 1901 г. Петр Иванович за участие в нелегальной массовке арестовывается царской охранкой и высылается в Саратов под особый надзор полиции, где он снова ведет революционную работу. В Саратове П. И. Воеводин вновь был арестован жандармами, после чего в течение трех лет отбывал заключение в сармарской тюрьме.

Отбыв заключение, Петр Иванович продолжает революционную работу. В начале 1905 г. он направляется Центральным комитетом РСДРП в Сибирь. Началась жизнь профессионального революционера, связанная с непрерывной слезной шпиков, арестами, ссылками. Только после падения самодержавия П. И. Воеводин возвращается в Томск из Нарымского края, где он отбывал ссылку.

После победы Великой Октябрьской Социалистической революции Петр Иванович был назначен председателем Совета Народного хозяйства Западной Сибири. В мае 1918 г. он приезжает в Москву для доклада Владимиру Ильичу по вопросам развития хозяйства Сибири. П. И. Воеводин участвовал в работах I Всероссийского съезда Советов народного хозяйства.

В первые годы Советской власти партия переводит П. И. Воеводина из Сибири в Москву на работу в Московский Областной Продовольственный комитет. Затем его перебрасывают на работу в Высший Совет Народного хозяйства.

В 1921 г. Владимир Ильич Ленин поручает П. И. Воеводину реорганизацию кинематографии молодой Советской республики. Заведя Всероссийским фото-кино-отделом Главполитпросвета, Петр Иванович закладывает основы советской кинематографии, завоевавшей признание всего человечества. В январе 1923 г. Петру Ивановичу поручается руководство работой по пропаганде Ленинского плана электрификации. Работая в Главэлектро ВСНХ, Петр Иванович, в соответствии с указаниями В. И. Ленина, развертывает кипучую и многостороннюю деятельность по популяризации ленинской идеи сплошной электрификации страны. Возглавляя журналы «Электричество» и «Электрификация», Петр Иванович привлекает к участию в них старых русских инженеров-электриков и большую группу молодых специалистов.

Под руководством П. И. Воеводина старейший журнал «Электричество» вновь стал основным органом научно-технической мысли в области электрификации страны. При участии Петра Ивановича редакционно-издательский отдел Главэлектро издал целый ряд книг и брошюр по вопросам электрификации страны.

Используя свой опыт в области кинематографии, Петр Иванович создает первые документальные фильмы, посвященные важнейшим объектам энергетического строительства, которые были предусмотрены ленинским планом ГОЭЛРО. Так были созданы кинофильмы «Волховстрой», «Шатурская ГРЭС», и «Земо-Авчальская ГЭС». В те же годы по сценарию Петра Ивановича был создан кинофильм «Электричество в деревне», сыгравший большую роль в разрывании инициативы масс по электрификации сельского хозяйства.

Свыше 40 лет Петр Иванович Воеводин принимает самое активное участие в работах Научно-технических обществ. Он является одним из организаторов и заместителей председателя Научно-технического общества содействия электрификации. Его многолетняя деятельность в Научно-техническом обществе энергетической промышленности получила высокую оценку — ему было присвоено звание Почетного члена общества.

П. И. Воеводин участвовал в работах Международных конгрессов по энергетике в 1930 г. в Берлине и в 1956 г. в Белграде.

Несмотря на свой возраст, он и поныне активно участвует в работе по электрификации страны, является председателем Совета старейших энергетиков при Государственном производственном комитете энергетики и электрификации СССР.

Петр Иванович Воеводин был делегатом XXII съезда КПСС и вместе со всеми делегатами принял новую Программу нашей партии, Программу построения коммунистического общества.

В 1964 г. Петру Ивановичу Воеводину за большие заслуги перед Коммунистической партией и советским народом было присвоено звание Героя Социалистического Труда и вручен орден Ленина.

Свое 80-летие Петр Иванович Воеводин встречает как активный участник нашего коммунистического строительства, пламенный борец за торжество ленинских идей электрификации.

Все советские энергетики желают П. И. Воеводину еще многих лет жизни во славу нашей великой Родины.

Н. И. Борисенко, Г. В. Буткевич, Б. Б. Воронцов, Д. В. Васильев, Н. Г. Дроздов, Л. А. Дубинский, Л. А. Жекулин, А. М. Залесский, А. С. Касаткин, М. П. Костенко, П. И. Кузнецов, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц, Н. А. Мельников, Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, В. А. Самохвалов, В. В. Солодовников, В. Ю. Степлов, И. А. Сыромятников, А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

АЛЕКСАНДР ДМИТРИЕВИЧ СТЕПАНОВ

(К 60-летию со дня рождения)

В этом году исполнилось 60 лет со дня рождения Александра Дмитриевича Степанова, профессора кафедры «Электрический транспорт» Московского энергетического института, видного специалиста в области тепловозной и газотурбовозной тяги.

В течение 35 лет основным направлением в инженерно-технической, научно-педагогической и литературной деятельности А. Д. Степанова является область теплоэлектрического привода транспортных машин и его автоматизации. Основное внимание в своей работе он уделяет теории и исследованию схем автоматического регулирования теплоэлектрических установок тепловозов и газотурбовозов.

Среди большого числа печатных работ проф. Степанова особо следует отметить его книги «Теплоэлектрический привод транспортных машин», «Пути повышения эффективности тепловозов и газотурбовозов», а также ряд книг по тепловозам, написанных им в соавторстве с работниками промышленности и транспорта. В 1964 г., юби-



лейном для А. Д. Степанова, выходит в свет его новая книга «Автоматическое регулирование мощности тепловозов и газотурбовозов», в которой подводятся основные итоги его многолетней научной работы.

И. С. Ефремов, Д. К. Минов, И. И. Петров, В. Е. Розенфельд, А. Д. Свенчанский, М. М. Соколов, Н. А. Фурфрянский, М. Г. Чиликин

Свою инженерную деятельность А. Д. Степанов начал на заводе «Динамо» им. Кирова. В своей дальнейшей работе он непрерывно и тесно был связан с тепловозостроительной промышленностью. Разработанная им схема применена на серийно выпускаемых тепловозах ТЭЗ. Под его руководством были разработаны и исследованы также другие схемы электропередач тепловозов и газотурбовозов, над которыми работает наша промышленность.

А. Д. Степанов является основателем курса «Теплоэлектрический подвижной состав» в Московском энергетическом институте.

Большое внимание он уделяет общественной деятельности, активно участвует в работе локомотивной комиссии НТС МПС и НТС других организаций.

Многолетняя плодотворная научно-техническая деятельность снискали проф. Степанову глубокое уважение людей, с которыми ему приходилось встречаться.

УДК 621.3.014.31:621.396.97

НИКОЛАЙ НИКОЛАЕВИЧ ЛУЦЕНКО

В мае этого года после продолжительной и тяжелой болезни скончался профессор, доктор технических наук, генерал-майор инженерно-технической службы Николай Николаевич Луценко.

Окончив в 1914 г. Московское высшее техническое училище, Н. Н. Луценко выбрал своей специальностью электротехнику и был тесно связан с ней до конца жизни. Первые годы его практической деятельности протекали в том же Училище, где Николай Николаевич работал тогда в электротехнической лаборатории К. А. Круга. Затем он крепко связал свою судьбу с Советской Армией.

Начал Н. Н. Луценко службу в рядах Советской Армии со скромной должности лаборанта военной радиотехнической лаборатории и за 30 лет прошел большой путь до начальника кафедры Военной электротехнической и Военно-инженерной академий. Он обладал глубокими и разносторонними знаниями в области теоретической электротехники и радиотехники. Им были написаны книги «Переменные токи» (1926 г.), «Теория переменных токов» (1932 г.), «Курс общей электротехники» (1933 г.), «Радиотехника» (1930 г.) и совместно с его сотрудниками — задачи по «Курсу переменных токов» и по «Физическим основам электротехники» (1933 и 1939 г.).



Написанные Н. Н. Луценко труды содержали глубокий материал и отличались ясностью и простотой изложения. Но основным направлением его научной и педагогической деятельности стала военно-прикладная электротехника. Он создал ряд специальных курсов (боевое применение электрической энер-

гии, военные передвижные электростанции, электроснабжение войск, электрификация военно-инженерных работ и др.) и участвовал также в разработке многих образцов военной техники, в их унификации, в создании системы инженерного вооружения Советской Армии.

Перу Николая Николаевича принадлежит ряд учебников, монографий и статей по теоретическим и прикладным разделам военной электротехники. К ним можно отнести «Электрические сети» (1945 г.), «Основы расчета и проектирования передвижных электрических станций» (1952 г.), а также учебник по специальным вопросам использования электротехники. По его книгам училось несколько поколений военных инженеров-электриков. Многочисленные ученики Н. Н. Луценко работают в частях Советской Армии, в научных институтах и учебных заведениях, в промышленности и успешно продолжают дело своего учителя — основателя советской военной электротехники.

За большие достижения по подготовке кадров Николаю Николаевичу в 1938 г. было присвоено звание профессора. В 1949 г. он защитил диссертацию на специальную тему и получил степень доктора технических наук.

Советское правительство высоко оценило плодотворную деятельность Николая Николаевича, наградив его орде-

ном Ленина, тремя орденами «Красного Знамени», орденом «Красной Звезды» и рядом медалей.

Коммунист, активный общественник, депутат районного Совета трудящихся, Н. Н. Луценко был человеком большой души, отзывчивым и доброжелательным

к своим ученикам и сотрудникам, внимательным к нуждам и запросам своих избирателей. Несмотря на тяжелую болезнь, приковавшую его к постели в последние годы и заставившую отойти от практической работы, он не переставал живо интересоваться всем, что происхо-

дило в мире, стране и в любимой отрасли науки.

Все, кто знал и любил Николая Николаевича, никогда не забудут старейшину советских военных электриков, навсегда сохраняя светлую память о нем в своих сердцах.

В. К. Балувев, П. Г. Грудинский, Н. М. Изюмов, В. С. Кулебакин, Н. Н. Миролюбов, Б. С. Сотсков, А. Д. Цирлин, А. Е. Алексеев, Н. П. Богородицкий, А. Я. Бергер, В. Н. Яворский, Д. Н. Наследов, Д. В. Васильев.

УДК 621.3(021)

ДИССЕРТАЦИИ¹ НА СОИСКАНИЕ УЧЕНОЙ СТЕПЕНИ КАНДИДАТА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

В. А. Цветков защитил 14 декабря 1962 г. диссертацию на тему «Автопараметрические явления и перенапряжения в трехфазных цепях, содержащих ферромагнитные аппараты». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. А. Тафт и к. т. н., доц. Л. Ф. Дмоховская.

В диссертации изложены особенности трехфазных компенсированных ферромагнитных аппаратов с нелинейной характеристикой под углом зрения дальнейшего анализа устойчивости периодических колебаний на основной частоте и возможности самовозбуждения ультрагармоник и субгармоник. Автор рассмотрел условия самовозбуждения высших гармоник в трехфазных аппаратах и вопросы комбинационных колебаний в двухчастотных схемах. Он теоретически и экспериментально проанализировал внутренние перенапряжения в электропередачах большой длины, в которых поперечная компенсация осуществляется реакторами с вращающимся полем.

Л. В. Бирзник защитил 4 января 1963 г. диссертацию на тему «Электромагнитные процессы в схемах многоступенчатого регулирования напряжения на электроподвижном составе с полупроводниковыми выпрямителями». Официальные оппоненты: д. т. н. Б. Н. Тихменев и к. т. н., доц. Л. М. Трахтман.

Разработаны общие принципы построения схем с полупроводниковыми выпрямителями. Дан пример сравнения схем ступенчатого регулирования однофазного выпрямленного напряжения при определенном количестве ступеней регулирования. Выполнено аналитическое исследование, разработаны методы расчета переходных и установившихся процессов в схемах низковольтного ступенчатого регулирования однофазного выпрямленного напряжения. Приведены результаты экспериментального исследования электромагнитных процессов в таких схемах.

В. С. Высочанский защитил 18 января 1963 г. диссертацию на тему «Методы регулирования натяжения полосы на моталках станов холодной прокатки». Официальные оппоненты: д. т. н. Н. П. Куницкий и д. т. н. Н. Н. Дружинин.

Рассмотрены условия устойчивости работы и предельной точности существующих регуляторов напряжения. Проанализированы статическая и динамическая характеристики предложенного инвариантного регулятора и приведены результаты его экспериментального исследования, выполненного автором на модели.

Ю. М. Шахназарян защитил 18 января 1963 г. диссертацию на тему «Приближенные методы анализа нестационарных асинхронных режимов в электрических системах». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Л. Г. Мамиконянц и к. т. н., доц. Н. И. Соколов.

Даны рекомендации по практическим методам расчета асинхронных режимов в сложных энергосистемах. Предложены формулы для определения токов, активной и реактивной мощности при работе машины через сложную сеть на сеть

с неизменным напряжением. Выполнены расчеты основных характеристик синхронных машин при их работе в асинхронном режиме с постоянным ускорением. Проанализировано влияние параметров машин и ускорений на статические и динамические характеристики.

В. Е. Казанский защитил 18 января диссертацию на тему «Некоторые вопросы автоматизации и телемеханизации энергетических систем». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. И. А. Сыромятников и к. т. н. В. К. Спиридонов.

В трудах, представленных к защите, содержится: исследование влияния сопротивления соединительных проводов на работу ваттметровой защиты от замыкания на землю, а также влияния нагрузки трансформатора тока на его погрешность, разработка дифференциальной токовой защиты нулевой последовательности генератора, защиты установки собственных нужд, способ усовершенствования защиты от замыкания на землю, анализ зависимости тока в реле защиты от первичных токов трансформаторов тока для разных схем соединения их вторичных обмоток и другие вопросы.

Ю. Д. Капунов защитил 18 января 1963 г. диссертацию на тему «Асинхронный электропривод с несимметричным включением дросселей насыщения в цепи статора». Официальные оппоненты: д. т. н. В. Е. Боголюбов и к. т. н., доц. Д. Н. Липатов.

В диссертации рассмотрены следующие основные вопросы: обзор существующих систем с несимметричным включением дросселей насыщения;

физические основы работы асинхронного двигателя при несимметричном напряжении в цепи статора;

система регулирования скорости с двумя несимметрично включенными дросселями насыщения в цепь статора и частотного датчика скорости для осуществления обратной связи;

инженерный метод расчета элементов системы, мощности двигателя и его механических характеристик при дроссельном регулировании скорости; переходные процессы и потери в двигателе.

М. А. Х. Салех защитил 22 февраля 1963 г. диссертацию на тему «Теоретическое исследование работы двухфазных асинхронных микромашин при несинусоидальном напряжении питания». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. И. Бертинов и к. т. н., доц. П. Ю. Каасик.

Исследованы реальные двухфазные индукционные двигатели малой мощности при питании обеих их обмоток несинусоидальным и несимметричным напряжением, а также при питании несинусоидальным напряжением только одной из обмоток. Рассмотрена работа индукционного тахогенератора с полным немагнитным ротором при несинусоидальном входном напряжении.

А. Л. Фрумкин защитил 8 марта 1963 г. диссертацию на тему «Теоретическое и экспериментальное исследование магнитной проницаемости анизотропных тонких магнитных пленок». Официальные оппоненты: д. ф.-м. н., проф. Р. В. Телеснин и к. т. н., доц. П. П. Месяцев.

Разработаны основы теории магнитной проницаемости тонких магнитных пленок, а также методика измерения комплексной проницаемости таких пленок при помощи радиотехнической аппаратуры. Произведено экспериментальное исследование комплексной проницаемости тонких магнитных

¹ С диссертациями можно ознакомиться в Государственной библиотеке им. Ленина и в библиотеках соответствующих институтов.

пленок из пермаллоя при различных условиях намагничивания.

Б. А. Баховцов защитил 19 апреля 1963 г. диссертацию на тему «Синтез систем автоматического управления пуском и торможением электроприводов». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. С. Сандлер и к. т. н., доц. Ю. Е. Нитусов.

Рассмотрены вопросы синтеза и анализа систем автоматического управления пуском и торможением электроприводов постоянного тока, работающих по схеме генератор — двигатель, при линейном законе изменения скорости вращения двигателя. Приведен метод синтеза систем управления приводом постоянного тока, если скорость двигателя должна изменяться по параболическому закону. Исследованы вопросы синтеза систем автоматического управления пуском и торможением электроприводов, действующим по законам, выраженным неограниченно дифференцируемыми функциями времени.

**МОСКОВСКОЕ ВЫСШЕЕ ТЕХНИЧЕСКОЕ УЧИЛИЩЕ
им. БАУМАНА**

Г. А. Миронов защитил 10 декабря 1962 г. диссертацию на тему «Методика построения систем испытательных программ для электронных цифровых машин (ЭЦМ)». Официальные оппоненты: д. ф.-м. н., проф. Л. А. Люстерник и к. т. н. В. Я. Петров.

В диссертации рассмотрены вопросы программного контроля и выбора систем контрольных программ для электронных цифровых машин. Автором разработаны испытательные программы для проверки машин, обнаружения неисправностей в них и предложены методы контроля наиболее распространенных отечественных машин.

**ВСЕСОЮЗНЫЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
им. ЛЕНИНА**

В. А. Волькенау защитил 11 декабря 1962 г. диссертацию на тему «Пропускная способность карборунда». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. В. Бургдорф и к. т. н. Д. В. Шишман.

Описывается методика выполненных автором экспериментальных исследований. Излагаются результаты экспериментов по изучению вольт-амперной характеристики контактов и порошков карборунда под действием импульсного напряжения. Приводится описание испытательной и измерительной аппаратуры, а также картина пробоя порошка карборунда, дается расчет энергии единичных импульсов, которыми производились испытания, и оценка нагрева порошка карборунда под их действием.

**АКАДЕМИЯ КОММУНАЛЬНОГО ХОЗЯЙСТВА
им. ПАМФИЛОВА**

В. А. Козлов защитил 14 января 1963 г. диссертацию на тему «Вопросы применения замкнутых схем городских электрических сетей». Официальные оппоненты: проф. П. Г. Грудинский и к. т. н., доц. Ф. Ф. Воронцов.

Рассмотрены вопросы технико-экономического расчета и защиты элементов замкнутых сетей. Произведен анализ вопросов, связанных с областью применения замкнутых сетей в условиях отечественных городов и их практического осуществления.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Н. И. Борисенко, Г. В. Бутневич, Б. Б. Воронцов, Д. В. Васильев, Н. Г. Дроздов (главный редактор), Л. А. Дубинский, Л. А. Жекулин, А. М. Залесский, А. С. Касаткин, М. П. Костенко, П. И. Кузнецов, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц, Н. А. Мельников, Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, В. А. Самохвалов, В. В. Солодовников, И. А. Сыромятников, А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. № 2/10. Телефон: К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, почтовый ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА ЭЛЕКТРИЧЕСТВО.

**ВСЕСОЮЗНЫЙ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА**

В. Д. Тулунов защитил 21 декабря 1962 г. диссертацию на тему «Разработка и исследование системы автоматического регулирования реостатного торможения выпрямительных электровозов». Официальные оппоненты: д. т. н. Б. Н. Тихменев и к. т. н. Б. Г. Каменецкий.

Исследована экономическая эффективность электрического торможения. Рассмотрен комплекс вопросов, посвященных обоснованию выбора параметров системы реостатного торможения. Приведены результаты разработки и исследования системы автоматического регулирования реостатного торможения, включая итоги исследования на физической модели мощностью около 70 квт. Осуществлен теоретический анализ устойчивости физической модели системы автоматического регулирования, подтвержденный экспериментом.

В. Д. Монцев защитил 21 декабря 1962 г. диссертацию на тему «Защита тяговых двигателей от токов короткого замыкания при рекуперативном торможении». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. Е. Розенфельд и к. т. н. Л. М. Трахтман.

Диссертация содержит краткий обзор систем рекуперативного торможения и способов защиты двигателей в генераторном режиме, обоснования выбора защиты двигателей от токов коротких замыканий, принципиальные схемы защиты при рекуперативном торможении и результаты исследования новой защиты на опытных электровозах и моторных вагонах.

А. В. Каменев защитил 11 января 1963 г. диссертацию на тему «Исследование систем регулирования напряжения силовых трансформаторов на электровозах переменного тока с выпрямителями». Официальные оппоненты: д. т. н. И. П. Исаев и инж. Х. Я. Быстрицкий.

В диссертации рассмотрены вопросы оптимального регулирования (на низком напряжении), методика расчета переходных процессов при регулировании и эффективные методы гашения дуги.

**ВСЕСОЮЗНЫЙ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
ЭЛЕКТРОМЕХАНИКИ**

Л. Я. Станиславский защитил 23 ноября 1962 г. диссертацию на тему «О работах в области мощных турбо- и гидрогенераторов». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. И. М. Постников, д. т. н. И. Д. Урусов и к. т. н. Ю. М. Элькинд.

В трудах, представленных к защите, рассмотрены следующие основные вопросы, связанные с созданием мощных турбо- и гидрогенераторов:

- системы охлаждения и конструкций обмоток;
- системы циркуляции охлаждающего агента (компрессор, охладители, уплотнения);
- системы опор (щитовые подшипники с упругой подвеской сердечника);
- конструкции бандажного узла;
- конструкции токосъемного аппарата на ток 2—3 ка и т. п.

НОВЫЕ КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

Барзам А. Б. Системная автоматика. Учебное пособие для учащихся электроэнергетических специальностей техникумов. Изд. 2-е, переработ. 1964 г. 368 стр., Цена 1 р. 26 к.

Бачурин Н. И. Трансформаторы тока, расчеты и конструкции. 1964 г. 376 стр., Цена 1 р. 36 к.

Бергштейн С. Г. Импульсное управление скоростью вращения электродвигателей. 1964 г. 80 стр. (Б-ка по автоматике. Вып. 101.) Цена 23 к.

Высокочастотная связь и передача информации в энергосистемах. Под ред. **В. В. Сидельникова**. 1964 г. 152 стр. (серия «Энергетика за рубежом»). Цена 57 к.

Либкинд М. С. и Маркович И. М. Электричество в пути. 1964 г. 120 стр. Цена 33 к.

Общая электротехника. Учебное пособие для неэлектротехнических специальностей высших технических учебных заведений. Под ред. **А. Т. Блажкина**. 1964 г. 656 стр. Цена 1 р. 51 к.

Пирогов А. И. и Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса, статистические и дина-

мические характеристики, методика измерений и контроля, основы расчета цепей, содержащих сердечники с ППГ. 1964 г. 176 стр. Цена 44 к.

Природжиа П. Г., Оччини Е. и Пальмиери Н. Основы теории изолирования бумажными лентами одножильных высоковольтных кабелей. Пер. с англ. под. ред. **А. Н. Перфилева**. 1964 г. 160 стр. Цена 45 к.

Фактор З., Гроудный Л. и Тишер З. Магнитомягкие материалы. Под ред. **Л. Ш. Казарновского**. Пер. с чеш. 1964 г. 312 стр. Цена 1 р. 33 к.

Перечисленные книги требуют в магазинах Книготорга. В случае их отсутствия в местных магазинах заказ можете направить по адресу: Москва, К-50, ул. Медведева, 1. Отдел «Книга — почтой» магазина № 8 «Техническая книга».

Заказанные книги будут высланы в адрес заказчика наложенным платежом. Издательство заказов не принимает и книг не высылает.

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ ЖУРНАЛА «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Постановлением Совета Министров СССР от 18/IX 1959 г. № 418 и последующим решением Государственного комитета по координации научно-исследовательских работ СССР и Президиума Академии наук СССР редакции научных и научно-технических журналов обязаны представлять в ВИНТИ рефераты публикуемых материалов.

Ниже публикуется инструкция по составлению рефератов для авторов отечественных периодических изданий, составленная научно-методическим отделом ВИНТИ.

В настоящей инструкции сформулированы требования к содержанию и оформлению рефератов, которыми и следует руководствоваться.

Требования, предъявляемые к реферату

1. В реферате кратко излагается основное содержание статьи. Реферат должен дать читателю представление о характере освещаемой работы, оригинальности постановки вопроса, методике проведения исследования и его основных результатах.

2. Реферату должно предшествовать библиографическое описание в следующем виде: название статьи, фамилия и инициалы автора, название журнала, где помещается статья. Текст реферата начинается непосредственно с изложения существа работы без повторения заголовка. Форма изложения материала не обязательно должна повторять форму изложения оригинальной статьи.

3. Если оригинал содержит большое количество цифровых данных, их следует обобщить и систематизировать.

4. Средний объем реферата 1,5—2 страницы машинописного текста, отпечатанного через два интервала на белой писчей бумаге обычного формата (30×21) в двух экземплярах с полем 4 см с левой стороны.

5. Таблицы, схемы, графики и пр. могут быть включены в том случае, если они отражают основное содержание работы или сокращают текст реферата. Сообщение о наличии в реферируемой работе таблиц, схем, графиков, фотографий, карт, рисунков необходимо давать в конце реферата. Например, табл. 2, илл. 10.

6. Формулы приводятся только в том случае, если они необходимы для понимания статьи. Громоздкие математические выражения помещать не следует. Формулы следует вписывать четко, не изменяя принятых в оригинале обозначений величин. Формулы и буквенные обозначения вписываются чернилами черными во второй экземпляр. Вписывание формул и буквенных обозначений, а также исправление замеченных опечаток в первом экземпляре не делается.

7. В конце реферата в квадратных скобках указывается название учреждения или предприятия, в котором автор реферируемой работы (если эти данные приводятся в статье) провел работу. Подпись автора и дату написания реферата следует ставить в левом нижнем углу на обоих экземплярах реферата.

Статьи, присланные без рефератов, редакция не будет принимать к рассмотрению.

Редакция журнала
«ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»