

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО



1973

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

10

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

УДК 621.316.1.319.4

Оптимальное размещение конденсаторов в магистральных промышленных сетях

Доктор техн. наук КАЯЛОВ Г. М., инж. БАЛАБАНЯН Г. А.

Ростов-на-Дону

Магистральные линии находят в настоящее время самое широкое применение в заводских и цеховых сетях во всем диапазоне напряжений (0,38—10 кВ). Между тем наивыгоднейшее размещение на магистрали конденсаторной батареи (КБ) рассмотрено, например в [Л. 1], лишь для частного случая — магистрали постоянного сечения с равномерным распределением по ней нагрузкой; для задачи распределения КБ между несколькими магистралями рассмотрен [Л. 1 и 2] лишь менее актуальный и принципиально более простой случай установки конденсаторов в каждом узле магистрали.

В настоящей статье решаются следующие две задачи:

разместить заданную группу конденсаторов общей мощностью Q_k по условию минимума приведенных затрат на заданной магистрали, определив число и местоположение узлов подключения отдельных батарей и их мощности;

распределить наивыгоднейшим образом заданную мощность конденсаторов между несколькими магистралями, определив также и оптимальные места их подключения.

Эти задачи встречаются в указанной постановке в практике проектирования компенсации реактивных нагрузок промышленных предприятий, поскольку необходимая суммарная мощность КБ определяется, как правило, по техническим условиям или прямым заданиям энергосистемы. В связи с этим далее поставлена и решена также вспомогательная задача определения предельной, по условию минимума потерь энергии, мощности КБ, устанавливаемой

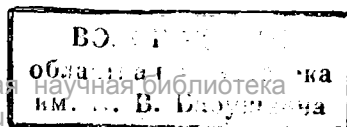
на данной магистрали¹. В самом деле, заданная мощность КБ может превосходить соответственный суммарный предел для нескольких данных магистралей. В таком случае к каждой магистрали нужно подключить предельную мощность КБ, а избыточную мощность оставить подключенной к шинам вторичного напряжения подстанции².

Для упрощения в расчетах предполагается, что реактивные нагрузки линий не изменяются во времени, а КБ — не регулируются. Однако все полученные формулы остаются справедливыми и при переменных нагрузках $Q(t)$; надо лишь вместо неизменных значений последних подставить в формулы их средние во времени значения. Это прямо следует из того, что в решениях всех задач снижение потерь мощности в сети при установке КБ представляет целую линейную функцию от исходных реактивных нагрузок.

В последующем имеются в виду в основном магистрали и КБ на 0,38—0,66 кВ, комплектуемые из стандартных ячеек; для магистралей на 6—10 кВ, очевидно, необходимы, кроме расчета потерь энергии, технико-экономические расчеты для учета стои-

¹ Задача определения предельной мощности возникает только ввиду ограничения числа точек подключения конденсаторов на магистрали. Действительно, при установке их на каждом ответвлении от магистрали значение предельной мощности будет, очевидно, равно сумме всех реактивных нагрузок магистрали.

² Формально можно было бы «оптимально» распределить между магистралями всю мощность конденсаторов, включая и избыточную, но это было бы заведомо нецелесообразно.



мости вводных ячеек 6—10 кВ и возможности применения КБ на 6—10 или 0,38—0,66 кВ и др.

Первая задача. В общем случае потери мощности в магистрали от реактивных нагрузок при отсутствии компенсации

$$\Delta P = \frac{\rho}{U^2} \int_0^L Q^2(x) \frac{dx}{F(x)}, \quad (1)$$

где $Q(x)$ и $F(x)$ — соответственно реактивная нагрузка и сечение в точке с абсциссой $x (\leq L)$; ρ — удельное сопротивление; U — напряжение сети.

1. Для удобства рассмотрим сначала подключение всей КБ мощностью Q_K в одной точке магистрали (см. рисунок), тогда потери мощности

$$\Delta P_K = \frac{\rho}{U^2} \left\{ \int_0^{\xi} [Q(x) - Q_K]^2 \frac{dx}{F(x)} + \int_{\xi}^L Q^2(x) \frac{dx}{F(x)} \right\}, \quad (2)$$

откуда снижение потерь

$$\delta P = \Delta P - \Delta P_K = \frac{\rho}{U^2} Q_K \int_0^{\xi} [2Q(x) - Q_K] \times \frac{dx}{F(x)} = \varphi(\xi, Q_K). \quad (3)$$

При заданном $Q_K = \text{const}$ условие экстремума $\varphi'_{\xi} = 0$ приводит к следующему соотношению³ для искомой абсциссы ξ_0 :

$$Q(\xi_0) = \frac{Q_K}{2}. \quad (4)$$

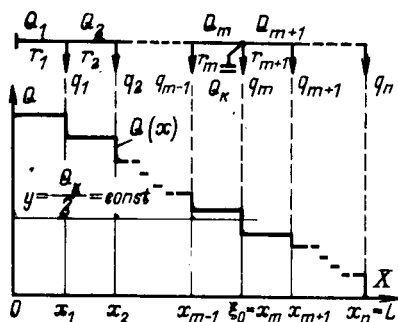
Это означает, что для дискретного или непрерывного графика нагрузки магистрали оптимальная точка подключения КБ мощностью определяется его пересечением с прямой $y = 1/2 Q_K = \text{const}$ (см. рисунок). Очевидно, что значение ξ_0 совпадает с абсциссой x_m точки приложения некоторой дискретной нагрузки q_m магистрали, которую можно определить также подбором на основе соблюдения неравенств:

$$Q_{m+1} = \sum_{j=m+1}^n q_j < \frac{Q_K}{2}; \quad Q_m = \sum_{j=m}^n q_j \geq \frac{Q_K}{2}. \quad (5)$$

При обращении второго из этих неравенств в равенство можно, очевидно, принять $\xi_0 = x_{m-1}$ или $\xi_0 = x_m$ с равным эффектом снижения потерь энергии в сети.

Для контроля заданной величины Q_K следует еще решить вспомогательную задачу — определить

³ Условие (4) можно также получить прямо из рисунка по физическим соображениям.



Определение абсциссы ξ_0 точки оптимального подключения КБ с заданной мощностью Q_K при заданном графике $Q(x)$ нагрузки магистрали.

предельную по минимуму потерь энергии мощность $Q^{(0)}_K$ для КБ, установленной в некоторой одной точке магистрали, отличной от ее начала.

Из выражения (3) получаем далее условие экстремума:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial Q_K} = \int_0^{\xi} Q(x) \frac{dx}{F(x)} - Q_K^{(0)} \int_0^{\xi} \frac{dx}{F(x)} = 0.$$

Для дискретных нагрузок это выражение можно переписать в виде:

$$\sum_{j=1}^m Q_j r_j - Q_K^{(0)} \sum_{j=1}^m r_j = 0 \quad \text{или} \quad Q_K^{(0)} = \frac{\sum_{j=1}^m Q_j r_j}{\sum_{j=1}^m r_j}, \quad (6)$$

где r_j — сопротивление j -го участка магистрали.

Значение $Q_K^{(0)}$ определяется согласно следующему:

в первом приближении принимается

$$Q'_K = \frac{2}{3} \sum_{j=1}^n q_j, \quad (7)$$

что отвечает точному решению задачи при равномерном распределении нагрузок вдоль магистрали [Л. 1]; затем согласно критерию (5) определяется также номер m' наиболее выгодной точки подключения КБ мощностью Q'_K :

второе приближение Q''_K находится согласно формуле (6), приняв $m = m'$; отсюда согласно (5) определяется m'' и т. д., пока значение m не стабилизируется.

Если окажется, что $Q^{(0)}_K < Q_K$, то, очевидно, надлежит оставить в начале магистрали батарею мощностью $\Delta Q_K = Q_K - Q^{(0)}_K$.

2. Переходя к случаю подключения КБ в нескольких точках магистрали, замечаем, что их оптимальное число n должно определяться из условия наибольшего снижения ΔZ приведенных затрат благодаря подключению конденсаторов:

$$\Delta Z = -e(An + BQ_K) + bT\delta P, \quad (8)$$

где A — стоимость одной вводной ячейки КБ, руб.; B — удельная стоимость КБ, руб/квар; e — суммарный коэффициент отчислений от капиталовложений; δP — снижение средних потерь мощности; b — удельная стоимость потерь энергии [руб/квт·ч]; T — годовое число часов работы магистрали.

Определение оптимального значения n в общем виде по максимуму выражения (8) осуществимо лишь при допущении равномерного распределения реактивных нагрузок вдоль магистрали. Это допущение вполне приемлемо, поскольку число n должно быть заведомо целым.

Согласно [Л. 1] в магистрали длиной L при равномерно распределенной реактивной нагрузке Q , подключенной в n точках, потери мощности от последней

$$\Delta P = a \left[\left(\frac{1}{2n} \right)^2 \epsilon^3 + (1 - \epsilon)^3 \right], \quad (9)$$

где

$$a = \frac{1}{3} \frac{\rho}{U^2 F} Q^2 L; \quad \epsilon = \frac{Q_K}{Q}.$$

Соответственное снижение потерь мощности

$$\delta P = \frac{Q_K^2}{U^2} R \left[\frac{\epsilon}{3} \left(1 - \frac{1}{4n^2} \right) + \frac{1}{\epsilon} - 1 \right], \text{ где } R = \frac{l}{F}. \quad (10)$$

Исключив δP из (10) и (8), найдем:

$$\Delta Z = -e (An + BQ_K) + bT \frac{Q_K^2}{U^2} R \left[\frac{\epsilon}{3} \left(1 - \frac{1}{4n^2} \right) + \frac{1}{\epsilon} - 1 \right].$$

Как легко установить, выражение достигает максимума при

$$n = n_0 = \sqrt[3]{\frac{bTR10^{-3}}{6U^2eAQ}}. \quad (11)$$

Целесообразно ограничить эту величину с учетом того, что при $Q_K > Q_K^{(0)}$, где $Q_K^{(0)}$ — некоторая предельная мощность, избыток мощности $Q_K - Q_K^{(0)}$ должен быть подключен в начале магистрали. Согласно [Л. 1] при равномерно распределенной нагрузке

$$Q_K^{(0)} = \frac{2n}{2n+1} Q,$$

откуда из (11) определяется максимальное число точек подключения КБ к магистрали:

$$n_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt[3]{\frac{bTR10^{-3}}{6U^2eAQ}}. \quad (12)$$

Ясно, что значение n должно выбираться по наименьшей из двух величин n_0 и n_{\max} с округлением до целого числа.

По выбранному n можно определить соответственно уточненное распределение мощности Q_K на реальной магистрали. Практически значение $n > 1$ получается лишь при достаточно малой стоимости A вводной ячейки и большой длине магистрали. С учетом формулы (3) общее выражение для снижения потерь мощности в магистрали принимает вид:

$$\delta P = \frac{\rho}{U^2} \left\{ Q_K^2 \int_0^{\xi_i} [2Q(x) - Q_K] \frac{dx}{F(x)} + \sum_{i=2}^n \sum_{j=i}^n Q_{Kj} \int_{\xi_{i-1}}^{\xi_i} [2Q(x) - \sum_{j=i}^n Q_{Kj}] \frac{dx}{F(x)} \right\}. \quad (13)$$

Для мощностей Q_{Ki} и абсцисс ξ_i точек их подключения запишем уравнения:

$$\frac{\partial \delta P}{\partial \xi_i} = 0, \quad (i = 1, 2, \dots, n); \quad \frac{\partial \delta P}{\partial Q_{Ki}} = 0, \quad (i = 2, 3, \dots, n),$$

из которых находятся следующие соотношения:

$$Q(\xi_i) - \sum_{j=i+1}^n Q_{Kj} = \frac{Q_{Ki}}{2} \quad (i = 1, 2, \dots, n);$$

$$Q_{Ki} = \frac{\int_{\xi_{i-1}}^{\xi_i} Q(x) \frac{dx}{F(x)}}{\int_{\xi_{i-1}}^{\xi_i} \frac{dx}{F(x)}} - \sum_{j=i+1}^n Q_{Kj} \quad (i = 2, 3, \dots, n).$$

Практически применяются следующие формулы, вытекающие из предыдущих с учетом заданных величин дискретных нагрузок и абсцисс точек их приложения:

$$Q_{m_{i+1}} - \sum_{j=i+1}^n Q_{Kj} < \frac{Q_{Ki}}{2} \quad (i = 1, 2, \dots, n);$$

$$Q_{m_i} - \sum_{j=i+1}^n Q_{Kj} \geq \frac{Q_{Ki}}{2} \quad (i = 1, 2, \dots, n); \quad (14)$$

$$Q_{Ki} = \frac{\sum_{j=m_{i-1}+1}^{m_i} Q_j r_j}{\sum_{j=m_{i-1}+1}^{m_i} r_j} - \sum_{j=i+1}^n Q_{Kj} \quad (i = 2, 3, \dots, n), \quad (15)$$

где m_i — порядковый номер ответвления на магистрали, соответствующий абсциссе $x_{m_i} = \xi_i$ точки подключения КБ мощностью Q_{Ki} ; Q_{m_i} , $Q_{m_{i+1}}$ — реактивные нагрузки двух участков магистрали, соответственно перед и вслед за точкой $x_{m_i} = \xi_i$.

Если в некоторой i -й системе из двух неравенств (14) второе обращается в равенство, то с одинаковым эффектом снижения потерь мощности можно принять $\xi_i = x_{m_{i-1}}$ или $\xi_i = x_{m_i}$.

Определение мощностей Q_{Ki} ($i = 2, 3, \dots, n$) по формуле (15) удобно вести последовательно от Q_{Ki+1} к Q_{Ki} , начиная с конца магистрали.

Мощность Q_{K1} батареи определяется из условия:

$$Q_{K1} = Q_K - \sum_{j=2}^n Q_{Kj}, \quad (16)$$

но ограничивается его максимально возможным экономическим значением:

$$Q_{K1}^{(0)} = Q_{K1 \max} = \frac{\sum_{j=1}^{m_1} Q_j r_j}{\sum_{j=1}^{m_1} r_j} - \sum_{j=2}^n Q_{Kj}^{(0)}. \quad (17)$$

Последнее выражение получается при приравнении нулю производной по Q_K от правой части (13). Для Q_{K1} надо выбрать меньшую из двух величин, получаемых из (16) и (17). Возможная избыточная мощность $Q_K - Q_{K1}^{(0)}$ оставляется в начале магистрали.

На основе всего сказанного выше получается следующий порядок общего решения первой задачи: по формуле (11) определяется число точек n подключения КБ к магистрали (если оно не задается заранее по каким-либо соображениям);

в первом приближении $Q'_{ki} = \text{const} = Q_K/n$, и с помощью соотношений (14) определяются⁴ порядковые номера m'_i ответвлений для подключения КБ;

по найденным значениям m'_i согласно (15) и (16) определяются вторые приближения Q''_{ki} , а согласно (14) — m''_i ;

далее итерации продолжаются, если нужно, до стабилизации полученных решений.

Вторая задача. Потери мощности от реактивных нагрузок в N магистралях после компенсации

$$\Delta P_K = \frac{\rho}{U^2} \sum_{s=1}^N \left\{ \int_0^{\xi_s} [Q_s(x) - Q_{Ks}] \frac{dx}{F_s(x)} + \int_{\xi_s}^{L_s} Q_s^2(x) \frac{dx}{F(x)} \right\},$$

причем согласно условию

$$\sum_{s=1}^N Q_{Ks} = Q_K = \text{const}, \quad (18)$$

где $Q_s(x)$, $F_s(x)$ — соответственно реактивная нагрузка и сечение в точке x магистрали s (длиною L_s); Q_{Ks} — мощность КБ, устанавливаемой в точке ξ_s магистрали s .

Снижение потерь благодаря компенсации

$$\delta P = \Delta P - \Delta P_K = \frac{\rho}{U^2} \sum_{s=1}^N \Psi(Q_{Ks}, \xi_s),$$

где

$$\sum_{s=1}^N \Psi_s(Q_{Ks}, \xi_s) = \sum_{s=1}^N Q_{Ks} \int_0^{\xi_s} [2Q_s(x) - Q_{Ks}] \frac{dx}{F(x)}. \quad (19)$$

Функция Лагранжа имеет здесь вид:

$$\Phi = \sum_{s=1}^N \Psi_s(Q_{Ks}, \xi_s) - 2\lambda \left(\sum_{s=1}^N Q_{Ks} - Q_K \right);$$

условия ее экстремума $\frac{\partial \Phi}{\partial Q_{Ks}} = 0$ ($s=1, 2, \dots, N$) при-

водят к соотношениям:

$$\int_0^{\xi_s} Q_s(x) \frac{dx}{F(x)} - Q_{Ks} \int_0^{\xi_s} \frac{dx}{F(x)} = \lambda = \text{const} \quad (s=1, 2, \dots, N)$$

или при заданных дискретных нагрузках

$$\sum_{j=1}^{m_s} Q_{sj} r_{sj} - Q_{Ks} \sum_{j=1}^{m_s} r_{sj} = \lambda = \text{const} \quad (s=1, 2, \dots, N), \quad (20)$$

⁴ При наличии на магистрали ответвлений с относительно большими реактивными нагрузками точки подключения двух или более КБ могут совпасть; общее число точек подключения КБ при этом соответственно сократится.

где r_{sj} — активное сопротивление j -го участка s -й магистрали, а Q_{Ks} — реактивная нагрузка этого же участка; m_s — номер, а $x_{ms} = \xi_s$ — абсцисса точки ответвления на s -й магистрали, оптимальной для подключения в ней КБ мощностью Q_{Ks} .

При этом согласно (5) для каждой магистрали должны удовлетворяться соотношения:

$$Q_{m_{s+1}} < \frac{Q_{Ks}}{2}; \quad Q_{m_s} \geq \frac{Q_{Ks}}{2}. \quad (21)$$

Отсюда вытекает следующий порядок решения задачи:

определяем предельные мощности $Q_{Ks}^{(0)}$ для каждой из магистралей, после чего проверяем наличие избытка ΔQ_K в заданной мощности Q_K конденсаторов:

$$\Delta Q_K = Q_K - Q_K^{(0)}, \quad \text{где } Q_K^{(0)} = \sum_{s=1}^N Q_{Ks}^{(0)},$$

который целесообразно оставить на шинах подстанции⁵;

если окажется $Q_K \leq Q_K^{(0)}$, следует всю заданную мощность распределить между магистралями. Для этого:

а) в первом приближении принимаем

$$Q'_{Ks} = \alpha Q_{Ks}^{(0)} \quad (s=1, 2, \dots, N), \quad (22)$$

где

$$\alpha = \frac{Q_K}{Q_K^{(0)}}$$

и определяем номера m'_s точек подключения батареи Q'_{Ks} ;

б) во втором приближении по значениям m'_s согласно (18) и системе уравнений (20) определяем Q''_{Ks} ; уточняем места подключения мощностей Q''_K и т. д., пока значения m_s не станут стабильными (см. пример 2).

Пример 1. Подключить КБ мощностью $Q_K = 220$ квар на заданной магистрали по минимуму приведенных затрат. Исходные данные: $b = 0,01$ руб/кат·ч; $T = 5000$ ч; $U = 0,38$ кв; $e = 0,19$; $A = 200$ руб.

Реактивные мощности и соответственные активные сопротивления участков магистрали:

Номер участка, j	1	2	3	4	5
Q_j , квар	320	280	170	110	60
$r_j \times 10^{-2}$, ом	6	2	1,5	1	2,5

$$\text{Тогда } R = \sum_{j=1}^5 r_j = 13 \cdot 10^{-2} \text{ ом}; \quad Q = Q_1 = 320 \text{ квар.}$$

1. Согласно (11) и (12) определяем оптимальное число точек подключения КБ к магистрали:

$$n_0 = 1,88; \quad n_{\max} = 2,25$$

и принимаем $n = 2$.

⁵ Естественно, что если $Q_K^{(0)}$ оказывается меньше некоторого предела (30 квар согласно [Л. 3]), то следует принимать $Q_{Ks}^{(0)} = 0$.

⁶ Все отрицательные корни Q''_{Ks} следует заменить нулями [Л. 4], после чего заново решить систему уравнений (20).

2. Вариант а) в первом приближении $Q'_{к1} = Q'_{к2} = \frac{Q_k}{2} = 110$ квар; согласно (14) соответственно имеем $m'_1 = 3; m'_2 = 5;$

б) во втором приближении, которое оказывается окончательным, определяем согласно (15) и (16):

$$Q''_{к2} = 74; Q''_{к1} = 146 \text{ и}$$

соответственно $m''_1 = 3 = m'_1; m''_2 = 5 = m'_2.$

Для контроля величины Q_k согласно (17) определяем $Q_{к1}^{(0)} = 288 > 146 = Q''_{к1}.$

Таким образом $Q_{к1} = 74$ квар; $Q_{к2} = 146$ квар; $m_1 = 3; m_2 = 5.$

Пример 2. Распределить КВ мощностью $Q_k = 300$ квар между тремя магистралями. Числовые данные приведены ниже:

Номер магистрали, s	1					2					3
Номер участка, j	1	2	3	4	1	2	3	1	2	3	4
Q_{sj} , квар	300	200	150	70	150	90	40	240	150	120	40
$r_{sj} \times 10^{-2}$ ом	2	3	1	2	2	3	2	3	2	3	1

1. Определяем предельную мощность для первой магистрали:

а) в первом приближении согласно (7) $Q_{к1}^{(0)} = \frac{2}{3} Q_{1,1} = 200$ квар; согласно (5) $m'_1 = 3;$

б) во втором приближении согласно (6), которое оказывается окончательным, $Q_{к1}^{(0)} = 225; m''_1 = 3 = m'_1,$ таким образом, $Q_{к1}^{(0)} = 225$ квар.

Аналогично для второй и третьей магистралей

$$Q_{к2}^{(0)} = 114 \text{ квар}; Q_{к3}^{(0)} = 197 \text{ квар}.$$

Отсюда $Q_k^{(0)} = 536 > 300,$ так что вся мощность $Q_k = 300$ квар распределяется между магистралями.

2. Согласно (16) $\alpha = 0,56;$

а) в первом приближении

$$Q'_{к1} = 126; Q'_{к2} = 64; Q'_{к3} = 110 \text{ и}$$

соответственно $m'_1 = 4; m'_2 = 3; m'_3 = 3;$

б) для второго приближения согласно (15) и (13) составляем систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} 1490 - 3Q''_{к1} &= 650 - 7Q''_{к2}; \\ 1490 - 8Q''_{к1} &= 1380 - 8Q''_{к3}; \\ Q''_{к1} + Q''_{к2} + Q''_{к3} &= 300, \end{aligned} \right\}$$

отсюда $Q''_{к1} = 135; Q''_{к2} = 44; Q''_{к3} = 121$ и соответственно $m''_1 = 4 = m'_1; m''_2 = 3 = m'_2; m''_3 = 3 = m'_3.$

Как видно, это и есть окончательный результат.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гительсон С. М. Экономические решения при проектировании электроснабжения промышленных предприятий. М., «Энергия», 1971.
2. Литвак Л. В. Рациональная компенсация реактивных нагрузок на промышленных предприятиях. М., Госэнергоиздат, 1963.
3. Правила устройства электроустановок. М., «Энергия», 1966.
4. Ковалев И. Н., Татевосян Г. М. Алгоритм решения одной задачи компенсации реактивных нагрузок. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1972, № 6.

[20.4.1973]



УДК 621.316.1.001.24

Два метода расчета компенсации реактивных нагрузок в электрических сетях

Канд. техн. наук И. Н. КОВАЛЕВ

Ростов-на-Дону

Расчеты компенсации реактивных нагрузок в электрических сетях с использованием критерия минимума приведенных затрат требуют достоверной оценки эффекта снижения потерь электроэнергии. Вследствие этого строгое решение соответствующих задач возможно лишь при надлежащем учете в расчетах всех тех элементов сети, в которых будут изменяться потери в зависимости от вариантов размещения компенсирующих устройств. Однако на практике это необходимое условие корректной постановки вопроса часто вступает в противоречие с ограниченными возможностями ЦВМ в отношении объема расчетной схемы сети; данное обстоятельство и обуславливает необходимость разработки таких рациональных алгоритмов расчета, которые обеспечивали бы нужную точность конечных результатов при минимальном объеме исходной информации о схеме электрической сети.

Необходимость такой постановки вопроса продиктована еще одним обстоятельством. Дело в том, что проектирование различных видов электрических сетей (питающих и распределительных — промышленных, сельскохозяйственных и др.) ведется различными специализированными институтами, которые не всегда одновременно имеют ту минимально необходимую информацию о параметрах соответствующих сетей, позволяющую бы практически поставить вопрос о комплексном расчете компенсации реактивных нагрузок по энергосистеме в целом. В результате имеются известные трудности в увязке частных решений таких задач для этих сетей, обеспечившей хотя бы приближенно правильное решение вопроса размещения компенсирующих устройств во всех звеньях энергосистемы. Материал данной статьи позволяет дать некоторые конкретные рекомендации по рациональному согласованию

указанных частных решений. В статье обосновано два расчетных метода, отвечающих указанным требованиям, — метод эквивалентирования и метод парциальных расчетов [Л. 1]; затем на их основе разработан расчетный алгоритм размещения компенсирующих устройств в электрической сети, предусматривающий разбивку последней на ряд естественных подсистем. В качестве последних приняты: питающие сети 220—110 кВ; распределительные сети 35 кВ; распределительные сети 6—10 кВ. Поскольку в настоящее время можно считать установленным факт заведомой экономической нецелесообразности передачи реактивных мощностей по воздушным линиям 330 кВ и выше, объем расчетной схемы энергосистемы при решении задач компенсации реактивных нагрузок следует, видимо, ограничивать сетями 220 кВ и ниже; это и явилось основной предпосылкой для включения в указанные подсистемы сетей перечисленных напряжений. Однако в отдельных конкретных случаях в питающую подсистему следует включать всю сеть энергосистемы напряжением 110—220 кВ и выше (например, когда предполагается экономически целесообразным питать реактивные нагрузки потребителей реактивной мощностью, генерируемой линиями 220 кВ и выше), что не противоречит возможности использования рассматриваемых ниже расчетных методов.

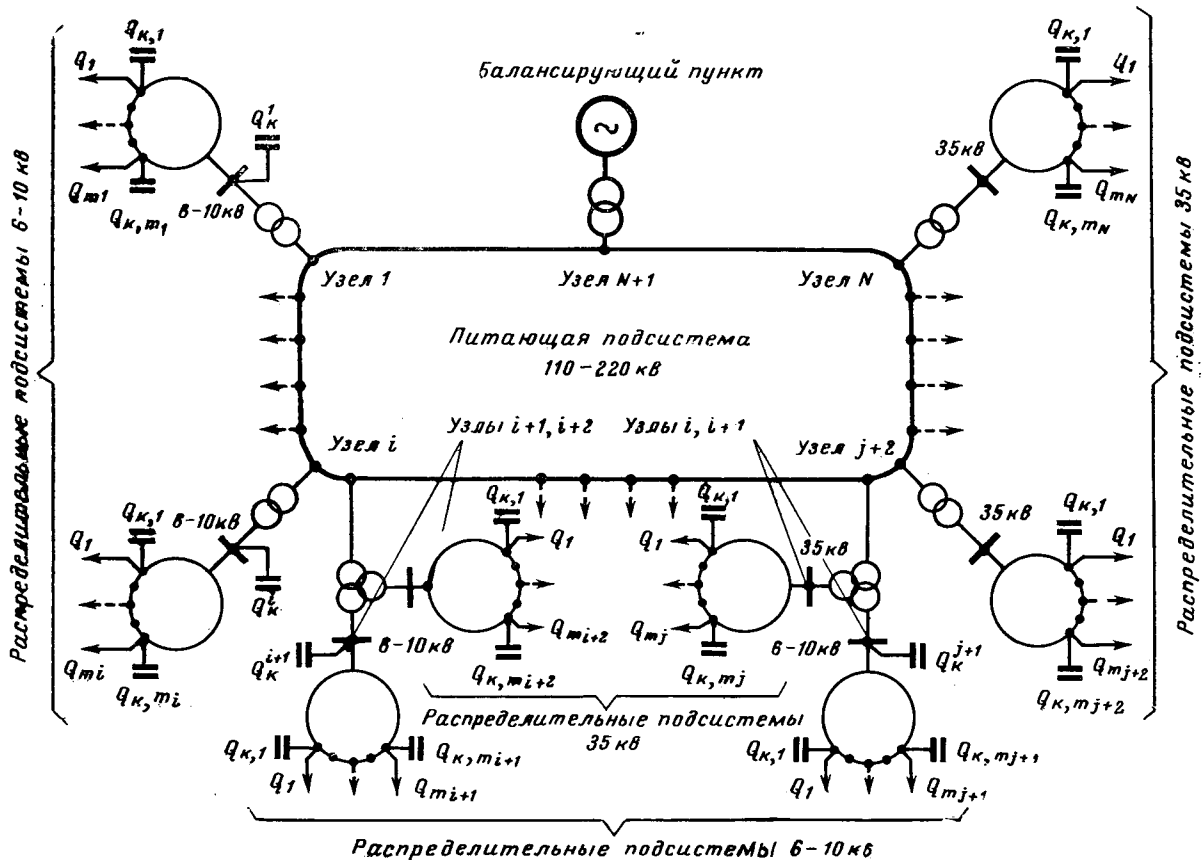
Из всей комплексной проблемы компенсации реактивных нагрузок и регулирования напряжения в статье выделена, как относительно самостоятельная и первоочередная задача в случае перспектив-

ной постановки вопроса, задача обеспечения баланса реактивных мощностей по энергосистеме в целом. Предполагается, что на основе полученных результатов должны решаться последующие частные задачи комплексной проблемы, в полной мере учитывающие динамику передачи реактивных мощностей по элементам сети; обеспечение местных балансов реактивной мощности по отдельным узлам сети и регулирование напряжения [Л. 2 и 3].

Преследуя цель относительно просто и компактно изложить сущность предлагаемого расчетного алгоритма, а также дать ясную физическую трактовку обоснованных в статье методов расчета, приводимые далее исходные положения задачи допускают ряд упрощений. Однако превосходящая полученные результаты, можно констатировать, что подобные упрощения несколько не снижают общности окончательных выводов (в заключении статьи этот вопрос рассмотрен специально).

Исходные положения. 1. Пусть на расчетный период заданы конфигурации и параметры электрической сети, состоящей из питающей и N распределительных ($i=1, \dots, N$) подсистем (рис. 1). Каждая i -я распределительная подсистема, присоединяемая к i -му узлу питающей подсистемы, имеет m_i нагрузочных узлов ($j=1, \dots, m_i$) с заданными моделями $Q_{ij}(t)$ графиков годовых реактивных нагрузок [Л. 4]. Балансирующий пункт сети, расположенный в узле $N+1$, является единственным существующим источником реактивной мощности.

Отметим, что в ряде случаев может оказаться экономически оправданным в зависимости от степе-



Условная структурная схема электрической сети, включающая два вида распределительных подсистем напряжением 6—10 кВ и 35 кВ.

ни компенсации менять параметры сети и ее конфигурацию. В настоящее время считается целесообразным учитывать этот фактор итерационным путем, а именно: 1) первоначально сеть задается ориентировочно, исходя из натуральных реактивных нагрузок; 2) после проведения расчета по размещению компенсирующих устройств при заданной сети корректируются ее конфигурация и параметры в соответствии с уменьшившимися полными нагрузками потребителей. Затем расчет по п. 1 повторяется и т. д. Излагаемые ниже расчетные методы предполагают сеть заданной; возможные ее изменения могут учитываться при проведении пересчетов, связанных с применением этих методов (см. далее).

2. В качестве компенсирующих устройств приняты конденсаторные батареи параллельного включения, которые первоначально, в процессе расчетного анализа, предполагаются нерегулируемыми.

3. Границей питающей подсистемы, т. е. i -ми узлами являются (рис. 1): а) шины 6—10 кВ понижающих подстанций с трансформаторами 220—110/6—10 кВ и 220—110/35/6—10 кВ; б) шины 35 кВ понижающих подстанций с трансформаторами 220—110/35 кВ и 220—110/35/6—10 кВ.

В соответствии с этим распределительные подсистемы могут быть двух видов, включающие сети 6—10 кВ, в том числе понижающие трансформаторы 6—10/0,4 кВ;

сети 35 кВ, в том числе понижающие трансформаторы 35/6—10 кВ.

Нагрузочными j -ми узлами считаем шины 0,4 и 6—10 кВ указанных подстанций. Здесь нет необходимости специально выделять подсистемы с сетями 6—10 кВ, присоединяемые к шинам подстанций 35/6—10 кВ — для них будут справедливы все те положения, которые обосновываются ниже для сетей 6—10 кВ, питающихся от подстанций 220—110/6—10 кВ и 220—110/35/6—10 кВ.

4. Оценка эффективности работы конденсаторных батарей производится по интегральному критерию — сэкономленной за год электроэнергии от снижения потерь в сети.

5. Конденсаторные батареи могут быть установлены в i -х узлах (шины 6—10 кВ узловых подстанций питающей подсистемы) и на всех j -х подстанциях (как на стороне напряжения 6—10 кВ, так и на стороне низкого напряжения).

Формулировка задачи. Обоснуем сначала метод эквивалентирования. Для этого целесообразно предположить, что устанавливаться будут лишь высоковольтные конденсаторные батареи на напряжение 6—10 кВ. Можно показать, что в данном случае при одинаковой удельной стоимости устанавливаемых конденсаторных батарей всегда $Q_{ki}=0$. Физический смысл этого ясен: поскольку в i -х узлах отсутствуют ветви, за которыми могут присоединяться батареи, с точки зрения максимального снижения потерь электроэнергии экономически всегда целесообразно размещать последние в глубине распределительной сети. С учетом этого имеем следующую формулировку задачи:

$$Z = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{m_i} (AQ_{kj} + B_j) e_k + b \left(\Delta W_0 + \sum_{i=1}^N \Delta W_i \right) \rightarrow \min; \quad (1)$$

при балансовом условии

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{m_i} Q_{kj} = Q_k \quad (2)$$

и условию неотрицательности переменных

$$Q_{kj} \geq 0, \quad (3)$$

где A — удельная стоимость высоковольтных конденсаторных батарей; B_j — постоянные составляющие затрат; e_k — коэффициент суммарных отчислений от величины капитальных затрат, включая нормативный коэффициент; b — удельная стоимость потерянной электроэнергии; ΔW_0 и ΔW_i — годовые потери электроэнергии в питающей и распределительных подсистемах.

Дифференцируя функцию Лагранжа

$$F = Z + \lambda \left(\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{m_i} Q_{kj} - Q_k \right) \quad (4)$$

по независимым переменным Q_{kj} , получим следующие условия оптимального решения задачи [Л. 5]:

$$b \left(\frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{kj}} + \frac{\partial \Delta W_i}{\partial Q_{kj}} \right) = -Ae_k - \lambda + v_j; \quad (5)$$

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{m_i} Q_{kj} = Q_k; \quad (6)$$

$$Q_{kj} v_j = 0; \quad (7)$$

$$Q_{kj} \geq 0. \quad (8)$$

Искусственно вводимые переменные v_j , связанные с независимыми переменными условиями дополняющей нежесткости (7), обеспечивают выполнение неравенства (3) [Л. 5].

Метод эквивалентирования. Предположим, что в результате решения системы уравнений (5) — (8) для всех j -х узлов оказалось:

$$Q_{kj} > 0, \quad v_j = 0. \quad (9)$$

В этом случае при допущении о неизменности напряжения u во всех узлах и отсутствии соответствующих фазовых сдвигов для каждой i -й подсистемы столбцовая матрица частных производных от потерь электроэнергии в их сетях по искомым Q_{kj}

$$\frac{\partial \Delta W_i}{\partial Q_{kj}} = -\frac{2T}{u^2} R^i (Q_c^i - Q_k^i), \quad (10)$$

где R^i — квадратная матрица узловых активных сопротивлений i -й подсистемы относительно i -го узла питающей сети; Q_c^i — столбцовая матрица среднегодовых реактивных нагрузок j -х узлов i -й подсистемы.

Из (10) явствует, что удельные приросты потерь электроэнергии в сети (величины частных производных) при работе нерегулируемых конденсаторных батарей определяются среднегодовыми и реактивными нагрузками и не зависят от характера их изменения во времени. Учет последнего фактора, равно как и требования необходимого баланса реактивных мощностей в режимах максимальных нагрузок, осуществляется на следующем этапе расчета путем соответствующего применения «принципа площадей» [Л. 4 и 8], который в основе своего применения предполагает оптимальное раз-

мещение в сети именно нерегулируемых источников реактивной мощности.

С учетом (10) систему (5) представим в развернутом виде:

$$b \left[\frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{kj}} - \frac{2T}{u^2} R^i (Q_c^i - Q_k^i) \right] = -1 (Ae_k + \lambda) \quad (i = 1, \dots, N). \quad (11)$$

Очевидно, что

$$\frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{kj}} = 1 \frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{k\sigma}^i} \quad (j = 1, \dots, m_i; i = 1, \dots, N), \quad (12)$$

где $Q_{k\sigma}^i$ — суммарные мощности оптимальных конденсаторных батарей i -х подсистем.

Имея в виду равенство (12), разрешим матричное уравнение (11) относительно искомым переменных:

$$Q_k^i = Q_c^i - (R^i)^{-1} \mathbf{1} \frac{u^2}{2T} \left(\frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{k\sigma}^i} + \frac{Ae_k + \lambda}{b} \right) \quad (i = 1, \dots, N). \quad (13)$$

Отсюда величины суммарных мощностей $Q_{k\sigma}^i$ оптимальных конденсаторных батарей можно найти, умножив слева выражение (13) на транспонированную столбцовую единичную матрицу:

$$Q_{k\sigma}^i = \bar{\mathbf{1}} Q_k^i = \bar{\mathbf{1}} Q_c^i - \bar{\mathbf{1}} (R^i)^{-1} \mathbf{1} \frac{u^2}{2T} \left(\frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{k\sigma}^i} + \frac{Ae_k + \lambda}{b} \right) \quad (i = 1, \dots, N) \quad (14)$$

(здесь черточка над цифрой обозначает транспонированную матрицу).

В выражении (14)

$$\bar{\mathbf{1}} (R^i)^{-1} \mathbf{1} = (R_s^i)^{-1} = Y_s^i \quad (15)$$

назовем эквивалентными и активными проводимостями i -х подсистем, однозначно определяемые параметрами и конфигурацией их сетей. Перепишем (14) в виде:

$$Q_{k\sigma}^i = Q_{c\sigma}^i - Y_s^i \frac{u^2}{2T} \left(\frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{k\sigma}^i} + \frac{Ae_k + \lambda}{b} \right) \quad (i = 1, \dots, N); \quad (16)$$

столбцовая же матрица величин $Q_{k\sigma}^i$ выглядит так:

$$Q_{k\sigma} = Q_{c\sigma} - Y_{s\partial} \frac{u^2}{2T} \left(\frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{k\sigma}^i} + \mathbf{1} \frac{Ae_k + \lambda}{b} \right), \quad (17)$$

где индекс ∂ обозначает диагональную матрицу.

Преобразуем последнее выражение к виду:

$$b \left[\frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{k\sigma}^i} - \frac{1}{2T} R_{s\partial} (Q_{c\sigma} - Q_{k\sigma}) \right] = -\mathbf{1} (Ae_k + \lambda). \quad (18)$$

Сопоставление полученного выражения (18) с выражением (11) приводит к важному выводу: суммарные мощности $Q_{k\sigma}^i$ можно найти, рассматривая только питающую подсистему к присоединенным в ее i -х узлах эквивалентными сопротивлениями R_s^i , за которыми приложены суммарные реактивные на-

грузки Q_{cs}^i i -х подсистем. После определения этих величин остается решить N независимых задач оптимального размещения конденсаторных батарей по отдельным j -м узлам i -х подсистем общей суммарной мощностью $Q_{k\sigma}^i$. Формулировка каждой такой задачи следующая:

$$Z_i = b \Delta W_i \rightarrow \min \quad (i = 1, \dots, N) \quad (19)$$

при условиях

$$\sum_{j=1}^{m_i} Q_{kj} = Q_{k\sigma}^i \quad (i = 1, \dots, N); \quad (20)$$

$$Q_{kj} \geq 0. \quad (21)$$

Данная схема расчета справедлива при принятом выше допущении (9). В общем же случае, когда для каждой i -й подсистемы решению задачи (1)–(3) отвечает равенство нулю некоторой группы переменных Q_{kj} , следует прибегнуть к следующему итерационному методу расчета, основанному на уже рассмотренной возможности эквивалентирования распределительных подсистем. Расчет ведется по двум итерационным циклам:

1) внешний — решается система N уравнений (18) при условиях

$$\sum_{i=1}^N Q_{k\sigma}^i = Q_k \quad \text{и} \quad Q_{k\sigma}^i \geq 0;$$

2) внутренний — решаются N задач (19)–(21), по результатам которых соответствующим образом корректируются (см. ниже) величины эквивалентных сопротивлений R_s^i , и расчет повторяется.

Остается выяснить путь корректировки сопротивлений R_s^i в зависимости от степени невыполнения условия (9).

Корректировка эквивалентных сопротивлений. Условия оптимального решения задачи (19)–(21) аналогичны условиям (5)–(8) и имеют вид:

$$b \frac{\partial \Delta W_i}{\partial Q_{kj}} = -\lambda^i + v_j; \quad (22)$$

$$\sum_{j=1}^{m_i} Q_{kj} = Q_{k\sigma}^i; \quad (23)$$

$$Q_{kj} v_j = 0; \quad (24)$$

$$Q_{kj} \geq 0. \quad (25)$$

Перепишем (22) в следующем развернутом виде:

$$-\frac{2bT}{u^2} R^i (Q_c^i - Q_k^i) = -\mathbf{1} \lambda^i + \mathbf{v}. \quad (26)$$

Пусть

$$Q_{ks} > 0 \quad (s = 1, \dots, n); \quad Q_{kh} = 0 \quad (h = n+1, \dots, m_i) \quad *, \quad (27)$$

в соответствии с этим матрицу R^i и векторы \mathbf{v} и Q_k^i представим в блочном виде:

$$\mathbf{v} = \begin{Bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{v}_h \end{Bmatrix}; \quad R^i = \begin{Bmatrix} R_{ss} & R_{sh} \\ R_{hs} & R_{hh} \end{Bmatrix}; \quad Q_k^i = \begin{Bmatrix} Q_{ks} \\ \mathbf{0} \end{Bmatrix}.$$

* Алгоритм фиксации значений отдельных переменных на нуле, отвечающих оптимальному решению задачи (19)–(21), приведен в [Л. 9].

Очевидно, что введению искусственных переменных v_j , обеспечивающих выполнение неравенства (3), полностью эквивалентно увеличение диагональных элементов блока R_{hh} на некоторые величины ΔR_{hh} ($h=n+1, \dots, m_i$), так что (26) можно представить в виде:

$$-\frac{2bT}{u^2} \left\| \begin{matrix} R_{ss} & R_{sh} \\ R_{hs} & R_{hh} + \Delta R_x \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} Q_s - Q_{ks} \\ Q_h \end{matrix} \right\| = -1\lambda. \quad (28)$$

Но отсюда явствует, что каждая величина ΔR_{hh} однозначно определяется следующими уравнениями с одним неизвестным каждое:

$$(R_{hh} + \Delta R_{hh})Q_h + \sum_{\substack{j=n+1 \\ j \neq h}}^{m_i} R_{hj}Q_j + \sum_{s=1}^n R_{hs}(Q_s - Q_{ks}) = -\lambda \frac{u^2}{2bT}; \quad (29)$$

это позволяет найти скорректированную матрицу R^i , отвечающую выражению (28), а значит и скорректированное значение эквивалентной проводимости

$$(R_s^i)^{-1} = \bar{1} (R^i)^{-1} \bar{1}.$$

Следует подчеркнуть, что расчет эквивалентного сопротивления R_s^i коренным образом упрощается вследствие того, что распределительные сети 6—10 и 35 кВ работают в разомкнутом режиме. В этом случае, как нетрудно показать, вовсе не требуется вообще составлять матрицу R^i и производить вычисления по формуле (15); достаточно лишь преобразовать схему сети i -й подсистемы путем последовательно-параллельного сложения активных сопротивлений ее элементов к одному эквивалентному сопротивлению R_s^i . При этом дополнительные сопротивления ΔR_{hh} , вычисленные из уравнений вида (29), следует просуммировать с величинами сопротивлений h -х нагрузочных ветвей.

Установка высоковольтных и низковольтных конденсаторных батарей. Метод парциальных расчетов. Выясним некоторые закономерности в расчетах компенсации реактивных нагрузок при смешанной установке в сети и высоковольтных, и низковольтных конденсаторных батарей. Для краткости ограничимся только подсистемами, включающими сети 6—10 кВ (см. п. 3 «Исходных положений»). Предполагаем, что места установок высоковольтных батарей — шины 6—10 кВ подстанций 220—110/6—10 кВ и 220—110/35/6—10 кВ, места установок низковольтных батарей — шины 0,4 кВ подстанций 6—10/0,4 кВ.

Условия оптимального решения данной задачи также полностью аналогичны условиям (5)—(8):

$$b \frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_k^i} = -Ae_k - \lambda + v^i; \quad (30)$$

$$b \left(\frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{kj}^i} + \frac{\partial \Delta W_i}{\partial Q_{kj}^i} \right) = -A_n e_k - \lambda + v_j; \quad (31)$$

$$\sum_{i=1}^N Q_k^i + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{m_i} Q_{kj}^i = Q_k; \quad (32)$$

$$Q_k^i v^i = 0, \quad Q_{kj}^i v_j = 0; \quad (33)$$

$$Q_k^i \geq 0, \quad Q_{kj}^i \geq 0. \quad (34)$$

Здесь A_n — удельная стоимость низковольтных конденсаторных батарей, причем всегда $A_n > A$ [Л. 6].

Вычитая из каждого уравнения системы (31), записанной для j -х узлов i -й подсистемы, соответствующие i -е уравнения (30), получаем:

$$b \frac{\partial \Delta W_i}{\partial Q_{kj}^i} = -\Delta A e_k + (v_j - v^i), \quad (35)$$

где

$$\Delta A = A_n - A. \quad (36)$$

Отсюда следует, что условия независимого расчета компенсации реактивных нагрузок для питающей и распределительных подсистем следующие:

$$v^i = 0 (Q_k^i > 0); \quad (37)$$

$$v^i > 0 (Q_k^i = 0) \text{ и } v_j > 0 (Q_{kj}^i = 0). \quad (38)$$

Однако невозможно заранее предвидеть выполнение условий (37) и (38) для той или иной i -й подсистемы. В связи с этим излагаемый ниже метод парциальных расчетов основан на предварительном предположении о последующем выполнении этих условий. В противном случае, если последние не будут выполняться для некоторых подсистем, следует применять обоснованный выше метод эквивалентирования.

Метод парциальных расчетов состоит из следующих этапов.

1. Определяются предварительные величины Q_{k0}^i мощностей Q_{k0}^i , отвечающие минимуму приведенных затрат,

$$Z_0 = \sum_{i=1}^N (AQ_{k0}^i + B^i) e_k + b \Delta W_0 \quad (39)$$

при условиях:

$$\sum_{i=1}^N Q_{k0}^i = Q_k, \quad (40)$$

$$Q_{k0}^i \geq 0. \quad (41)$$

Те i -е подсистемы, для которых окажется $Q_{k0}^i = 0$ (допустим, $i=1, \dots, k$), в дальнейшем эквивалентировуются сопротивлениями R_s^i (см. выше), поскольку заранее неизвестно, выполняется ли второе из условий (38) для каждого j -го узла этих подсистем.

2. Для $N-k$ подсистем решается система уравнений (35) при условии неотрицательности переменных, определяющая мощности Q_{kj}^i ($j=1, \dots, m_i$; $i=k+1, \dots, N$). На данном этапе решаются, по сути дела, $N-k$ независимых, сугубо экономических задач, учитывающих эффект снижения потерь электроэнергии лишь в самих распределительных подсистемах и преследующих цель дальнейшего снижения приведенных затрат на сооружение сети.

3. Определяются мощности Q_{k0}^i конденсаторных батарей, устанавливаемых в $N-k$ узлах питающей сети:

$$Q_k^i = Q_{k0}^i - \sum_{j=1}^{m_i} Q_{kj}^i. \quad (42)$$

Последнему равенству можно дать ясную физическую трактовку: поскольку мощности батарей Q_{k0}^i обусловлены повышением экономичности работы

лишь самих i -х распределительных подсистем, суммарные недокомпенсированные реактивные нагрузки этих подсистем

$$Q_0^i = Q_{сг}^i - Q_{к0}^i = Q_{сг}^i - Q_{к}^i - \sum_{j=1}^{m_i} Q_{кj}^i$$

остаются те же, что и при решении задачи по п. 1.

Если окажется, что для некоторых i -х подсистем из числа $N-k$ мощности $Q_{к0}^i$, определяемые равенством (42), меньше нуля (это свидетельствует о невыполнении условия (37)), данные подсистемы также эквивалентируются указанным выше способом.

Из вышесказанного следует, что метод парциальных расчетов в отличие от метода эквивалентирования имеет, вообще говоря, ограниченную область применения, определяемую условиями (37), (38). Однако путем несложного анализа покажем, что значительная разница в удельной стоимости низковольтных и высоковольтных конденсаторных батарей ($A_n \approx 10$ руб/квар, $A \approx 5$ руб/квар) в большинстве случаев обеспечивает выполнение условий (37), (38).

Условия (37), (38) равносильны следующему неравенству:

$$Q_{к0}^i > \sum_{j=1}^{m_i} Q_{кj}^i \quad (43)$$

Предположим, что оно не выполняется, т. е.

$$Q_{к}^i < 0 \text{ и } Q_{кj}^i > 0 \quad (j = 1, \dots, n_i). \quad (44)$$

Тогда на основании (30) и (31) можно записать:

$$b \frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{к}^i} < -A e_{к} - \lambda; \quad (45)$$

$$b \left(\frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{кj}^i} + \frac{\partial \Delta W_j}{\partial Q_{кj}^i} \right) = -A_n e_{к} - \lambda \quad (j = 1, \dots, n_i). \quad (46)$$

Разделив каждое из n_i уравнений (46) на уравнение (45), получим соотношение, обуславливающее предполагаемое неравенство (43):

$$1 + \frac{\frac{\partial \Delta W_j}{\partial Q_{кj}^i}}{\frac{\partial \Delta W_0}{\partial Q_{к}^i}} = 1 + \frac{\sigma_j}{\sigma^i} > \frac{A_n e_{к} + \lambda}{A e_{к} + \lambda} \quad (47)$$

или при $\lambda = 0$

$$\sigma_j / \sigma^i > 1,$$

что практически нереально: величины удельных приростов σ для электрических сетей различных напряжений соизмеримы [Л. 6], и в то же время распределительные подсистемы получают питание от балансирующего пункта, как правило, через две-три ступени трансформации. Тем более нереально предположение (43) при $\lambda < 0$, что явствует из выражения (47). Вариант же $\lambda > 0$ не подлежит рассмотрению, поскольку в этом случае всегда принимается $\lambda = 0$.

Остается заметить, что метод парциальных расчетов в принципиальном отношении не является новым; независимое от питающей сети размещение низковольтных конденсаторных батарей рассматривалось ранее в ряде работ [Л. 6 и 7]. Однако в настоящей статье данное положение распространяется на общий случай произвольной сети с необходимой

увязкой метода парциальных расчетов с методом эквивалентирования, что позволяет разработать универсальный алгоритм расчета.

Общий алгоритм расчета. Поставленную задачу в самом общем виде можно рассмотреть, предположив, что на каждой узловой подстанции питающей подсистемы установлены трехобмоточные трансформаторы 220—110/35/6—10 кВ, от которых получают питание распределительные подсистемы (см. п. 3—«Исходные положения»). В этом случае каждая такая подстанция на расчетной электрической схеме сети будет представляться двумя узлами, отвечающими шинам 6—10 кВ и 35 кВ; все же N узлов сети разобьются на две равные группы: пусть к первой группе узлов (группа I) присоединены распределительные подсистемы 6—10 кВ, ко второй (группа II) — распределительные подсистемы 35 кВ. Последние, как уже говорилось, эквивалентируются сопротивлениями R^i , за которыми приложены суммарные реактивные нагрузки $Q_{сг}^i$.

Порядок расчета в общем случае следующий.

1. Оптимизируется размещение конденсаторных батарей в питающей подсистеме, дающее минимум функции приведенных затрат,

$$Z = \sum_I (A Q_{к0}^i + B^i) e_{к} + \sum_{II} (A Q_{кг}^i + B^i) e_{к} + b \Delta W',$$

при балансовом условии и условии неотрицательности переменных. Здесь первая сумма распространяется на узлы группы, вторая — на узлы второй группы; величина $\Delta W'$ — потери электроэнергии в питающей подсистеме включает потери в эквивалентных сопротивлениях R^i .

2. Используя метод парциальных расчетов, определяется размещение низковольтных конденсаторных батарей в тех i -х подсистемах первой группы, для которых оказалось $Q_{к0}^i > 0$. Остальные подсистемы первой группы, для которых $Q_{к0}^i = 0$, замещаются соответствующими эквивалентными сопротивлениями. Эквивалентированию подлежат также и те подсистемы, для которых хотя и выполняется условие $Q_{к0}^i > 0$, но в результате применения метода парциальных расчетов выявилось невыполнение неравенства (43).

3. Решается задача вида (19)—(21) для всех подсистем второй группы и подсистем, эквивалентированных по п. 2. В процессе соответствующих расчетов производятся коррективы эквивалентных сопротивлений R^i , указанным в работе способом.

Расчеты по пп. 1—3 ведутся до достижения требуемой сходимости вычислительного процесса.

Здесь следует остановиться на возможности практической реализации изложенного выше общего алгоритма расчета. Проектные институты Энергосетьпроект и Внипсельэлектро на расчетные периоды времени располагают, как правило, однохарактерной информацией о параметрах своих сетей. Это позволяет при расчетах компенсации реактивных нагрузок в питающих сетях по п. 1 алгоритма учитывать сельскохозяйственные сети 35 кВ с помощью эквивалентных сопротивлений R^i , вычисляемых по формуле (15); необходимая их корректура с использованием выражения (29) также

практически реализуема. Но в то же время, если к указанным расчетным периодам аналогичная информация о параметрах промышленных сетей отсутствует, метод парциальных расчетов по п. 2 общего алгоритма в большинстве случаев и не требует этой информации — выше показано, что условия (37) и (38) независимых расчетов по размещению компенсирующих устройств в питающих и промышленных сетях, как правило, выполняются.

Таким образом, можно заключить, что общий алгоритм расчетов по пп. 1—3 практически реализуем.

Область применения расчетных методов. Обоснованные расчетные методы имеют значительно более широкую область своего применения в отношении учета различных новых факторов, влияющих на окончательное решение, по сравнению с принятыми в «Исходных положениях». При этом ввиду очевидного отсутствия новых принципиальных моментов в постановке задач вследствие появления этих факторов последние приводятся ниже без специальных обоснований.

1. Общий алгоритм расчета может предусматривать возможность оптимального регулирования конденсаторных батарей в соответствии с заданными моделями $Q_j(t)$ реактивных нагрузок (см. п. 1 «Исходных положений»), используя, например, «принцип площадей» [Л. 4 и 8]. Это непосредственно видно из того факта, что в качестве исходной базы для применения этого принципа служит расчет компенсации реактивных нагрузок условно нерегулируемыми источниками, как это и делалось в настоящей работе.

2. Эффективность работы компенсирующих устройств может оцениваться наряду с интегральным критерием еще и локальным — величиной сэкономленной активной мощности в режиме максимальных нагрузок работы сети. Действительно, математическая сущность двух рассмотренных выше методов расчета несколько не изменится, если во всех формулах вместо среднегодовых реактивных нагрузок будут фигурировать максимальные нагрузки. Ясно, что при использовании комплексного критерия оптимальности, когда в формулах будут одновременно участвовать и те и другие величины мощностей, все доказанные в работе положения останутся в силе.

3. Расчет компенсации реактивных нагрузок в питающей подсистеме (см. п. 1 «Общего алгоритма расчета») может предусматривать определение удельных приростов потерь различными известными точными методами в отличие от распределительных подсистем, где это учитывается приближенно путем усреднения величины напряжения. В самом деле, в приведенных ранее формулах упомянутые удельные приросты $\frac{\partial \Delta W_n}{\partial Q_k}$ фигурируют в самом общем виде, без конкретного математического выражения, что и позволяет данные величины вычислять каждый раз теми или иными целесообразными способами.

4. Балансирующий пункт может быть не единственным существующим источником реактивной мощности. В [Л. 4] показано, что с математической точки зрения расчет режимов работы проектируемых и существующих источников реактивной мощности, дающих минимум приведенных затрат, полностью идентичен.

Выводы. 1. Доказана возможность эквивалентирования отдельных частей электрической сети при расчетах компенсации реактивных нагрузок одиночными активными сопротивлениями. Величины последних рассчитываются по формуле (15).

2. Показана возможность независимого рассмотрения отдельных подсистем общей электрической сети при расчетах компенсации реактивных мощностей с помощью высоковольтных и низковольтных конденсаторных батарей.

3. Обоснованные в работе расчетные методы позволяют комплексную многомерную задачу размещения компенсирующих устройств в сети 220 кВ и ниже свести к решению ряда локальных задач пониженной размерности.

4. Несмотря на то, что проектирование различных видов сетей ведется различными специализированными институтами, изложенные в статье методы расчета позволят наметить пути необходимых увязок решений частных задач компенсации реактивных нагрузок в этих сетях, подчиненных требованию достижения приближенно оптимального решения этой задачи для всей электрической сети энергосистемы в целом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ковалев И. Н. Методы упрощения структуры сложной электрической сети при расчетах компенсации реактивных нагрузок. — В кн.: Сборник докладов конференции «Новая техника в электроснабжении и электрооборудовании промышленных предприятий». М., МДНТП, 1971, с. 89—92.
2. Каялов Г. М., Ковалев И. Н., Теренин М. И. Постановка и решение комплексной проблемы оптимальной компенсации реактивных нагрузок промышленных предприятий. — В кн.: Сборник докладов всесоюзного научно-технического совещания по электроснабжению промышленных предприятий. М., «Энергия», 1972, с. 114—116.
3. Мельников Н. А., Солдаткина Л. А. Регулирование напряжения в электрических сетях. М., «Энергия», 1968, 152 с.
4. Ковалев И. Н. Метод расчета компенсации переменных реактивных нагрузок в электрических сетях. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1973, № 2, с. 79—90.
5. Деннис Дж. Б. Математическое программирование и электрические цепи. М., Изд-во иностр. лит., 1961, 213 с.
6. Литвак Л. В. Рациональная компенсация реактивных нагрузок на промышленных предприятиях. М., Госэнергоиздат, 1963, 255 с.
7. Гительсон С. М. Теоретические основы оптимального распределения конденсаторов на промышленных предприятиях. — «Изв. вузов СССР. Электромеханика», 1960, № 8, с. 119—130.
8. Каялов Г. М., Ковалев И. Н. Расчет компенсации реактивных нагрузок регулирующими конденсаторными батареями. — «Электричество», 1971, № 8, с. 19—25.
9. Ковалев И. Н., Татевосян Г. М. Алгоритм решения одной задачи компенсации реактивных нагрузок. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1972, № 6, с. 132—136.



Регулирование напряжения в сетях при помощи статического компенсатора с параметрическим регулированием

КУЧУМОВ Л. А., ЧЕРНОВЕЦ А. К., ОРЛОВ В. С.

Ленинград

ЛИБКИНД М. С.

Москва

ЯРВИК Я. Я.

Таллин

Управляемые статические компенсирующие устройства (УСК), состоящие из параллельно включенных конденсаторной батареи и управляемого реактора с вращающимся полем [Л. 1—3], могут найти широкое применение в электрических системах для повышения устойчивости и улучшения установившихся режимов. Этому способствуют такие качества УСК, как широта диапазона регулирования, синусоидальность тока, возможность быстрого регулирования реактивной мощности по любому заданному закону. На промышленных предприятиях УСК с реакторами относительно малой мощности 5—25 Мв·а могут быть применены для компенсации реактивной мощности, причем преимущества УСК перед синхронными компенсаторами в скорости изменения реактивной мощности открывают перспективы их использования в сетях с резкопеременными нагрузками для уменьшения колебаний напряжения.

Однако функции стабилизации напряжения в УСК (рис. 1,а) с успехом может выполнять более простое индуктивное регулирующее звено — вместо управляемого реактора можно применить насыщающийся реактор (НР).

Вольт-амперная характеристика НР нелинейна и может быть аппроксимирована двумя прямыми (рис. 1,б). Рабочий участок характеристики ограничен точкой излома ($I_p \geq I_{p\min}$, $U_p \geq U_{p\min}$). Если напряжение на зажимах реактора не снижается ниже $U_{p\min}$, то при колебаниях напряжения практически безинерционно будут возникать приращения тока реактора, оказывающие стабилизирующее воздействие на напряжение. Статический компенсатор с насыщающимся реактором назовем параметрическим (ПСК).

Известны НР на базе стержневого реактора Фридлиндера [Л. 4], вместо которого может быть использован реактор с вращающимся магнитным полем, поскольку его конструкция гораздо проще — всего одна трехфазная обмотка вместо рабочей и нескольких компенсационных при стержневом магнитопроводе; благодаря круговой симметрии по синусоидальности потребляемого тока он превосходит стержневые реакторы, а ограничение по величине номинального напряжения не является существенным, поскольку реакторы такого типа потребуются на напряжении 6—35 кВ.

Определим в зависимости от параметров изменяющейся нагрузки и допустимого значения колебаний напряжения следующие параметры ПСК: мощность и вольт-амперную характеристику НР, мощность включенной параллельно НР конденсаторной батареи КВ и др. Важной также является задача подстройки характеристик ПСК при отклонениях параметров его элементов от расчетных значений, изменениях параметров нагрузки, отклонении частоты системы, изменениях уставки стабилизируемого напряжения. Анализ проведем для случая включения ПСК на понизительной подстанции, расчетная схема которой изображена на рис. 1,а. Полагаем, что на шинах U включена нагрузка с резкопеременными реактивными токами. Для уменьшения колебаний напряжения на шинах U и шинах системы U_1 применен ПСК, насыщающийся реактор которого включен в общем случае через реактивное сопротивление $x_{вн}$ (например, сопротивление рассеяния согласующего трансформатора СТ и батареи продольной емкостной компенсации ПК).

С целью получения более простых и наглядных соотношений пренебрежем активными сопротивлениями элементов расчетной схемы, аperiodическими токами и влиянием активной нагрузки на колебания напряжения, поскольку в реальных условиях учет указанных факторов вносит малое уточнение.

Для расчетов необходимо знать реактивные сопротивления x_T , x_c . $x_{с.э} = x_T + x_c$ в цепи связи шин U с шинами неизменного напряжения U_c и параметрами реактивного тока нагрузки: среднего за $I_{н.ср}$, максимального $I_{н.мах}$ и минимального $I_{н.мин}$ значений, среднеквадратического отклонения тока σ_{I_n} . Полагаем также, что можно задать расчетное значение амплитуды тока $\Delta I_{н.расч} \leq I_{н.мах} - I_{н.мин}$, при появлении которого необходимо

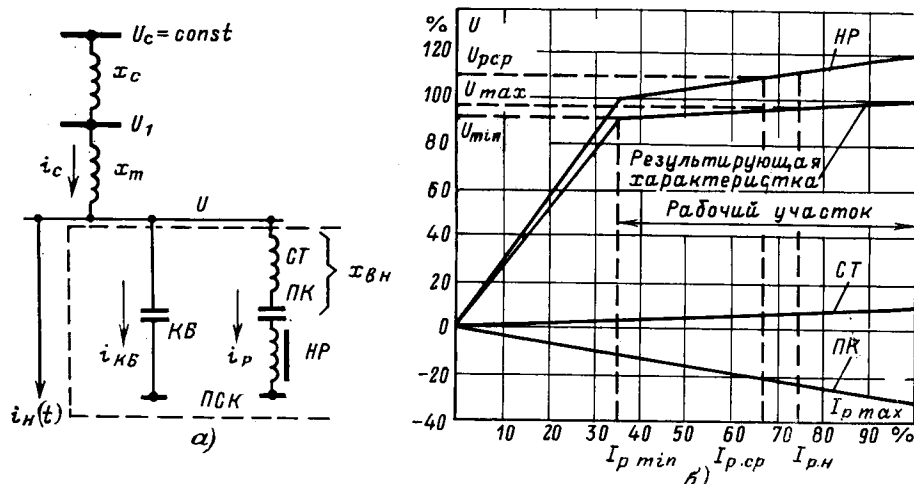


Рис. 1. Принципиальная схема включения параметрического компенсатора (а) и его вольт-амперные характеристики (б).

обеспечить за счет ПСК амплитуду колебаний напряжения, меньшую (равную) $\Delta U_{\text{доп}}$.

Параметры цепи с НР следует выбрать таким образом, чтобы НР работал при колебаниях тока нагрузки (напряжения) в пределах рабочей зоны вольт-амперной характеристики. При этом

$$\Delta I_p = b_{p, \text{э}} \Delta u,$$

где $b_{p, \text{э}} = 1/x_{p, \text{э}}$ — эквивалентная динамическая проводимость цепи с НР. При $x_{\text{вн}} = 0$ $b_{p, \text{э}} = b_{p, \text{дин}} = 1/x_{p, \text{дин}}$.

При указанных выше условиях можно записать:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_n &= b_{n, \text{дин}} \Delta u; \quad \Delta i_p = b_{p, \text{э}} \Delta u; \\ \Delta i_{\text{КБ}} &= -b_{\text{КБ}} \Delta u; \quad \Delta i_c = -b_{c, \text{э}} \Delta u; \\ \Delta i_n + \Delta i_{\text{КБ}} + \Delta i_p + \Delta i_n(t) &= \Delta i_c, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $b_{n, \text{дин}} = \Delta i_n / \Delta u$ — динамическая проводимость включенной на шины U средней составляющей реактивной нагрузки; $b_{c, \text{э}} = 1/x_c + x_T = 1/x_{c, \text{э}}$; $\Delta i_n(t)$ — переменная часть реактивной нагрузки, принимаемая независимой от напряжения.

Решим (1) относительно Δu :

$$\Delta u = - \frac{\Delta i_n(t)}{b_{c, \text{э}} + b_{n, \text{дин}} - b_{\text{КБ}} + b_{p, \text{э}}}. \quad (2)$$

Полагая, что при $\Delta i_n(t) = \Delta I_{n, \text{расч}}$ $\Delta u = -\Delta U_{\text{доп}}$ получаем значение $b_{p, \text{э}0}$, необходимое для обеспечения стабилизации напряжения:

$$b_{p, \text{э}0} = \frac{\Delta I_{n, \text{расч}}}{\Delta U_{\text{доп}}} - b_{c, \text{э}} - b_{n, \text{дин}} + b_{\text{КБ}}. \quad (3)$$

При заданном значении включенного последовательно с НР внешнего сопротивления ($x_{\text{вн}} > 0$ при индуктивном и $x_{\text{вн}} < 0$ при емкостном характере сопротивления) можно рассчитать требуемую динамическую проводимость $b_{p, \text{дин}} = \Delta i_p / \Delta u_p$ непосредственно реактора:

$$b_{p, \text{дин}} = \frac{b_{p, \text{э}0}}{1 - x_{\text{вн}} b_{p, \text{э}0}} \quad (4)$$

или в случае, когда известно значение $b_{p, \text{дин}}$, можно определить требуемое значение $x_{\text{вн}}$:

$$x_{\text{вн}} = \frac{1}{b_{p, \text{э}0}} - \frac{1}{b_{p, \text{дин}}}. \quad (5)$$

Нетрудно убедиться, что при индуктивном характере $x_{\text{вн}}$ требования к крутизне наклона вольт-амперной характеристики НР в насыщенной ее части (рис. 1, б) существенно увеличиваются, а при $x_{\text{вн}} \rightarrow 1/b_{p, \text{э}0}$ необходим НР с горизонтальной частью характеристики, что физически неосуществимо. Целесообразно с целью уменьшения $b_{p, \text{дин}}$ включать последовательно в цепь НР батарею продольной емкостной компенсации с сопротивлением $x_{\text{ПК}}$. Учитывая, что в общем случае $x_{\text{вн}} = x_{\text{СТ}} + x_{\text{ПК}}$ ($x_{\text{СТ}}$ — сопротивление согласующего трансформатора),

$$x_{\text{ПК}} = \frac{1}{b_{p, \text{э}0}} - \frac{1}{b_{p, \text{дин}}} - x_{\text{СТ}}. \quad (6)$$

Определим теперь параметры, необходимые для выбора НР и батареи продольной компенсации по току и напряжению.

Среднее значение тока реактора в предположении, что при $I_{n, \text{max}}$ (минимальное напряжение) ра-

бочая точка на вольт-амперной характеристике (рис. 1, б) реактора соответствует ее излому ($I_p = I_{p, \text{min}}$)

$$I_{p, \text{ср}} = I_{p, \text{min}} + b_{p, \text{э}0} \frac{\Delta U_{\text{доп}}}{\Delta I_{n, \text{расч}}} (I_{n, \text{max}} - I_{n, \text{ср}}). \quad (7)$$

Номинальный ток реактора превышает его среднее значение и может быть принят равным среднеквадратичному току НР:

$$I_{p, \text{н}} = \sqrt{I_{p, \text{ср}}^2 + \sigma_{I_p}^2}, \quad (8)$$

где среднеквадратическое отклонение тока реактора можно выразить через σ_{I_n} с учетом (2):

$$\sigma_{I_p} = \frac{b_{p, \text{э}0} \sigma_{I_n}}{b_{c, \text{э}} + b_{n, \text{дин}} - b_{\text{КБ}} + b_{p, \text{э}0}}. \quad (9)$$

Поскольку в правую часть (8) входит неизвестный параметр $I_{p, \text{min}}$, приближенно связанный с номинальным током реактора соотношением $I_{p, \text{min}} = a I_{p, \text{н}}$ ($a = 0,2-0,3$), следует определить $I_{p, \text{н}}$ путем решения квадратного уравнения:

$$I_{p, \text{н}} = \frac{Aa}{1-a^2} + \sqrt{\frac{A^2 a^2}{(1-a^2)^2} + \frac{A^2 + \sigma_{I_p}^2}{1-a^2}}, \quad (10)$$

где

$$A = b_{p, \text{э}0} \frac{\Delta U_{\text{доп}}}{\Delta I_{n, \text{расч}}} (I_{n, \text{max}} - I_{n, \text{ср}}).$$

Номинальным напряжением для батареи продольной компенсации, учитывая большую частоту возникновения толчков тока в цепи НР, следует принять

$$U_{\text{ПКн}} = x_{\text{ПК}} I_{p, \text{max}}, \quad (11)$$

а номинальной мощностью батареи (на три фазы)

$$Q_{\text{ПК ф.н}} = 3x_{\text{ПК}} I_{p, \text{max}} I_{n, \text{н}}, \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} I_{p, \text{max}} &= I_{p, \text{min}} + b_{p, \text{э}0} (U_{\text{max}} - U_{\text{min}}) = \\ &= I_{p, \text{min}} + b_{p, \text{э}0} \frac{I_{n, \text{max}} - I_{n, \text{min}}}{b_{c, \text{э}} + b_{n, \text{дин}} - b_{\text{КБ}} + b_{p, \text{э}0}}. \end{aligned} \quad (13)$$

Среднее напряжение на реакторе, которое примерно равно его номинальному напряжению,

$$U_{p, \text{ср}} \approx U_{p, \text{н}} = U_{p, \text{ср}} + x_{\text{вн}} I_{p, \text{ср}}. \quad (14)$$

Таким образом, получены все необходимые выражения для расчета параметров ПСК, предназначенного для стабилизации напряжения в сети с резкопеременным реактивным током нагрузки. Если реактор изготавливается специально для заданных условий работы на подстанции, то целесообразно вначале задаться на основании опыта проектирования величинами $b_{p, \text{дин}}$ и a , затем с использованием (3), (6), (7), (10) и (14) оценить $I_{p, \text{н}}$ и $U_{p, \text{н}}$ произвести электромагнитный расчет НР, уточнить параметры $b_{p, \text{дин}}$ и a и т. д.

Следует однако учитывать, что при расчете вольт-амперной характеристики НР неизбежны погрешности хотя бы по той причине, что точность задания основной кривой намагничивания не превышает 10%. Кроме того, возможны отклонения емкости конденсаторов, погрешности исходных данных, изменения частоты в системе и т. д. Вследст-

вие большой вероятности резких отличий расчетного и реального режимов работы ПСК при установке оборудования, возникает необходимость в ручной или автоматической подстройке режима.

Ошибки в $b_{p.э}$ можно устранить изменением $x_{ПК}$ или слабым подмагничиванием одного из ярм реактора (в последнем случае в сторону уменьшения $b_{p.э}$). При этом неизбежно изменяется $U_{p.ср}$, $I_{p.ср}$ и диапазон параметрического регулирования ПСК. Более целесообразно сочетать два способа настройки на рабочую точку: изменение $x_{ПК}$ и включение в цепь НР специального регулировочного (согласующего) трансформатора. В случае, если реактор может быть выполнен на напряжение сети, где требуется его установка, то такой трансформатор представляет из себя вольтдобавочный агрегат (ВДА) продольного регулирования с диапазоном ($\pm 10\%$) — ($\pm 15\%$). При включении ПСК на шины 35 кВ и выше реактор в любом случае включается через трансформатор либо автотрансформатор и последний в этом случае должен иметь устройство РПН либо хотя бы переключатель ответвлений для настройки на рабочую точку.

Настройка компенсатора на рабочую точку с помощью регулировочного трансформатора или ВДА в эксплуатационном отношении наиболее удобна, но вызывает увеличение капитальных затрат и потерь активной и реактивной мощности. Поэтому заслуживают внимания схемы, позволяющие уменьшить проходную мощность трансформатора, либо в случае ВДА вообще отказаться от него, осуществляя настройку на рабочую точку согласованным изменением емкостей ПК и КБ на рис. 2, а. Принцип действия схемы состоит в компенсации с помощью батареи КБ части мощности реактора, причем целесообразно прежде всего скомпенсировать ту часть, которая находится вне рабочего участка вольт-амперной характеристики. Из рис. 2, б видно, что характеристика цепи (НР+КБ) может (при пренебрежении активной составляющей тока) иметь начало рабочего участка при токе, равном нулю, или даже заходить в емкостный квадрант (рис. 2, в).

Схемы ПСК по рис. 1 и 2 должны быть технически равноценны, и поэтому протяженность рабочих участков результирующих характеристик по току на рис. 1, б и на рис. 2, б и в [кривая (НР+КБ+ПК+СТ)] в пределах допустимого колебания напряжения в обоих случаях должна быть одинаковой. При выполнении этого условия, как видно из рис. 1, б, 2, б и в, по мере увеличения мощностей НР и компенсируемой батареей КБ пределы изменения напряжения на зажимах НР увеличиваются и возрастает его максимальный ток, что требует увеличения установленной мощности реактора в схеме рис. 2.

При принятой на рис. 1 и 2 характеристике НР ($a=0,33$, $b_{p.дин}=3,4$) и при компенсации тока I_{pmin} (рис. 2, б) проходная мощность согласующего трансформатора и батареи продольной компенсации может быть уменьшена на 36%, но мощность реактора должна быть увеличена на 8%. Суммарная емкость шунтовых батарей в этом случае должна быть также увеличена на 11%.

Наибольший выигрыш в уменьшении проходной мощности трансформатора и последовательной батареи может быть получен при характеристике параметрически регулируемой цепи [(НР+КБ+ПК+|СТ|)] на рис. 2, в, расположенной симметрично в индуктивном и емкостном квадрантах. В этом случае в 2/1—а раз удается уменьшить проходную мощность трансформатора и последовательной батареи (на рис. 2, в в 3 раза), но за счет увеличения емкости шунтовых батарей и реактора (на 19% в рассматриваемом примере).

Таким образом, схема рис. 2 может использоваться либо для уменьшения мощности проходного трансформатора и последовательной батареи, либо при напряжении до 35 кВ можно вообще отказаться от настроечного ВДА, а выбор рабочей точки производить согласованным изменением емкости батарей последовательного и параллельного включения. В последнем случае возрастают требования к точности расчета характеристики насыщающегося реактора, поскольку за счет увеличения емкости КБ уставку стабилизируемого напряжения можно только увеличивать.

При расчете параметров ПСК обычно приходится ориентироваться на параметры нагрузки в наиболее тяжелом расчетном режиме работы электропотребителя. Реально как средние значения, так и интенсивность колебаний токов нагрузки изменяются во времени, и с целью уменьшения среднего значения тока, потребляемого реактором, желательно автоматически регулировать положение рабочей

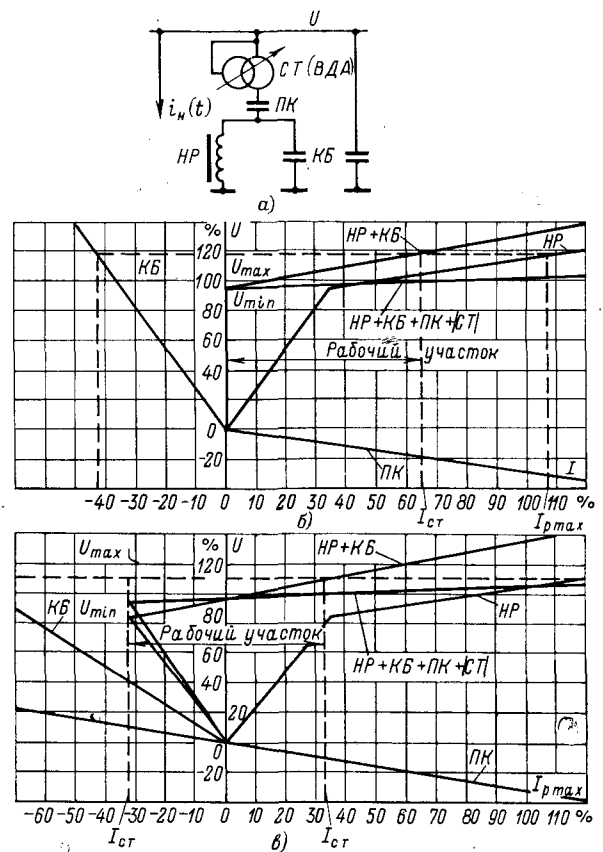


Рис. 2. Схема ПСК с уменьшенной мощностью согласующего трансформатора (а) и его вольт-амперные характеристики (б, в) в зависимости от доли мощности НР, компенсируемой батареей КБ.

точки ПСК таким образом, чтобы при максимальных толчках реактивного тока нагрузки ток в реакторе находился на уровне $I_{p\min}$. Требования к быстрдействию регулирования здесь невысокие, и их можно удовлетворить переключением ответвлений регулировочного трансформатора либо (при его отсутствии) ступенчатым изменением емкости КБ или ПК на рис. 2,а. Характерно, что даже при нарушении настройки на рабочую точку компенсатор не теряет полностью своих свойств, так как в работе остается КБ.

Мощность КБ, включенной параллельно цепи с НР, можно выбрать из соображений обеспечения результирующего коэффициента мощности после установки ПСК на уровне допустимого, например $\cos \varphi_{\text{доп}} = 0,93$. Среднее значение реактивного тока, который следует скомпенсировать за счет КБ,

$$I_{\text{КБ комп}} = I_{\text{н.ср}} \left(1 - \frac{\text{tg } \varphi_{\text{доп}}}{\text{tg } \varphi_{\text{н}}} \right), \quad (15)$$

а при учете среднего значения реактивного тока, потребляемого цепью НР, необходимое значение реактивного тока КБ, пропорциональное ее установленной мощности,

$$I_{\text{КБ ном}} = I_{\text{КБ комп}} + I_{\text{р.ср}}. \quad (16)$$

В относительных единицах определенный по (15) ток равен проводимости КБ $b_{\text{КБ}}$.

Приведем соображения относительно возможных числовых значений параметров ПСК. В первую очередь отметим, что при необходимости обеспечения нормы ГОСТ ($\Delta U_{\text{доп}} = 1\%$) непосредственно на шинах, где устанавливается ПСК, требования к значению эквивалентной динамической проводимости (3) оказываются чрезмерно высокими, и их выполнение в практических условиях крайне затруднено. Действительно, при этом рабочий диапазон по напряжению на зажимах ПСК равен 1% и малые отклонения напряжения или изменения проводимости $b_{\text{р.э}}$ будут приводить к нарушению режима параметрической компенсации.

Однако во многих практических случаях достаточно осуществить стабилизацию напряжения только на шинах U_1 (рис. 1,а), поскольку на промышленных предприятиях для питания резкопеременной нагрузки стараются выделить изолированную секцию. Значение колебаний напряжения на шинах ΔU в этом случае либо не нормируется, либо допускается до 3—5%.

Пример. Рассчитаем параметры ПСК для подстанции типа рис. 1,а. Параметры сети и нагрузки (за базисный принят средний ток нагрузки $I_{\sigma} = I_{\text{ср}}$): $x_{\tau} = 0,06$; $x_{\text{с}} = 0,01$; $\cos \varphi_{\text{н}} = 0,7$; $b_{\text{н.дин}} = 2,0$; реактивные токи нагрузки; $I_{\text{н.ср}} = 0,7$; $I_{\text{нmax}} = 2,0$; $I_{\text{нmin}} = 0$; $\sigma_{I_{\text{н}}} = 0,5$. При отсутствии ПСК колебания напряжения на шинах U и U_1 соответственно составляют $\Delta U = (x_{\tau} + x_{\text{с}})(I_{\text{нmax}} - I_{\text{нmin}}) = 0,14$ и $\Delta U_1 = 0,02$. Требуется обеспечить $\Delta U_1 \leq 0,01$ и $\Delta U < 0,05$, а также повысить коэффициент мощности на шинах U до $\cos \varphi_{\text{доп}} = 0,93$. При расчетах также примем, что номинальное значение динамической проводимости НР $b_{\text{р.дин}} = 10$ ($I_{\sigma} = I_{\text{р.н}}$; $U_{\sigma} = U_{\text{р.н}}$) и $a = I_{\text{рmin}}/I_{\text{р.н}} = 0,3$.

Вначале оценим по (3) требуемое значение динамической проводимости цепи с НР. Входящую в (3) величину $b_{\text{КБ}}$ следует задать ориентировочно, и затем, после ее определения по (16), расчет можно уточнить. Учитывая, что требование $\Delta U < 0,05$ является более жестким по сравнению с $\Delta U_1 < 0,01$, $b_{\text{р.э}} = 24,7$.

Далее определим по (9) среднеквадратическое отклонение тока реактора, по (10) — номинальный, по (7) — средний и по (13) — максимальный ток цепи с НР:

$\sigma_{I_{\text{р}}} = 0,308$; $I_{\text{р.н}} = 0,8$; $I_{\text{р.ср}} = 0,73$; $I_{\text{рmax}} = 1,47$. Динамическая проводимость реактора в базисных единицах составит $b_{\text{р.дин}}/I_{\text{р.н}} = 12,5$, что меньше требуемого значения $b_{\text{р.э}} = 24,7$ — следовательно, необходимо включить последовательно с НР батарею продольной емкостной компенсации с сопротивлением, определенным по (6), $x_{\text{ГК}} = 0,04^*$ и мощностью (12) $Q_{\text{ПКн}} = 0,14$. Среднее напряжение на реакторе (14) при $U_{\text{ср}} = 1$ $U_{\text{р.ср}} = 1,029$. Ток батареи КБ согласно (15) и (16) $I_{\text{КБн}} = 1,16$.

Для проверки работоспособности предлагаемого параметрического компенсатора на базе насыщающегося реактора с вращающимся магнитным полем в лаборатории была собрана схема установки в соответствии с принципиальной схемой рис. 1. Она была предназначена для уменьшения влияния резкопеременной нагрузки в реальных условиях на напряжение 380 в. Поэтому ее можно рассматривать как первую опытно-промышленную установку данного типа. Выделенная секция связана с системой бесконечной мощности (за точку бесконечной мощности принимается сеть) через сопротивление связи ($x_{\text{с.э}}$), в которое условно входят сопротивления питающей сети и понижающего трансформатора.

В цепи шунтовой конденсаторной батареи предусмотрено индуктивное сопротивление для подавления высших гармонических тока, конструктивно выполненное аналогично $x_{\text{с.э}}$. Резкопеременная нагрузка моделировалась управляемым реактором, включенным на выделенную секцию 380 в. Меняя ток в цепи его подмагничивания и очередность включения цепей управления и трехфазной, можно изменять крутизну фронта нагрузки и ее установившееся значение.

При эксперименте ставились следующие задачи.

1. Создание насыщающегося реактора и проверка правильности электромагнитного расчета его вольт-амперных характеристик.

2. Проверка возможности получения требуемой эквивалентной динамической проводимости цепи с ПР с помощью последовательной батареи как при наличии, так и при отсутствии согласующего трансформатора путем слабого подмагничивания и проверка правильности расчетных выражений (2) — (6).

3. Исследование формы кривой тока компенсатора и формы напряжения на шинах стабилизируемой нагрузки.

4. Исследование устойчивости электромагнитного режима.

5. Экспериментальное исследование потерь в стали магнитопровода при сильном насыщении.

6. Исследование характеристик компенсатора при отклонении частоты от номинальной.

Расчет модели реактора проведен в основном по методике, изложенной в [Л. 1], но с привлечением дополнительных исследований по форме поля при сильном насыщении. Теоретически показано и подтверждено экспериментально, что насыщающий реактор с вращающимся магнитным полем, так же как и управляемый реактор аналогичного типа, потребляет синусоидальный ток при питании его си-

* Принято $x_{\text{ст}} = 0$.

нусоидальным напряжением и соединении рабочей обмотки в звезду с изолированной нейтралью и в треугольник вне зависимости от насыщения и при реально необходимой доле компенсируемого индуктивного сопротивления за счет включения последовательной батареи. При этом в фазном токе (при соединении в треугольник) и в фазном напряжении (при соединении в звезду) могут быть высшие гармоники, замыкающиеся в пределах аппарата и не влияющие на внешнюю сеть.

Модель насыщающегося реактора выполнена из стали Э-41, 0,5 мм, без зазора, с естественным масляным охлаждением. Номинальное напряжение принято ниже номинального ($U_{р.ф} = 180$ в) в целях возможности использования при проведении экспериментов регулировочного трансформатора с запасом по регулировочному диапазону. Реактор рассчитан на работу при токе 50 а, имеет длительную мощность около 25 кв·а, диапазон параметрического регулирования

$$K_{рег} = \frac{I_{р.п}}{I_{р.мин}} = \frac{50}{15} = 3,3,$$

расход активных материалов $q \approx 3$ кг/кв·а и суммарные потери в номинальном режиме около 40 вт/кв·а.

Результаты расчета вольт-амперной характеристики реактора совпадали с экспериментальными в пределах точности значения кривой намагничивания стали Э-41, а характеристика параметрически регулируемого звена в целом описывается уравнением (6).

Параметрический компенсатор обладает двусторонним регулировочным диапазоном как в сторону потребления, так и выдачи реактивной мощности. При этом диапазон в сторону выдачи реактивной мощности равен диапазону параметрического регулирования по вольт-амперной характеристике реактора, а диапазон в сторону потребления реактивной мощности ограничивается лишь перегрузочной способностью реактора.

Следующим этапом была проверка работоспособности ПСК, для чего была проведена серия испытаний при включении реактивной нагрузки различной величины. Результаты эксперимента сведены в таблицу. Сопротивлением связи в данном случае служило сопротивление регулировочного трансформатора.

Из таблицы видно, что по своему принципу действия ПСК не может в точности компенсировать толчок тока нагрузки, так как для его работы необходимо некоторое уменьшение напряжения на его зажимах, обусловленное падением напряжения на $x_{с.э}$ от доли несокомпенсированного тока нагрузки

$$\Delta U = x_{с.э} \Delta I_{неском},$$

которое в свою очередь определяется вольт-амперной характеристикой параметрической цепи и уравнением (2). Результаты эксперимента представлены осциллограммами (рис. 3).

Рассмотрение осциллограмм токов и напряжений при большой скорости развертки показало, что форма кривой токов во всех элементах схемы практически синусоидальная, ток ПСК практически без запаздывания следит за изменением нагрузки, что

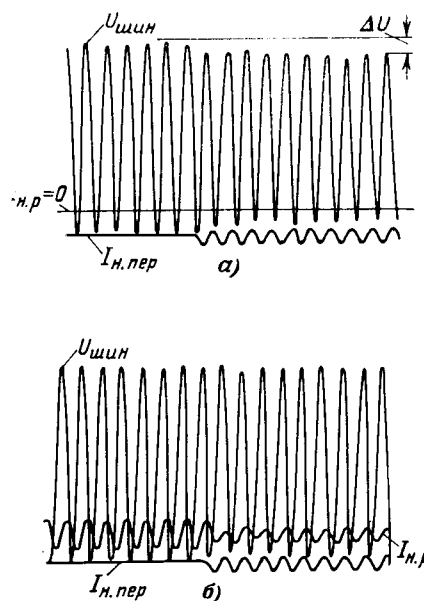


Рис. 3. Токи и напряжения в элементах схемы рис. 1, а при отключенном (а) и включенном (б) ПСК.

$U_{шин}$ — напряжение на шинах нагрузки; $I_{н.пер}$ — составляющая резкопеременной нагрузки; $I_{н.р}$ — ток насыщающегося реактора.

определяет высокое качество напряжения. Одновременно следует обратить внимание на отсутствие каких-либо аномальных колебаний, феррорезонансных скачков или самовозбуждения в диапазоне рабочих нагрузок.

Теоретические и экспериментальные исследования показали, что в аварийных режимах при понижении напряжения сети при коротких замыканиях, когда рабочая точка ПСК смещается с линейного участка в район колена вольт-амперной характеристики, возможно нарушение гармонического режима. В его основе лежит появление субгармонических колебаний или комбинационный параметрический резонанс на частотах $1 \pm \omega$. Иногда эти явления проявляются одновременно, но исчезают при восстановлении напряжения. Поскольку эти явления кратковременные, а наибольшие амплитуды токов при колебаниях не превышают номинальный ток ПСК более чем на 20—30%, они не представляют опасности.

Границы зоны колебаний могут быть рассчитаны по методике [Л. 5] и определяются частотной характеристикой линейной части схемы и параметрами реактора в рабочей точке. В практическом отношении важно, что при соответствующем подборе параметров ПСК эти колебания вообще могут быть исключены. Испытания ПСК при отклонениях частоты от номинальной показали, что один процент уменьшения (увеличения) частоты эквивалентен одному проценту увеличения (уменьшения) питаю-

Бросок тока нагрузки $\Delta I, а$	$U_{ф}, в$	
	ПСК отключен	ПСК включен
0	138	138
10	102	137,1
20	70	136,2
30	40	132,5
35	25	130

шего напряжения. При этом происходит «сползание» с рабочей точки, легко восстанавливаемое подстроечным трансформатором.

Измерение суммарных потерь с помощью ваттметра, выполненное для насыщающегося реактора и для управляемого на ту же мощность и с тем же диапазоном регулирования, показало, что потери в насыщающемся реакторе примерно на 20% ниже, как за счет отсутствия потерь в обмотке управления, так и за счет изменения характера потерь в стали. Таким образом, результаты испытаний насыщающегося реактора мощностью 25 кв·а и ПСК на его базе подтверждают соответствие экспериментальных и расчетных характеристик и позволяют рекомендовать это устройство для нужд электроэнергетики.

Эскизная проработка мощных конструкций показала, что с использованием насыщающегося реактора с вращающимся магнитным полем можно получить достаточно широкий диапазон параметрического регулирования реактивной мощности, начинающийся при $I_{pmin} \approx 0,2I_{pmax}$ с требуемой эквивалентной динамической проводимостью как за счет мероприятий по уменьшению индуктивного сопротивления рассеяния реактора, так и за счет батареи продольной компенсации с установленной мощностью, не превышающей 15% от мощности реактора. Потери энергии в таком насыщающемся реакторе примерно на 20%, а масса анодных материалов на 35% ниже, чем в управляемом реакторе той же мощности.

Выводы 1. Параметрический компенсатор реактивной мощности обеспечивает практически безынерционную компенсацию нагрузки любой крутизны и не требует для своей работы источников подмаг-

ничивания и систем автоматического управления. Параметрический компенсатор имеет меньшие потери по сравнению с управляемым статическим компенсатором, является эффективным средством ограничения перенапряжений. Его можно применять для стабилизации напряжения, что особенно важно в сетях с резкопеременными нагрузками, в особенности когда параметры нагрузки заведомо предопределены и не требуется частого изменения настройки на рабочую точку.

2. Для создания насыщающихся реакторов целесообразно использовать магнитную систему с вращающимся магнитным полем, в которой благодаря круговой магнитной симметрии и свойствам трехфазной распределенной обмотки с укороченным шагом обеспечивается практическая синусоидальность потребляемого тока вне зависимости от насыщения и устойчивость электромагнитного режима в цепях с последовательно и параллельно соединенными сопротивлениями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Либкинд М. С., Черновец А. К. Управляемый реактор с вращающимся магнитным полем. М., «Энергия», 1971.
2. Кучумов Л. А., Черновец А. К., Ярвик Я. Я. Математическое моделирование управляемых реакторов большой мощности.— «Электричество», 1970, № 1.
3. Кучумов Л. А., Черновец А. К., Ярвик Я. Я. Влияние регулирования реактора статического компенсатора на режимы электрической системы.— «Электричество», 1971, № 11.
4. Friedlander E., Young D. J. Assefa Telahun Arc furnace flicker compensation in Ethiopia.— «G. E. C. Journal», 1969, v. 32.
5. Цветков В. А., Сорокин В. М. Управление реактора с вращающимся полем и устойчивость электромагнитного режима.— «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1972, № 6.

[19.2.1973]



УДК 621.3.014.7.001.24

Применение теории импульсных процессов к анализу изменения емкостных токов замыкания на землю

Канд. техн. наук КУРЕННЫЙ Э. Г., инж. СОРОКИН Ф. А.

Донецкий политехнический институт

Распределительные кабельные сети промышленных предприятий имеют большую суммарную протяженность, вследствие чего при отсутствии компенсации емкостные токи замыкания на землю превышают допустимые значения. Эксплуатационные и аварийные переключения приводят к скачкообразному (импульсному) изменению этих токов. Очевидно, что для решения комплекса вопросов, относящихся к компенсации токов (обоснование уровня компенсации, необходимости и эффективности ее автоматизации; выбор и настройка защит и т. п.), необходимо прежде всего определить значение, длительность и частоту импульсов емкостного тока, а также длительность и частоту его выбросов и провалов за заданные уровни.

Между тем вопросы теории, расчета и моделирования изменения емкостного тока разработаны со-

вершенно недостаточно. В настоящей статье дается общая постановка задачи по определению характеристик токов замыкания на землю и предлагается ее решение в рамках общей теории резкопеременных процессов в электроснабжении промышленных предприятий¹. При этом для определенности изложение дается на примере кабельных распределительных сетей 6—10 кв, но все последующие выводы справедливы для любых симметричных сетей систем с изолированной нейтралью других напряжений и конструктивных исполнений.

Предложенные методы принципиально применимы и для несимметричных сетей, однако подробное рассмотрение этого вопроса выходит за рамки настоящей статьи, равно как и применение результа-

¹ Приложение этой теории к электрическим нагрузкам массовых электроприемников дано в [Л. 1—4].

тов определения характеристик емкостных токов к решению конкретных технических задач (оценка целесообразного уровня компенсации, выбор регуляторов и т. п.).

Основные понятия и определения. Замыкание на землю может произойти в любой момент времени t . Величина тока замыкания I_C , который может возникнуть при этом, определяется емкостью всех элементов сети, а совокупность возможных значений тока I_C для различных моментов времени дает график изменения тока замыкания на землю. Для действующих предприятий такой график может быть записан косвенным методом (см. ниже), но для проектируемых предприятий он неизвестен из-за случайного характера изменения I_C . В самом деле, плановые или аварийные отключения присоединений могут быть произведены в любой день месяца, поэтому указать заранее моменты начала изменения величины I_C невозможно. Длительности отключенных состояний присоединений не являются строго постоянными, так что нельзя предугадать и моменты обратных включений присоединений. Случайность появления на оси времени моментов переключений, в соответствии с методом Г. М. Каялова вероятностного моделирования [Л. 3], позволяет рассматривать график изменения во времени тока замыкания как реализацию некоторого случайного процесса $I_C(t)$.

Для распределительной сети с n независимыми присоединениями этот случайный процесс представим в виде суммы

$$I_C(t) = \sum_{i=1}^n i_{C_i}(t) \quad (1)$$

процессов изменения составляющих тока от отдельных присоединений, которые по формальной аналогии с электрическими нагрузками, будем условно называть индивидуальными графиками токов замыкания на землю.

Импульсный индивидуальный график $i_C(t)$ отдельного присоединения можно представить в виде последовательности импульсов² большой продолжительности, отвечающих включенному состоянию присоединения, и пауз относительно небольшой длительности, вызванных либо эксплуатационными отключениями присоединения для профилактических проверок и испытаний сети и оборудования, либо аварийными отключениями при действии релейных защит.

Величина i_C и форма импульсов присоединения в общем случае может быть различной, однако, применительно к анализу суммарного графика (1) и в соответствии с установившейся практикой расчетов, далее в графике одного кабельного присоединения линейным напряжением U и длиной l принимается прямоугольная форма и одно осредненное значение [Л. 6]:

$$i_C = \sqrt{3}U\omega C_{01}l + i_{C_{дв}} \quad (2)$$

² Термин «импульс» применяется одним из авторов и для электрических нагрузок, чем заменяется принятое в [Л. 1 и 2] понятие «пика», которое оставлено для обозначения максимумов средней или эффективной нагрузок различной продолжительности [Л. 4].

или приближенно

$$i_C \approx \frac{UI}{k},$$

где ω — угловая частота; C_{01} — частичная емкость кабеля между жилой и оболочкой; $i_{C_{дв}}$ — емкостный ток высоковольтных двигателей присоединения; $k = 6 \div 7$ — расчетный коэффициент (до [Л. 6] обычно принимали $k = 10$).

Помимо величины (2), каждый индивидуальный график будем характеризовать относящимися к оси времени коэффициентами включения k_B или отключения k_0 :

$$k_B = 1 - \frac{T_0}{T}; \quad k_0 = \frac{T_0}{T} = 1 - k_B \quad (3)$$

и частотой появления импульсов, равной частоте отключений присоединения

$$\lambda = \frac{N}{T}, \quad (4)$$

где T_0 — суммарная длительность пауз за большой промежуток времени T (год); N — количество включений (отключений) присоединения за это же время.

С теоретической и практической точек зрения, как и в электрических нагрузках [Л. 1 и 3], необходимо различать два типа исходного задания для расчетов токов замыкания на землю: 1) для каждого присоединения указаны значения k_0 и λ ; 2) для величин k_0 и λ даны их распределения применительно к статистическому коллективу всех присоединений (рис. 1), поэтому конкретные значения этих показателей для каждого присоединения должны рассматриваться как случайные величины. В дальнейшем понадобятся лишь средние значения \bar{k}_0 и $\bar{\lambda}$ этих характеристик.

Суммарный график (1) включает в себя как одно-, так и многоступенчатые импульсы (рис. 2), для которых принято общее название «групповые импульсы». Термин «импульс» удобно применять также и для отдельных ступенек группового импульса, поскольку последний может быть в частном случае одноступенчатым [Л. 3 и 4].

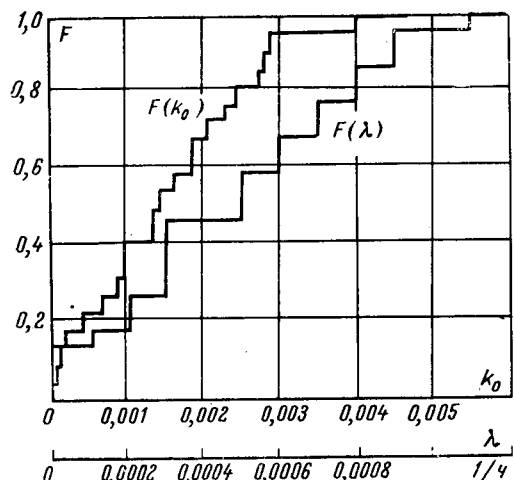


Рис. 1. Интегральные функции распределения коэффициентов отключения k_0 и частот отключений λ присоединений распределительной сети металлургического завода.

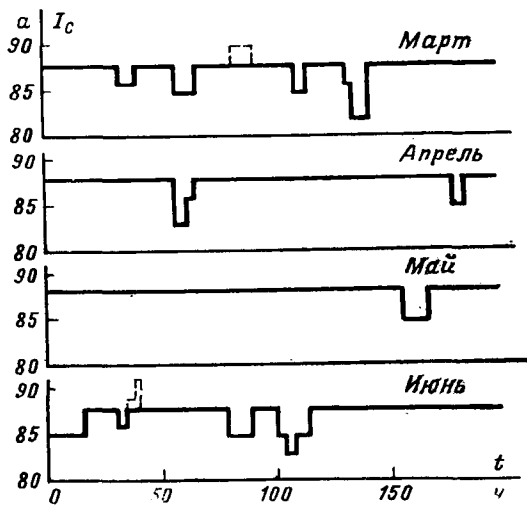


Рис. 2. Графики изменения емкостного тока I_c замыкания на землю кабельной сети 6 кв металлургического завода.

Величины импульсов ступенчатого группового графика обозначаются прописными буквами, например I_{cm} — импульс тока при совпадении m импульсов. Задачей настоящей работы является определение следующих характеристик графика (1):

а) вероятности (относительной суммарной продолжительности) совпадения работы любых m присоединений независимо от длительности t_m одного такого совпадения

$$E_m = \frac{T_m}{T}, \quad (5)$$

где T_m — суммарная длительность импульсов за время T при их количестве N_m ;

б) средней длительности \bar{t}_m одного импульса;

в) средней частоты появления импульсов

$$\bar{v}_m = \frac{N_m}{T} = \frac{E_m}{\bar{t}_m}; \quad (6)$$

г) вероятности выбросов за уровень $m < m_y < m+1$

$$E_y = \frac{T_y}{T}, \quad (7)$$

где T_y — суммарная длительность выбросов за время T при общем количестве выбросов N_y ;

д) средней частоты выбросов

$$\bar{v}_y = \frac{N_y}{T}; \quad (8)$$

е) средней длительности одного выброса

$$\bar{t}_y = \frac{T_y}{N_y} = \frac{E_y}{\bar{v}_y}. \quad (9)$$

Характеристики провалов тока замыкания за уровень $m < m_y < m+1$ определяются по очевидным формулам:

$$E_{yn} = 1 - E_y; \quad \bar{v}_{yn} = \bar{v}_y; \quad \bar{t}_{yn} = \frac{E_{yn}}{\bar{v}_{yn}}. \quad (10)$$

Импульсы и выбросы группового графика. Как отмечалось, отключения присоединений могут происходить в любой момент времени, поэтому импульсный индивидуальный график представляет стационарный процесс, а так как, кроме того, длительности промежутков времени между последова-

тельными отключениями не являются строго постоянными, то этот процесс является еще и эргодическим, для которого характеристики можно определить по одной продолжительной реализации, а не обязательно по совокупности реализаций. В самом деле, отсутствие периодичности между отключениями исключает возникновение незатухающих вероятностных связей между значениями тока в различные моменты времени, так что корреляционная функция тока присоединения при увеличении ее аргумента стремится к нулю, что, как известно, является необходимым и достаточным условием эргодичности.

Групповой график тока замыкания на землю в силу (1) также является стационарным эргодическим случайным процессом лишь при условии, что количество присоединений остается постоянным. В реальных условиях распределительная сеть развивается, что приводит к нестационарному изменению группового тока замыкания. Однако существенные изменения происходят через достаточно длительные промежутки времени, поэтому в общем случае при анализе процесса $I_c(t)$ можно выделить зоны стационарности, в пределах которых характеристики процесса не изменяются.

Наложение нескольких индивидуальных импульсов отдельных присоединений дает в результате обязательно многоступенчатый импульс, так как вероятность совпадения начальных или конечных моментов двух или более индивидуальных импульсов в точности равна нулю. Отсюда следует, что одноступенчатый импульс в групповом графике есть импульс какого-то одного присоединения, а граница между любыми двумя ступенями многоступенчатого импульса отвечает подключению или отключению одного из присоединений.

Формирование графика (1) имеет некоторую аналогию с суммированием нагрузок массовых электроприемников [Л. 1 и 4], так как в обоих случаях суммируются индивидуальные импульсы различной продолжительности. Однако особенностью рассматриваемой задачи является близость к нулю коэффициентов отключения, что приводит к другим более простым количественным соотношениям.

Действительно, поскольку появление отключенного состояния присоединения является редким событием ($\bar{k}_0 \rightarrow 0$), то вероятность e_{m_0} совпадения пауз у m_0 присоединений определяется законом Пуассона:

$$e_{m_0} = \frac{a^{m_0}}{m_0!} \exp\{-a\} \quad (11)$$

с параметром

$$a = \sum_{j=1}^n k_{0j} = n\bar{k}_0. \quad (12)$$

Нетрудно убедиться, что формально и по существу формула (11) является пуассоновским приближением формулы (5) из [Л. 1], в которой средний коэффициент включения заменен на \bar{k}_0 :

$$e_{m_0} = \lim_{\substack{n \rightarrow \infty \\ n\bar{k}_0 \sim a}} \{C_n^{m_0} \bar{k}_0^{m_0} (1 - \bar{k}_0)^{n-m_0}\},$$

поэтому, не останавливаясь на математическом доказательстве, применим такой же предельный переход к формуле (6) из [Л. 1] для средней длительности совпавших пауз:

$$\bar{t}(m_0) = \lim_{\substack{n \rightarrow \infty \\ n \bar{k} \sim a}} \frac{\bar{k}_0 (1 - k_0)}{\bar{\lambda} [m_0 (1 - \bar{k}_0) + (n - m_0) \bar{k}_0]} = \begin{cases} \frac{\bar{k}_0}{\bar{\lambda} (m_0 + a)} & \text{при } m_0 < n; \\ \frac{\bar{k}_0}{\bar{\lambda} n} & \text{при } m_0 = n. \end{cases} \quad (13)$$

Формулы (11) и (13) могут быть также получены применением предельного перехода к относящемуся к системе массового обслуживания с отказами закону Эрланга, который является приближенным решением [Л. 7] общей задачи, рассмотренной в [Л. 1]. Это обстоятельство легко объяснимо, так как при малой интенсивности потока «вызовов» (отключений присоединения) и большом количестве «обслуживающих линий» (присоединений) «отказы» в системе практически будут исключены, так что биномиальное распределение, законы Пуассона и Эрланга будут давать в нашем случае одинаковый количественный результат.

Весьма важно, что при малых значениях коэффициентов отключений расчеты по среднему значению \bar{k}_0 можно приближенно выполнять и для задачи типа I; в противном случае для ее решения потребовалось бы применение общей теоремы теории вероятностей о повторении опытов, приводящей к рассмотрению весьма большого количества сочетаний возможных наложений импульсов.

Переход от характеристик (11) и (13) к характеристикам импульсов выполняется по формулам:

$$E_m = e_{n-m_0}; \quad \bar{t}_m = \bar{t}_{(n-m_0)}, \quad (14)$$

вытекающим из того, что совпадение m_0 пауз равносильно появлению импульса от $n - m_0$ присоединений. По этой же причине характеристики выбросов графика $m(t)$ за уровень $m < m_y < m + 1$ тождественны характеристикам провалов графика $m_0(t)$ за уровень $n - m > m_{y0} = n - m_y > n - m - 1$:

$$E_y = 1 - \sum_{j=n-m}^n e_{0j} = \sum_{j=0}^{n-m-1} e_{0j}; \quad (15)$$

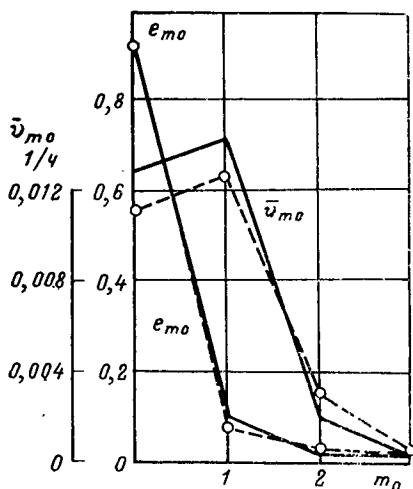


Рис. 3. Пример кривых вероятностей e_{m_0} и средних частот v_{m_0} совпадения m_0 отключений. \circ — точки, найденные из опыта.

$$\bar{y}_y = \frac{(n - m) \bar{\lambda}}{\bar{k}_0} e_{n-m}, \quad (16)$$

которые получаются из (12) и (13) и (П-12) в [Л. 1].

Для иллюстрации полученных выводов на рис. 3 приведены некоторые результаты экспериментальной проверки формул для характеристик импульсов группового графика токов замыкания на землю (рис. 2), выполненной на одном металлургическом заводе; применение критерия согласия Пирсона показало хорошее совпадение теоретических и опытных значений. Аналогия между графиками электрических нагрузок массовых электроприемников и токов замыкания на землю позволяет при необходимости определить показатели колебательности графика 1 [Л. 2], а все расчеты по вычислению характеристик группового тока замыкания выполнять в системе относительных единиц [Л. 8].

Величины импульсов. При неодинаковых импульсах i_C индивидуальных графиков совпадению включений m присоединений могут отвечать различные значения групповых импульсов I_{Cm} , поэтому в общем случае для импульсов I_{Cm} потребовалось бы разыскание закона их вероятностного распределения. Решение этой задачи принципиально возможно либо при применении упомянутой ранее общей теоремы о повторении опытов — для задачи типа I, либо при использовании свойства равновероятности всех комбинаций сумм m значений i_C , вытекающего из сущности условия задачи типа II.

Однако практической необходимости в таких громоздких решениях нет, так как при обосновании целесообразности применения автоматической компенсации достаточно использовать средние значения импульсов

$$I_{Cm} = \frac{m}{n} \sum_{j=1}^n i_{Cj}, \quad (17)$$

а при решении технических вопросов, связанных с разработкой регулятора, в качестве расчетных экстремальных значений с запасом можно взять суммы m наибольших и наименьших индивидуальных импульсов.

При анализе изменения емкостных токов в формулах (11) и (13) следует учитывать только те присоединения, импульсы которых превышают некоторую заданную величину, определяемую, например, порогом чувствительности датчиков регулятора. Суммарный ток остальных, не вошедших в n , присоединений добавляется к (1) в виде постоянной составляющей.

Очевидно, полученные формулы позволяют прогнозировать характеристики изменения емкостного тока при развитии сети, а также при аварийных включениях резервного питания, когда ранее работавшие изолированно участки распределительных сетей оказываются электрически соединенными (например, включением секционного выключателя при отключении одного из вводов заводской ГПП). При этом нерегулируемые дугогасящие катушки этих участков работают параллельно и компенсируют ток до уровня, определяемого их суммарной настройкой, так что скомпенсированный ток в среднем может оставаться на прежнем уровне. Однако

отклонения мгновенных значений емкостного тока от этого среднего уровня увеличиваются, поскольку они создаются суммой индивидуальных токов соединений всех участков, что необходимо учитывать при разработке автоматических регуляторов.

Во всех случаях расчетное максимальное количество m_{0x} совместившихся пауз присоединений находится из условий:

$$\sum_{m_0=0}^{m_{0x}-1} e_{m_0} < 1 - E_x; \quad \sum_{m_0=0}^{m_{0x}} e_{m_0} \geq 1 - E_x, \quad (18)$$

аналогичных для импульсов электрической нагрузки, в которых величина вероятности E_x превышения m_{0x} выбирается в пределах 0,05—0,001 [Л. 1 и 3].

Для действующих промышленных предприятий при разделении распределительной сети на несколько изолированных участков (отказ от параллельной работы; разукрупнение ГПП) возникает задача определения характеристик разности процессов в отличие от рассмотренного выше суммирования индивидуальных графиков. Из известного свойства безграничной делимости пуассоновского процесса следует, что в результате такого разделения изменения емкостных токов изолированных участков также определяются формулами (11) и (13) с соответствующими значениями количества присоединений и их средних коэффициентов отключений.

В некоторых случаях отдельные присоединения включают весьма редко ($k_0 \rightarrow 1$, пункт на рис. 2), поэтому для них редким событием является включенное состояние, так что полученные ранее формулы оказываются неприменимыми. Изложение решения для этого частного случая не приводится; укажем лишь, что оно основано на нормальном приближении математических результатов [Л. 1], когда $n \rightarrow \infty$, а $nk_0 \approx a$, а также на формулах композиции случайных функций.

Отметим, что экспериментальное определение величин \bar{k}_0 и $\bar{\lambda}$ значительно проще, чем построение графика $I_C(t)$ и определение его характеристик. Поэтому даже для сетей, находящихся в эксплуатации, для ориентировочных расчетов можно пользоваться теоретическими формулами. Однако для таких сетей все же более целесообразно использо-

вать статистические данные фактического процесса изменения суммарного емкостного тока замыкания на землю [Л. 9 и 10].

Приложение. Расчетное максимальное значение t_{mM} сугубо положительной величины длительности импульсов, превышение которого возможно лишь с малой вероятностью E_x , находится из условия:

$$\int_0^{t_{mM}} f(t_m) dt_m = 1 - E_x, \quad (П-1)$$

где $f(t_m)$ — плотность вероятностного распределения длительностей импульсов, которую, как и в [Л. 11], можно принять экспоненциальной:

$$f(t_m) = \frac{1}{\bar{t}_m} \exp\left\{-\frac{t_m}{\bar{t}_m}\right\}, \quad (П-2)$$

определяемой единственным параметром (13), что подтверждается экспериментами (рис. 4).

Подставив (П-2) в (П-1), получим

$$mM = -t_m \ln E_x; \quad (П-3)$$

аналогично из условия

$$\int_0^{t_{mM}} f(t_m) dt_m = E_x \quad (П-4)$$

найдем расчетное минимальное значение длительности импульса:

$$t_{mM} = -\bar{t}_m \ln(1 - E_x). \quad (П-5)$$

Плотность вероятностного распределения частот импульсов определяется общими формулами теории вероятностей для закона распределения функции делением вероятности импульсов на случайную величину длительности импульса. Опуская математические выкладки, приведем конечную формулу для плотности распределения частот:

$$f(\nu_m) = \frac{\bar{\nu}_m}{\nu_m^2} \exp\left\{-\frac{\bar{\nu}_m}{\nu_m}\right\}, \quad (П-6)$$

из которой получим следующие расчетные значения частоты:

$$\nu_{mM} = -\frac{\bar{\nu}_m}{\ln(1 - E_x)} = \frac{E_m}{t_{mM}}; \quad (П-7)$$

$$\nu_{mM} = -\frac{\bar{\nu}_m}{\ln E_x} = \frac{E_m}{t_{mM}}. \quad (П-8)$$

Экспериментальные исследования показывают, что плотности распределения длительностей провалов подчиняются экспоненциальным законам распределения с параметрами (10), поэтому расчетные значения длительностей и частот провалов определяются по формулам для длительностей и частот импульсов с заменой в них индекса « m » на « ν ».

Моделирование токов замыкания на землю сводится к реализации предложенного в [Л. 11] общего алгоритма моделирования импульсных процессов, образованных по схеме суммы, с использованием формулы (П-2). Условные вероятности включения или отключения присоединения определяются по формулам (5) и (6) из [Л. 11] с изменениями, вызванными рассмотренным выше предельным переходом:

$$E_x = \frac{m_0}{m_0 + a}; \quad E_0 = \frac{a}{m_0 + a}. \quad (П-9)$$

Исходные для расчетов коэффициенты и частоты отключений присоединений находятся по формулам (3) и (4) по индивидуальным годовым графикам. Эти графики строятся по отчетной документации оперативных переключений, которая позволяет получить состояние схемы для любого момента времени и вычислить для него значение тока замыкания на землю.

Непрерывная запись графика (1) тока замыкания на землю в действующих сетях может быть получена косвенным методом: например, путем создания искусственной несимметрии подключением емкости между линейным проводом и землей. Очевидно, такая запись емкостного тока регистрирующим прибором в течение года даже при использовании косвенного метода практически затруднена из-за большой длительности графика, в то время как по отчетной документации можно полу-

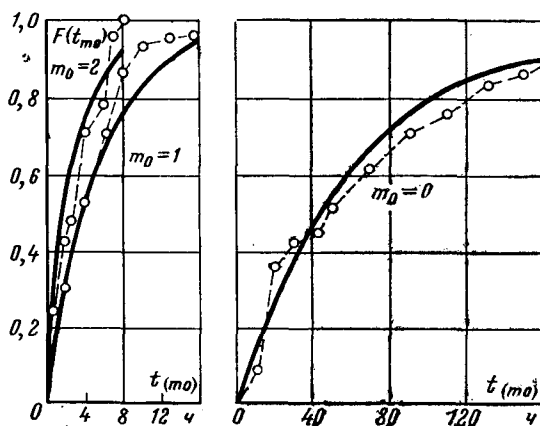


Рис. 4. Интегральные функции распределения $F(t_{m_0})$ длительностей t_{m_0} совпадения m_0 отключений присоединений сети металлургического завода.

О — точки, найденные из опыта.

чать данные за время эксплуатации сети. Систематическая обработка таких графиков позволит определить характеристики индивидуальных токов замыкания, необходимые для оценки изменения токов I_c сетей электроснабжения проектируемых предприятий.

Пример. Определить величину, длительность и частоту импульса, имеющего вероятность превышения $E_x=0,001$, для графика емкостного тока от 22 присоединений, если средние значения характеристик индивидуальных графиков составляют: $\bar{k}_0=0,0042$; $\bar{\lambda}=0,0007$ 1/ч; $i_c=3,6$ а.

Задаваясь различными значениями m_0 совпавших пауз, по величине параметра (12)

$$a=22 \cdot 0,0042=0,093$$

вычислим вероятности (11):

$$e_0 = \exp\{-0,093\} = 0,911; \quad e_1 = 0,093 \cdot 0,911 = 0,0847;$$

$$e_2 = \frac{0,093^2}{2!} \cdot 0,911 = 0,0039; \quad e_3 = \frac{0,093^3}{3!} \cdot 0,911 = 0,0001.$$

Составляя значения накопленных сумм вероятностей, замечаем, что условия (18) выполняются для $m_{0x}=2$, т. е. для импульса величиной

$$I_{c20} = (n - m_{0x}) i_c = (22 - 2) 3,6 = 72 \text{ а.}$$

Среднюю длительность и частоту расчетного импульса найдем согласно (13) и (6):

$$\bar{t}_{20} = 2,9 \text{ ч; } \bar{\nu}_{20} = 0,0014 \text{ 1/ч.}$$

В таблице приведены результаты аналогичных расчетов для участков кабельной сети 6—10 кВ, для которых среднестатистические значения $\bar{k}_0=0,0048$ и $\bar{\lambda}=0,0007$ 1/ч были определены из экспериментальных исследований на ряде металлургических заводов. При использовании этих данных рекомендуется в число n включать присоединения, ток i_c которых превышает 2—3% общего тока I_c .

n	m_{0x}			m_0	e_{m_0}	\bar{t}_{m_0} , ч	$\bar{\nu}_{m_0}$, 1/ч
	$E_x = 0,001$	0,01	0,05				
10	2	1	0	0	0,9531	140	0,007
				1	0,0458	6,7	0,007
				2	0,0011	3,4	0,0004
20	2	1	0	0	0,910	70	0,013
				1	0,086	6,4	0,014
				2	0,004	3,3	0,0013
30	2	1	0	0	0,865	48	0,018
				1	0,125	6,1	0,020
				2	0,0095	3,2	0,003
				3	0,0005	2,2	0,0002

Выводы. 1. Замыкание на землю представляет собой стационарный случайный процесс, значение



емкостного тока которого длительности и частоты ступенек вычисляются по характеристикам отключений отдельных присоединений.

2. Вероятностное распределение совпадений отключений присоединений, определяющих изменения тока замыкания, подчиняется закону Пуассона.

3. Исходные для расчетов среднестатистические значения коэффициентов и частот отключений присоединений должны устанавливаться для предприятий различных отраслей промышленности на основании экспериментальных исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Куренный Э. Г. Расчет пиков нагрузки заводских электрических сетей.— «Электричество», 1968, № 3.
2. Куренный Э. Г. Применение теории массового обслуживания к расчету колебаний электрических нагрузок.— «Электричество», 1968, № 10.
3. Электрические нагрузки промышленных предприятий. М., «Энергия», 1971. Авт.: Волобровский С. Д., Каялов Г. М., Клейн П. Н., Мешель Б. С.
4. Куренный Э. Г., Дмитриева Е. Н. Расчет импульсных процессов в сетях электроснабжения.— «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1972, № 3.
5. Куренный Э. Г., Дмитриева Е. Н. Общий метод расчета пиков электрической нагрузки.— «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1970, № 6.
6. Дударев Л. Е., Лукьянцев Н. М. К расчету установившихся токов замыкания на землю в схемах электроснабжения промышленных предприятий.— В кн.: Автоматизация и оптимизация режимов электрических систем и приводов. Изд. Донецкого политехнического института, 1971.
7. Каялов Г. М., Куренный Э. Г. Пределы применимости теории массового обслуживания для расчета пиковых нагрузок заводских электрических сетей.— «Изв. вузов. Электромеханика», 1967, № 8.
8. Куренный Э. Г., Муха В. П. Расчет пиков и колебаний электрической нагрузки в относительных единицах.— «Изв. вузов. Электромеханика», 1969, № 11.
9. Трухан А. П. Статистическая оценка расстройек компенсации токов замыкания на землю в крупной кабельной сети.— «Энергетика и электротехническая промышленность», Киев, 1965, № 1.
10. Куренный Э. Г., Сорокин Ф. А. Исследование изменения емкостного тока замыкания на землю. Тезисы докладов научно-технической конференции по вопросам разработки, проектирования и эксплуатации устройств компенсации емкостных токов и сигнализации замыканий на землю в компенсированных электрических сетях. Жданов, 1970.
11. Куренный Э. Г. Моделирование суммы импульсных случайных процессов.— «Изв. вузов. Электромеханика», 1967, № 10.

[31.5.1973]

УДК 621.316.726:621.313.333

Оптимальное по быстродействию частотное управление скоростью асинхронного электропривода в замкнутых системах регулирования

Кандидаты техн. наук ШРЕЙНЕР Р. Т., ГИЛЬДЕБРАНД А. Д.

Уральский политехнический институт им. С. М. Кирова

К перспективным системам тиристорного асинхронного частотно-регулируемого электропривода относится класс систем [Л. 1—3], характеризующийся использованием в качестве независимых управляющих параметров тока статора i_s и абсолютного скольжения ротора β двигателя. Момент машины формируется в этом случае независимо от скорости ротора.

В первом приближении можно считать регулятор тока идеальным, тогда динамика электропри-

вода описывается следующей системой уравнений [Л. 4 и 5]:

$$\left. \begin{aligned} D\psi_{ar} &= -\alpha_r \psi_{ar} + \alpha_r x_m i_s r \cos \xi; \\ D\psi_{\beta r} &= -\alpha_r \psi_{\beta r} + \alpha_r x_m i_s \sin \xi; \\ D\omega &= \frac{k_r i_s}{J} (\psi_{ar} \sin \xi - \psi_{\beta r} \cos \xi) - \frac{1}{J} \omega, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где ψ_{ar} , $\psi_{\beta r}$ — проекции вектора потока сцепления ротора ψ_r на действительную α и мнимую β оси; ω — угловая скорость вращения ротора; ξ — угол

вектора тока статора относительно оси a ; α_r, x_m, k_r — параметры машины; J — момент инерции; D — символ дифференцирования по времени; μ_c — момент статического сопротивления.

Система (1) записана в относительных единицах при общепринятых допущениях и базовых величинах, приведенных в [Л. 5]. Система координатных осей неподвижна относительно ротора ($\omega_k = \omega$); управляющий вектор

$$\vec{i}_s = i_s (\cos \xi + j \sin \xi) = i_s e^{j\xi}.$$

Если под абсолютным скольжением β подразумевать скорость вращения вектора \vec{i}_s относительно ротора ($\beta = D\xi$), то в выбранной системе координат совокупность вышеотмеченных независимых управляющих параметров (i_s, β) может быть выражена:

$$\vec{i}_s = i_s e^{j \int \beta dt}.$$

В статье рассматривается оптимальное по быстродействию управление изменением скорости электропривода вышеуказанного класса.

Поведение объекта описывается системой уравнений (1). Среди допустимых управлений $\vec{i}_s(\tau)$ нужно найти такое, которое за кратчайшее время T переводит фазовую точку $(\psi_{\alpha r}, \psi_{\beta r}, \omega)$ из одного положения $[\psi_{\alpha r}(0), \psi_{\beta r}(0), \omega(0)]$ в другое $[\omega(T)]$. Значение вектора $\vec{\psi}_r$ в процессе управления и в момент времени T не ограничивается. Допустимыми считаются управления, удовлетворяющие условию $\sup i_s(\tau) \leq i_{sg}$.

Иными словами, целью управления является изменение скорости двигателя на заданную величину за минимальное время при ограничении на амплитуду тока статора.

Из известных математических методов теории оптимального управления наиболее рациональным в данном случае представляется использование принципа максимума [Л. 6], согласно которому функция H и сопряженная система примут вид:

$$H = \psi_1 (-\alpha_r \psi_{\alpha r} + \alpha_r x_m i_s \cos \xi) + \psi_2 (-\alpha_r \psi_{\beta r} + \alpha_r x_m i_s \sin \xi) + \psi_3 \frac{1}{J} [k_r i_s (\psi_{\alpha r} \sin \xi - \psi_{\beta r} \cos \xi) - \mu_c];$$

$$\left. \begin{aligned} D\psi_1 &= \alpha_r \psi_1 - \psi_3 \frac{k_r}{J} i_s \sin \xi; \\ D\psi_2 &= \alpha_r \psi_2 + \psi_3 \frac{k_r}{J} i_s \cos \xi; \\ D\psi_3 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

т. е. $\psi_3 = \text{const}$.

Перепишем функцию H в виде:

$$H = -\alpha_r \psi_1 \psi_{\alpha r} - \alpha_r \psi_2 \psi_{\beta r} + i_s \left[\alpha_r x_m (\psi_1 \cos \xi + \psi_2 \sin \xi) + \psi_3 \frac{k_r}{J} (\psi_{\alpha r} \sin \xi - \psi_{\beta r} \cos \xi) \right] - \psi_3 \frac{\mu_c}{J}. \quad (3)$$

Для получения максимума функции H необходимо, чтобы модуль тока статора имел максимально возможное значение, т. е.

$$i_s = i_{sg}. \quad (4)$$

Угол следует выбирать так, чтобы выражение в квадратных скобках (3) было наибольшим и положительным.

Для определения $\xi(\tau)$ найдем

$$\frac{\partial H}{\partial \xi} = \alpha_r x_m (\psi_2 \cos \xi - \psi_1 \sin \xi) + \psi_3 \frac{k_r}{J} (\psi_{\alpha r} \cos \xi + \psi_{\beta r} \sin \xi) = 0,$$

откуда

$$\left(\frac{k_r}{J} \psi_3 \psi_{\beta r} - \alpha_r x_m \psi_1 \right) \sin \xi + \left(\frac{k_r}{J} \psi_3 \psi_{\alpha r} + \alpha_r x_m \psi_2 \right) \cos \xi = 0.$$

Рассматривая это выражение как скалярное произведение двух векторов, получаем:

$$\left. \begin{aligned} \sin \xi &= \pm \frac{\frac{k_r}{J} \psi_3 \psi_{\alpha r} + \alpha_r x_m \psi_2}{\sqrt{\left(\frac{k_r}{J} \psi_3 \psi_{\beta r} - \alpha_r x_m \psi_1 \right)^2 + \left(\frac{k_r}{J} \psi_3 \psi_{\alpha r} + \alpha_r x_m \psi_2 \right)^2}}; \\ \cos \xi &= \pm \frac{\frac{k_r}{J} \psi_3 \psi_{\beta r} - \alpha_r x_m \psi_1}{\sqrt{\left(\frac{k_r}{J} \psi_3 \psi_{\beta r} - \alpha_r x_m \psi_1 \right)^2 + \left(\frac{k_r}{J} \psi_3 \psi_{\alpha r} + \alpha_r x_m \psi_2 \right)^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Максимуму функции H соответствует положительный знак в первом и отрицательный во втором выражениях системы (5).

Таким образом, в течение оптимального переходного процесса модуль управляющего вектора должен быть постоянным и максимально возможным, а угол поворота его относительно ротора должен изменяться в соответствии с условиями (5).

Поясним физический смысл оптимального управления. С энергетической точки зрения рассматриваемая задача фактически состоит в том, чтобы осуществить с помощью двигателя изменение кинетической энергии маховых масс системы на заданную величину за кратчайшее время. Необходимым условием электромеханического преобразования энергии является наличие потокосцепления ротора в электрическом двигателе.

Угол ξ характеризует распределение ресурсов управления, с одной стороны, на изменение потокосцепления ψ_r , с другой стороны, на создание момента машины. Действительно [Л. 4], член $(\psi_1 \cos \xi + \psi_2 \sin \xi)$ функции H из (3) определяет скорость изменения вектора потокосцепления $\vec{\psi}_r$.

Другой член выражения (3), а именно $(\psi_{\alpha r} \sin \xi - \psi_{\beta r} \cos \xi)$, определяет мгновенное значение момента двигателя. Если, например, выбрать угол ξ так, чтобы векторы i_s и $\vec{\psi}_r$ были коллинеарными, то обеспечивается быстрое изменение (при нулевых начальных условиях — нарастание) потокосцепления ротора [Л. 4]. Однако при этом отсутствуют условия для преобразования электрической энергии

в механическую, поскольку момент двигателя определяется векторным произведением:

$$\mu = k_r \bar{\psi}_r \times \bar{i}_s, \quad (6)$$

которое при $\widehat{\psi}_r \bar{i}_s = 0$ равно нулю. Следовательно, ресурсы управления полностью расходуются на изменение потокосцепления.

Если же значение угла ξ таково, что векторы i_s и ψ_r ортогональны, то момент машины будет максимально возможным для каждого данного значения ψ_r . Однако в этом случае не затрачивается энергии на поддержание потокосцепления, что, следовательно, ведет к уменьшению момента при дальнейшем протекании переходного процесса.

Отсюда ясен физический смысл уравнений (5), определяющих оптимальный закон изменения угла ξ с учетом отмеченных противоречивых аспектов.

По найденному закону изменения $\xi(\tau)$ можно определить искомый параметр управления:

$$\beta = \frac{d\xi}{d\tau} = \frac{d}{d\tau} \arccos \frac{i_{\alpha s}}{\sqrt{i_{\alpha s}^2 + i_{\beta s}^2}},$$

где

$$i_{\alpha s} = i_s \cos \xi, \quad i_{\beta s} = i_s \sin \xi.$$

После небольших преобразований получим:

$$\beta = \frac{i_{\alpha s} D i_{\beta s} - i_{\beta s} D i_{\alpha s}}{i_{\alpha s}^2 + i_{\beta s}^2} \quad (7)$$

или

$$\beta = \cos \xi D \sin \xi - \sin \xi D \cos \xi.$$

Краевые условия для решения поставленной задачи можно найти из условий трансверсальности:

$$\psi_1(T) = \frac{\partial Q}{\partial \psi_{\alpha r}} = 0;$$

$$\psi_2(T) = \frac{\partial Q}{\partial \psi_{\beta r}} = 0,$$

где Q — поверхность, на которую должна попасть фазовая точка в конце процесса управления ($\tau = T$).

Таким образом, требуется решить краевую задачу, т. е. найти такие начальные условия ($\psi_1(0)$, $\psi_2(0)$, ψ_3) сопряженной системы (2), при которых решения систем уравнений (1) и (2) с учетом (5) удовлетворяют условиям в начале ($\tau = 0$):

$$\psi_{\alpha r}(0) = \psi_{\alpha r 0}, \quad \psi_{\beta r}(0) = \psi_{\beta r 0}, \quad \omega(0) = \omega_0 \text{ и в } \begin{cases} \text{конце} \\ (\tau = T) : \omega(T) = \omega_T, \quad \psi_1(T) = 0, \quad \psi_2(T) = 0. \end{cases}$$

Решение краевых задач затруднительно. Предлагается подбирать начальные условия сопряженной системы ($\psi_1(0)$, $\psi_2(0)$, ψ_3) путем совместного решения (1), (2) и (5) на АВМ.

Результаты моделирования показали, что в течение оптимального переходного процесса управляющий параметр β не остается постоянным, причем $\xi(\tau)$, а также $i_{\alpha s}(\tau)$ и $i_{\beta s}(\tau)$ являются непрерывными функциями времени.

Здесь уместно отметить, что многие известные решения задач оптимального управления линейными и нелинейными системами характеризуются

скачкообразным изменением координат управляющего вектора [Л. 6]. Отсутствие таких скачков в рассмотренной задаче объясняется тем, что допустимой областью управления здесь является не многоугольник, а круг.

Принцип максимума применительно к нелинейным системам дает лишь необходимые, но недостаточные условия оптимальности, поэтому для проверки полученных результатов решим поставленную задачу также методом динамического программирования [Л. 7].

Заметим, что эта задача является изопериметрической, поскольку отыскивается минимум функционала.

$$J_1 = \int_0^T d\tau = T \quad (8)$$

при заданном значении другого

$$J_2 = \int_{\omega_0}^{\omega_T} d\omega = \omega_T - \omega_0. \quad (9)$$

Принимая во внимание принцип взаимности [Л. 8], а также то обстоятельство, что метод динамического программирования хорошо разработан для фиксированного времени переходного процесса, математически сформулируем задачу в следующем варианте: среди допустимых управлений $\bar{i}_s(\tau)$ найти такое, которое при известных начальных условиях системы (1) сообщает максимум функционалу J_2 при заданном значении J_1 . Допустимыми считаются управления, удовлетворяющие условию $\sup i_s(\tau) \leq i_{sg}$.

Согласно методике применения динамического программирования необходимо запоминать на каждом шаге расчетов ($\tau_i = i \Delta \tau$) максимально достижимую скорость ω_i в функции двух переменных $\psi_{\alpha r}$, $\psi_{\beta r}$. Однако в этом случае решение сопряжено с громоздкими вычислениями; с помощью ЦВМ средней мощности (Урал-2) удается провести только грубые расчеты.

Эти препятствия можно значительно уменьшить, применив несколько иной подход к выражению функционала J_2 . Учитывая (6), запишем:

$$J_2 = \frac{1}{J} \int_0^T [k_r (\bar{\psi}_r \times \bar{i}_s) - \mu_c] d\tau.$$

Отсюда видно, что момент двигателя зависит от взаимного расположения векторов $\bar{\psi}_r$ и \bar{i}_s , а не от ориентации их совокупности в пространстве. Поэтому на каждом шаге расчетов максимально достижимую скорость ω_i можно запоминать в функции не двух, а одной переменной — модуля вектора потокосцепления $\bar{\psi}_r$. Такой подход позволяет на порядок снизить трудоемкость расчетов, которые в первом приближении могут быть проведены на малых вычислительных машинах.

Рассмотрим методику решения задачи. Разобьем интервал $(0, T)$ на N равных участков малой длины Δ и будем рассматривать лишь дискретные значения $\psi_{\alpha r}(i)$, $\psi_{\beta r}(i)$, ξ_i в моменты времени $\tau = 0, \Delta,$

$2\Delta, \dots, i\Delta, \dots, (N-1)\Delta, N\Delta = T$. Тогда система (1) и функционал (9) примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\psi_{ar(i+1)} - \psi_{ari}}{\Delta} &= -\alpha_r \psi_{ari} + \alpha_r x_{m i s g} \cos \xi_i; \\ \frac{\psi_{\beta r(i+1)} - \psi_{\beta ri}}{\Delta} &= -\alpha_r \psi_{\beta ri} + \alpha_r x_{m i s g} \sin \xi_i; \end{aligned} \right\} (10)$$

$$J_2 = \omega_r - \omega_0 = \frac{1}{J} \sum_{i=0}^{i=N-1} [k_r (\bar{\psi}_{ri} \times i_{si}) - \mu_c] \Delta, \quad (11)$$

где $i=0, 1, 2, \dots, N-1$; $J = \text{const}$; $\mu_c = \text{const}$.

Учитывая, что на шаге времени Δ значения $\sin \xi$ и $\cos \xi$ остаются постоянными, можно найти:

$$\begin{aligned} \psi_r(i+1) &= \sqrt{\psi_{ar}^2(i+1) + \psi_{\beta r}^2(i+1)} = \\ &= \sqrt{[\psi_{ari}^2 + \psi_{\beta ri}^2] e^{-2\alpha_r \Delta} + 2(\psi_{ari} \cos \xi_i + \psi_{\beta ri} \sin \xi_i) \times} \\ &\times (1 - e^{-\alpha_r \Delta}) e^{-\alpha_r \Delta} x_{m i s g} + [x_{m i s g} (1 - e^{-\alpha_r \Delta})]^2. \end{aligned} \quad (12)$$

В связи с тем, что требуется запоминать максимальную скорость в функции модуля вектора потокосцепления, т. е. $\Omega_i(\psi_r)$, целесообразно поворачивать систему координат на соответствующий угол γ_i так, чтобы $\psi_{\beta ri} = 0$. Обозначив значения угла между векторами ψ_r и i_s на каждом шаге через ϑ , из (1) получим следующее выражение:

$$\psi_r(i+1) = \sqrt{\psi_{ri}^2 e^{-2\alpha_r \Delta} + 2\psi_{ri} \cos \vartheta_i (1 - e^{-\alpha_r \Delta}) \times} \\ \times e^{-\alpha_r \Delta} x_{m i s} + [x_{m i s} (1 - e^{-\alpha_r \Delta})]^2. \quad (13)$$

В результате приходим к рекуррентному соотношению для определения оптимального значения функционала J_2 на любом шаге времени:

$$\Omega_i(\psi_{ri}) = \max_{\vartheta_i \in M} \{ [k_r (\psi_{ri} i_s) \sin \vartheta_i - \mu_c] \Delta + \Omega_{i+1}(\psi_r(i+1)) \}$$

или в развернутом виде с учетом (13)

$$\begin{aligned} \Omega_i(\psi_{ri}) &= \max_{\vartheta_i \in M} \{ [k_r (\psi_{ri} i_s) \sin \vartheta_i - \mu_c] \Delta + \\ &+ \Omega_{i+1} \left(\sqrt{\psi_{ri}^2 e^{-2\alpha_r \Delta} + 2\psi_{ri} \cos \vartheta_i (1 - e^{-\alpha_r \Delta}) \times} \right. \\ &\left. \times e^{-\alpha_r \Delta} x_{m i s} + [x_{m i s} (1 - e^{-\alpha_r \Delta})]^2 \right) \}, \end{aligned} \quad (14)$$

где M — допустимая область управления ϑ . Расчеты следует начинать с $i=N-1$, затем $i=N-2, N-3, \dots, 1, 0$. В нашем случае $\Omega_N = 0$.

Из зависимости (14) вытекает, что значения $\Omega_i(\psi_{ri})$, т. е. наибольшее изменение скорости на одном шаге расчета, зависят от угла между векторами потокосцепления ротора и тока статора и их модулей.

Как показали расчеты, проведенные методом динамического программирования, зависимость изменения скорости на каждом шаге расчета от i_s имеет монотонный характер, поэтому необходимо поддерживать $i_s = i_{sg}$. Заметим, что этот факт имеет вполне очевидный физический смысл и наиболее просто доказывается с помощью принципа макси-

муму. В связи с этим поиск максимума функции (14) осуществляется вариацией лишь одного параметра управления — угла ϑ . Полезно учесть, что оптимальное значение угла ϑ на любом шаге лежит в пределах $0 \div \pi/2$ при $\omega(0) < \omega(T)$ и $0 \div -\pi/2$ при $\omega(0) > \omega(T)$. Это положение вытекает из рассмотренного выше физического смысла оптимального управления и подтверждается расчетами с применением как метода динамического программирования, так и принципа максимума.

В результате расчетов, которые проводятся от конца интервала T к началу, получаем зависимости $\vartheta_i(\psi_r)$ и $\Omega(\psi_r)$ на каждом шаге времени. По таблице $\Omega_i(\psi_r)$ для $\tau=0$ можно найти максимум функционала J_2 , соответствующий начальному значению потокосцепления ротора

$$\psi_r(0) = \sqrt{\psi_{ar}^2(0) + \psi_{\beta r}^2(0)}$$

и заданному времени переходного процесса T :

$$\max J_2 = \Omega[\psi_r(0)].$$

Для нахождения оптимального управления $\beta(\tau)$ и законов изменения фазовых координат необходимо провести расчеты в обратной последовательности, т. е. от начала к концу переходного процесса. При этом для каждого шага расчетов ($i+1$) известны значения ψ_{ri} и $\vartheta_i(\psi_{ri})$ на предыдущем шаге i . Значение $\psi_{r(i+1)}$ можно определить по формуле (13), затем по таблице $\vartheta_{i+1}(\psi_{r(i+1)})$ найти угол ϑ_{i+1} . Приращение угла поворота вектора тока статора относительно ротора за время Δ равно:

$$\Delta \xi_i = \vartheta_{i+1} - \vartheta_i + \Delta \gamma_i,$$

где $\Delta \gamma_i$ — приращение угла вектора потокосцепления ротора за время Δ .

Из системы (10)

$$\Delta \gamma_i = \arctg \frac{x_{m i s} [1 - e^{-\alpha_r \Delta}] \sin \vartheta_i}{\psi_{ri} e^{-\alpha_r \Delta} + x_{m i s} [1 - e^{-\alpha_r \Delta}] \cos \vartheta_i}.$$

Теперь найдем интересующий нас параметр управления:

$$\beta_i = \frac{\vartheta_{i+1} - \vartheta_i + \Delta \gamma_i}{\Delta}.$$

Для последующих шагов расчеты ведутся аналогично.

В результате ток статора и потокосцепление в течение оптимального процесса определяются выражениями:

$$\bar{i}_{si} = i_{sg} e^{j \sum_{i=0}^i \Delta \xi_i};$$

$$\bar{\psi}_{ri} = \psi_{ri} e^{j \sum_{i=0}^i \Delta \gamma_i}.$$

Временные зависимости момента и скорости находятся следующим образом:

$$\begin{aligned} \mu_i &= k_r i_{sg} \psi_{ri} \sin \vartheta_i; \\ \omega_i &= \omega(0) + \sum_{i=0}^i \Delta \omega_i = \omega_0 + \frac{\Delta}{J} \sum_{i=0}^i (\mu_i - \mu_c). \end{aligned}$$

Заметим, что вся методика справедлива для случая $\mu_c = \text{const}$ либо $\mu_c = f(\tau)$.

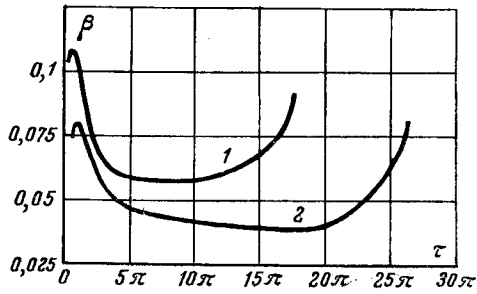


Рис. 1. Оптимальное абсолютное скольжение в функции времени.
1 — $\omega(T)=0,5$; 2 — $\omega(T)=1$.

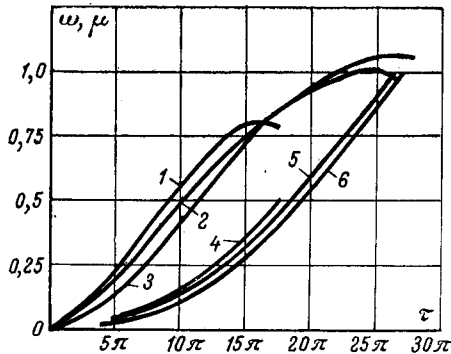


Рис. 2. Временные зависимости μ и ω при оптимальном управлении.
1, 4 — при $\omega(T)=0,5$; 2, 5 — при $\omega(T)=1$ и квазиоптимальном; 3, 6 — μ, ω при $\beta=0,04$.

Расчеты проводились на машине типа «Проминь-М» с использованием параметров двигателя А 51-4. Шаг по ψ_r принимался равным 0,1 по углу $\Delta\theta=\pi/90$ и по времени $\Delta\tau=0,25\pi$. При этом для определения таблиц $\Omega(\psi_r)$ и $\Phi(\psi_r)$ при $T=30\pi$ потребовалось около 66 ч машинного времени. На рис. 1 и 2 показаны графики изменения абсолютного скольжения, момента и скорости вращения двигателя, рассчитанные для $i_s=1,0, \omega(0)=0, \psi_r(0)=0$,

$\mu_c=0$ при двух заданных значениях времени ($T=18\pi, T=27\pi$) переходного процесса.

Аналогичные результаты были получены с помощью принципа максимума, что является подтверждением правильности разработанных методик для решения задач оптимального по быстродействию управления изменением скорости асинхронного двигателя.

С позиций задач синтеза и реализации оптимальных САУ однозначно и просто определяется лишь модуль вектора тока статора. Закон изменения во времени скорости его вращения относительно ротора β зависит как от начальных, так и конечных условий переходного процесса. Например, кривые 1 и 2, рис. 1, рассчитанные для различных T , не совпадают. Это вызывает определенные трудности при попытке точной реализации найденных управлений. Представляет интерес оценка возможности получения процессов, близких к оптимальным и отличающихся от них более простыми законами изменения $\beta(\tau)$.

Наиболее просто реализуемым является закон $\beta=const$ и $i_s=const$. Соответствующее ему выражение момента при пуске с нулевыми начальными условиями имеет вид [Л. 4]:

$$\mu = \frac{\alpha_r k_r x_m i_s^2}{\sqrt{\alpha_r^2 + \beta^2}} [\sin \vartheta - e^{-\alpha_r \tau} \sin(\beta\tau + \vartheta)]. \quad (15)$$

При $\mu_c = const$

$$\omega = \frac{1}{J} \frac{\alpha_r k_r x_m i_s^2}{\sqrt{\alpha_r^2 + \beta^2}} \left[\tau \sin \vartheta + \frac{e^{-\alpha_r \tau}}{\sqrt{\alpha_r^2 + \beta^2}} \sin(\beta\tau + 2\vartheta) - \frac{\sin 2\vartheta}{\sqrt{\alpha_r^2 + \beta^2}} \right] - \frac{\mu_c}{J} \tau. \quad (16)$$

На рис. 3 показаны кривые $\mu(\tau)$ и $\omega(\tau)$, рассчитанные по (15) и (16) для различных значений β при $i_s=const, \psi_r(0)=0, J=J_{дв}$. Как видно, каждой конечной скорости соответствует определенная величина β , обеспечивающая минимум времени переходного процесса. Причем с уменьшением $\omega(T)$ значение оптимального абсолютного скольжения увеличивается. Этот факт качественно подтверждается экспериментальными данными, приведенными на рис. 4.

Сопоставление переходного процесса, описываемого (16), с оптимальным показывает, что, подбирая в первом случае соответствующие постоянные значения β , можно получить квазиоптимальный по быстродействию переходный процесс. Как видно, например, из рис. 2 время пуска двигателя до

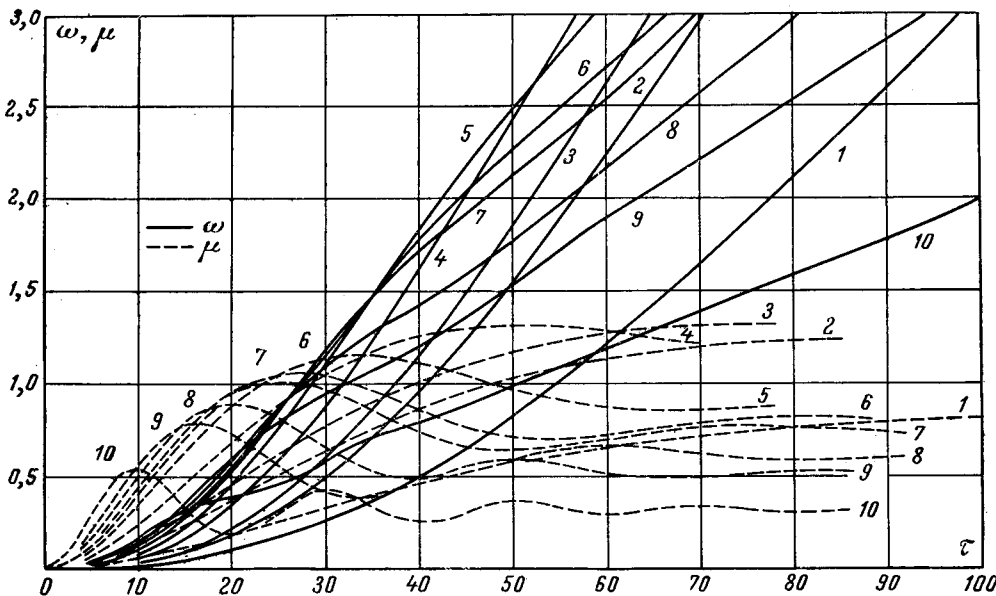


Рис. 3. Зависимости $\mu(\tau)$ и $\omega(\tau)$ при $i_s=const$.
1 — $\beta=0,005$; 2 — $\beta=0,01$; 3 — $\beta=0,0127$; 4 — $\beta=0,02$; 5 — $\beta=0,03$; 6 — $\beta=0,0368$; 7 — $\beta=0,04$; 8 — $\beta=0,05$; 9 — $\beta=0,06$; 10 — $\beta=0,1$.

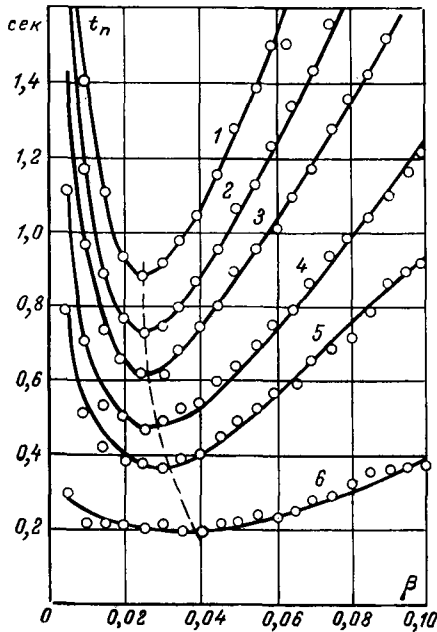


Рис. 4. Зависимости времени пуска двигателя до различных значений скорости в функции абсолютного скольжения при $i_s = i_{sg} = i_{sn}$, $J = 3,4 J_{дв}$.
1 — $\omega = 1$; 2 — $\omega = 5/6$; 3 — $\omega = 2/3$; 4 — $\omega = 1/2$;
5 — $\omega = 1/3$; 6 — $\omega = 1/6$.

одной и той же скорости ($\omega = 1$) отличается от оптимального на несколько процентов.

Вышеизложенные положения были экспериментально проверены на опытной установке, аналогичной [Л. 2] (двигатель А51-4, питаемый от статического тиристорного преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока). В качестве независимых управляющих параметров были выбраны ток статора и абсолютное скольжение.

Для реализации оптимального процесса ток статора задавался постоянным. Оптимальный закон изменения абсолютного скольжения был сформирован с помощью нелинейного блока, на вход кото-

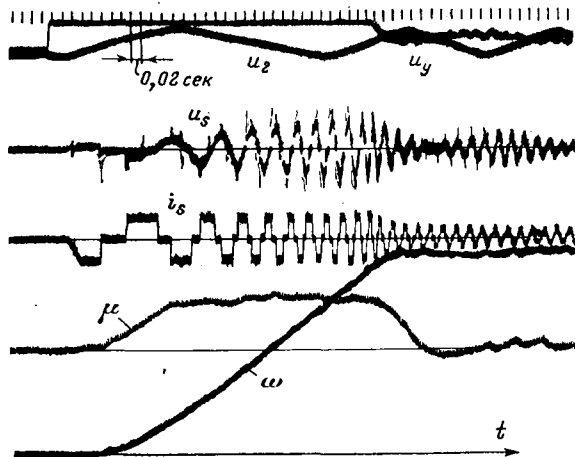


Рис. 5. Осциллограмма оптимального переходного процесса.

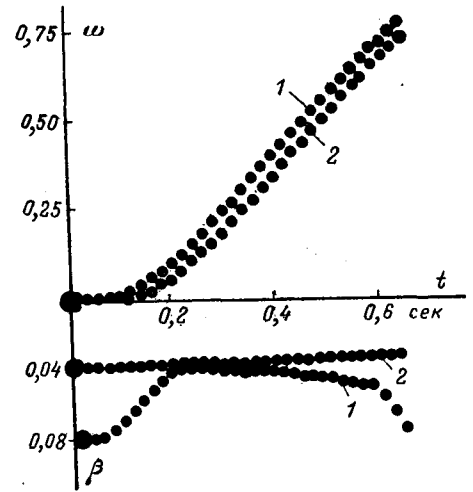


Рис. 6. Экспериментальные зависимости $\omega(t)$ и $\beta(t)$.
1 — оптимальное управление; 2 — квазиоптимальное управление.

рого подавалось напряжение, пропорциональное текущему времени.

На рис. 5 показана осциллограмма оптимального пуска двигателя при нулевых начальных условиях до скорости $\omega(T) = 0,75\omega_n$ при $i_s = i_n$, полученная на экспериментальной установке. На рис. 6 этот процесс (кривые 1) сопоставлен с квазиоптимальным (кривые 2), полученным путем экспериментального подбора постоянного значения β и обеспечивающего наименьшее время пуска двигателя до той же скорости и при том же токе статора. Как видно, различие времени переходных процессов достаточно мало, что позволяет отнести процесс (2) к числу квазиоптимальных.

В заключение необходимо отметить, что в случае пренебрежения электромагнитными переходными процессами асинхронного двигателя задача оптимального быстрого действия имеет гораздо более простое решение ($\beta = \alpha_r = \text{const}$). Однако реализация полученных таким путем управлений дает худшие результаты. Как видно, например, из рис. 3, пуск двигателя с указанным скольжением (кривая 3) характеризуется наибольшим установившимся значением момента, но медленным его нарастанием в начальной стадии переходного процесса из-за влияния электромагнитных переходных явлений. Поэтому время пуска двигателя до скорости $\omega = 1$, равное 36π , значительно больше времени пуска ($27,5\pi$) при скольжении, соответствующем квазиоптимальному переходному процессу (кривые 6, рис. 3). Время пуска при оптимальном управлении составляет $26,5\pi$.

Таким образом, учет электромагнитных переходных процессов позволяет существенно улучшить быстродействие систем частотного управления асинхронными электроприводами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Бесконтактный электропривод с частотно-токовым управлением для замкнутых систем регулирования. — «Электричество», 1967, № 10.
2. Abraham L., Koppelman F. Käfigläufermotoren mit hoher Drehzahldynamik. — «AEG — Mitt.», 1965, Bd 55, № 2.
3. Замкнутые системы частотного управления реверсивным электроприводом переменного тока с независимым и связанным регулированием скольжения. — В кн.: Тиристорный управле-

Синтез оптимальной релейной системы управления электроприводом

Кандидаты техн. наук АНХИМЮК В. Л., ИЛЬИН О. П., инж. ОПЕЙКО О. Ф.

Минск

Несмотря на большое число имеющихся публикаций вопросы оптимального управления САУ продолжают оставаться в центре внимания инженеров, занимающихся разработкой этих систем. Для оптимизации систем управления автоматизированным электроприводом в последнее время широко применяется принцип максимума Л. С. Понтрягина и различные вариационные методы, использующие интегрально-квадратичные критерии оптимальности.

Один из основных выводов теории оптимального управления состоит в том, что для объекта, описываемого линейными дифференциальными уравнениями, оптимальное по быстрдействию управление должно быть релейным, а управление оптимальное в смысле минимума интегрально-квадратичного критерия — непрерывным.

Однако во многих случаях оказывается целесообразным применение релейного управления и для систем, оптимизируемых по интегрально-квадратичному критерию, для которых наиболее существенным требованием является точность воспроизведения заданного сигнала. Преимуществом релейного управления в этом случае является возможность использования скользящих режимов, что существенно уменьшает чувствительность системы к вариациям параметров.

Оптимальное управление при отсутствии ограничения фазовых координат. Пусть объект управления описывается системой дифференциальных уравнений:

$$\frac{dx_i}{dt} = \sum_{j=1}^n a_{ij}x_j + b_i u_i, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

где x_i , x_j — фазовые координаты системы; u_i — управляющие воздействия; a_{ij} и b_i — постоянные коэффициенты.

Рассматривая фазовые координаты как координаты изображающего вектора и вводя вектор управления U , заменим систему уравнений (1) матричным уравнением:

$$\dot{X} = AX + BU, \quad (2)$$

где A — квадратная n -мерная матрица; B — диагональная матрица.

Задача состоит в том, чтобы из множества допустимых управлений

$$\|U\| \leq U_m \quad (3)$$

выбрать оптимальное управление, при котором критерий оптимальности

$$J = \int_0^T \left(\sum_{i=1}^n \lambda_i x_i^2 \right) dt \quad (4)$$

при движении из заданной точки $x_i(0)$, $i = 1, \dots, n$ в начале координат имел наименьшее возможное значение.

Функционал (4) в матричной форме имеет вид:

$$J = \int_0^T X^T \Lambda X dt, \quad (5)$$

где Λ — положительно определенная диагональная n -мерная матрица, характеризующая весовые множители функционала.

Используя для решения поставленной задачи метод динамического программирования, можно получить уравнение Беллмана в виде:

$$\min \left[\sum_{i=1}^n \lambda_i x_i^2 + \sum_{i=1}^n \frac{\partial S}{\partial x} (a_{ij}x_j + b_i u_i) \right] = 0. \quad (6)$$

Здесь S — функция Беллмана, имеющая непрерывные частные производные по координатам системы всюду за исключением концов фазовой траектории. На основании (6) оптимальное управление должно выражаться равенствами:

$$u_i^* = -u_m \operatorname{sign} \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial S}{\partial x_i} b_i \right). \quad (7)$$

Для релейной системы управления функция Беллмана в (7) может быть заменена функцией Ляпунова.

Запишем функцию Ляпунова в форме:

$$V = X^T Q X. \quad (8)$$

В (8) Q — положительно определенная симметричная матрица, удовлетворяющая равенству:

$$A^T Q + Q A = -\Lambda. \quad (9)$$

При управлении, равном нулю, имеем:

$$W = \frac{dV}{dt} = X^T Q X + X^T Q \dot{X} = -X^T \Lambda X. \quad (10)$$

Для системы с управляющим воздействием необходимо подставить в (10) значение \dot{X} из (2). Вследствие симметрии матрицы Q получим:

$$W = -X^T \Lambda X + 2U^T (B^T Q X). \quad (11)$$

мый асинхронный электропривод. Свердловск, 1968. Авт.: В. А. Шубенко, Р. Т. Шрейнер, В. А. Мищенко, В. А. Маренич.

4. Шубенко В. А., Шрейнер Р. Т., Гильдебранд А. Д. Управление потоком сцеплением ротора асинхронного двигателя при частотно-токовом регулировании. — «Электричество», 1971, № 10.

5. Янко-Триницкий А. А. Уравнения переходных электро-

магнитных процессов асинхронного двигателя и их решения. — «Электричество», 1951, № 3.

6. Болтянский В. Г. Математические методы оптимального управления. М., «Наука», 1969.

7. Беллман Р. Динамическое программирование. М., Изд. иностр. лит., 1960.

8. Петров Ю. П. Вариационные методы теории оптимального управления. М., «Энергия», 1965.

[26.4.1973]



Чтобы при релейном оптимальном управлении W было определено отрицательной функцией, U должно приниматься максимальное значение и иметь знак, противоположный знаку $B^T Q X$. Следовательно,

$$u_i = -u_{im} \operatorname{sign} (B^T Q X)_i = -u_{im} \operatorname{sign} \Psi_i. \quad (12)$$

Так как

$$\frac{\partial V}{\partial X} = 2QX, \quad (13)$$

то выражение (7), в котором S заменено на V , записанное в матричной форме, соответствует выражению (12). Для определения $B^T Q X$ необходимо задаться положительно определенной симметрической матрицей Λ и по (9) при заданной матрице A найти матрицу Q . Так как матрица B тоже задана, то при известном Q легко определить элементы результирующей матрицы:

$$\Psi = B^T Q X. \quad (14)$$

Если объект содержит интегрирующее звено, не охваченное обратной связью, непосредственное применение этого метода невозможно, так как определитель матрицы A имеет нулевой корень. Задача может быть решена путем преобразования координат. Целесообразно разложить передаточную функцию объекта на простейшие дроби и представить выходную величину в виде алгебраической суммы преобразованных координат.

Пусть передаточная функция объекта

$$\Phi = \frac{M(p)}{pG(p)}. \quad (15)$$

Ее можно представить в виде:

$$\Phi = \frac{1}{p} + \frac{N(p)}{G(p)}, \quad (16)$$

где $M(p)$, $N(p)$, $G(p)$ — полиномы от p .

Выходная координата исходной системы выражается через новые координаты следующим образом:

$$x_1 = z + y_1. \quad (17)$$

Здесь z и y_1 имеют операторные изображения:

$$\bar{z} = \frac{1}{p} \bar{u}, \quad \bar{y}_1 = \frac{N(p)}{G(p)} \bar{u}, \quad (18)$$

где \bar{u} — изображение входного сигнала.

Уравнение (2) заменяется системой:

$$\left. \begin{aligned} \dot{z} &= b_{01} u; \\ Y &= A_1 Y + B_1 U. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

В (19) A_1 и B_1 — соответствующие матрицы преобразованной системы. В преобразованных координатах функция Ляпунова может быть принята равной:

$$V = -Y^T Q Y + z^2. \quad (20)$$

Производная функции согласно (19) имеет вид:

$$W = -Y^T \Lambda Y + 2U (B_1^T Q Y + b_{01} z). \quad (21)$$

Здесь Q аналогично (9) определяется на основании уравнения:

$$A_1^T Q + Q A_1 = -\Lambda, \quad (22)$$

где Λ — положительно определенная диагональная матрица n -го порядка, определяющая оптимальный процесс изменения координат Y .

Оптимальное управление теперь выражается равенствами:

$$u^*_i = -u_{im} \operatorname{sign} (B_1^T Q Y + b_{01} z) = u_{im} \operatorname{sign} \Psi_{i1}. \quad (23)$$

При решении конкретной задачи, кроме уравнения (17), составляется еще $n-1$ уравнений связи между исходными координатами и преобразованными. Затем, произведя обратную замену координат, можно выразить Ψ_{i1} , а следовательно, и управление U через исходные координаты X .

Оптимальное управление при ограничении фазовых координат. В закон управления необходимо включить величины x_{jm} , соответствующие предельным значениям ограничиваемых фазовых координат:

$$u_i = -u_{im} \operatorname{sign} \Psi_i(x_j, x_{jm}). \quad (24)$$

В (24) должны присутствовать r нелинейных обратных связей, соответствующих r ограничениям на фазовые координаты:

$$|x_j| < |x_{jm}|. \quad (25)$$

Для осуществления этих ограничений может быть использовано движение в скользком режиме по гиперплоскости, перпендикулярной в фазовом пространстве оси x_j (ограничиваемой координаты) и отсекающей на ней отрезок $|x_{jm}|$. Ограничения (25) определяют в пространстве r ограничиваемых координат прямоугольный параллелепипед, грани которого будут служить гиперплоскостями скольжения при управлении (24). На каждой из этих граней управление будет принимать форму:

$$u_i = -u_{im} \operatorname{sign} (x_j - x_{jm}). \quad (26)$$

Очевидно, управление (26) может быть реализовано в том случае, если на вход релейного элемента подается только ограничиваемая координата x_j и ее предельное значение x_{jm} с противоположным знаком. Поэтому в период ограничения координаты x_j сигналы всех остальных обратных связей должны отсутствовать.

Оптимальное управление релейной следящей системой. Структурная схема объекта управления (рис. 1) состоит из инерционного преобразователя K_n и двигателя постоянного тока, представленного тремя звеньями $K_{д1}$, $K_{д2}$ и $K_{д3}$. Передаточные функции звеньев приведены на рисунке. На вход объекта подается управление u , формируемое релейным регулятором, структура которого подлежит определению. В целях упрощения синтеза статический ток принят равным нулю. Однако используемая в работе методика позволяет получить решение и при учете тока статической нагрузки. Фазовыми координатами являются: величина перемещения рабочего органа x_1 , э. д. с. двигателя x_2 , ток якоря x_3 и э. д. с. преобразователя x_4 .

Система дифференциальных уравнений объекта

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_{12} x_2; \\ \dot{x}_2 &= a_{23} x_3; \\ \dot{x}_3 &= -a_{32} x_2 - a_{33} x_3 - a_{34} x_4; \\ \dot{x}_4 &= -a_{44} x_4 + b_0 u. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

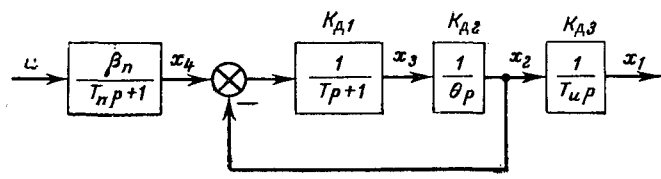


Рис. 1. Структурная схема объекта управления.

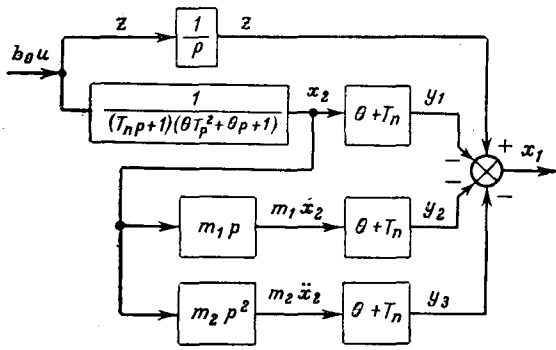


Рис. 2. Преобразованная структурная схема объекта.

Здесь

$$a_{12} = \frac{1}{T_n}; \quad a_{23} = \frac{1}{\theta}; \quad a_{32} = a_{33} = a_{34} = \frac{1}{T};$$

$$a_{44} = \frac{1}{T_n}; \quad b_0 = \frac{\beta_n}{T_n};$$

T_n — постоянная времени интегрирующего звена $K_{дз}$; θ — электромеханическая постоянная времени электропривода; T — электромагнитная постоянная времени главной цепи; T_n — электромагнитная постоянная времени инерционного преобразователя; β_n — его коэффициент усиления.

Требуется определить управление, при котором система попадает в заданное положение с достаточной точностью за минимальное время при наличии ограничений фазовых координат и управления значениями:

$$\left. \begin{aligned} |x_2| &\leq x_{2m}; \\ |x_3| &\leq x_{3m}; \\ |\dot{x}_3| &\leq \dot{x}_{3m}; \\ |u| &\leq \bar{u}_m. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Так как объект содержит интегрирующее звено, не охваченное обратной связью, необходимо ввести новые координаты. Передаточная функция объекта

$$\Phi = \frac{\beta_n}{T_n p (T_n p + 1) (\theta T_p^2 + \theta p + 1)} \quad (29)$$

может быть представлена в виде:

$$\Phi = \frac{\beta_n}{T_n} \left(\frac{1}{p} - \frac{(\theta + T_n)(m_2 p^2 + m_1 p + 1)}{(T_n p + 1)(\theta T_p^2 + \theta p + 1)} \right), \quad (30)$$

где

$$m_2 = \frac{\theta T T_n}{\theta + T_n}, \quad m_1 = \theta \frac{T_n + T}{\theta + T_n}.$$

На рис. 2 изображена структурная схема, соответствующая передаточной функции (30). Здесь новые координаты связаны с координатами исходной структурной схемы соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= x_2 (\theta + T_n); \\ y_2 &= x_3 (\theta + T_n) m_1; \\ y_3 &= \dot{x}_3 (\theta + T_n) m_2; \\ z &= x_1 + y_1 + y_2 + y_3. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

В новой системе координат дифференциальные уравнения, описывающие объект, примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{z} &= b'_0 u; \\ \dot{y}_1 &= a'_{12} y_2; \\ \dot{y}_2 &= a'_{23} y_3; \\ \dot{y}_3 &= -a'_{31} y_1 - a'_{32} y_2 - a'_{33} y_3 + b' u, \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

где

$$b'_0 = \frac{\beta_n}{T_n}; \quad a'_{12} = \frac{1}{m_1}; \quad a'_{23} = \frac{m_1}{m_2}; \quad a'_{31} = \frac{m_2}{\theta T T_n};$$

$$a'_{32} = \frac{m_2}{m_1 T} \left(\frac{1}{T_n} + \frac{1}{\theta} \right); \quad a'_{33} = \frac{1}{T_n} + \frac{1}{T}.$$

Система уравнений (32) может быть записана в виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{z} &= b'_0 u; \\ \dot{Y} &= A_1 Y + B_1 U. \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Здесь

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & a'_{12} & 0 \\ 0 & 0 & a'_{23} \\ -a'_{31} & -a'_{32} & -a'_{33} \end{pmatrix}; \quad B_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ b' \end{pmatrix}.$$

Примем

$$\Lambda_1 = \begin{pmatrix} \lambda'_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda'_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda'_3 \end{pmatrix}.$$

Тогда на основании (22) получим:

$$Q = \begin{pmatrix} q_{11} & q_{12} & q_{13} \\ q_{12} & q_{22} & q_{23} \\ q_{13} & q_{23} & q_{33} \end{pmatrix}.$$

Так как

$$B_1^T Q Y = b' (q_{13} y_1 + q_{23} y_2 + q_{33} y_3),$$

то управление выражается соотношением:

$$u = -u_m \operatorname{sign} [b' (q_{13} y_1 + q_{23} y_2 + q_{33} y_3) + b_0 z]. \quad (34)$$

В (34):

$$q_{13} = \frac{1}{2a'_{31}} \lambda'_1;$$

$$q_{23} = d_1 \lambda'_1 + d_2 \lambda'_2 + d_3 \lambda'_3;$$

$$q_{33} = c_1 \lambda'_1 + c_2 \lambda'_2 + c_3 \lambda'_3;$$

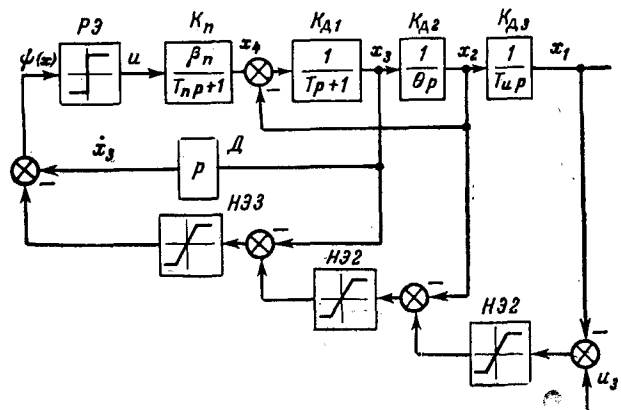


Рис. 3. Структурная схема релейной системы управления.

$$d_1 = -\frac{4}{\Delta} a'_{33} a'_{12} a'_{23}; \quad d_2 = -\frac{4}{\Delta} a'_{23} a'_{12} a'_{33} a'_{31};$$

$$d_3 = -\frac{4}{\Delta} a'_{12} a'_{31} a'_{23}; \quad c_1 = -\frac{4}{\Delta} a'_{12} a'_{33} a'_{23}^2;$$

$$c_2 = -\frac{4}{\Delta} a'_{12} a'_{23} a'_{31}; \quad c_3 = -\frac{4}{\Delta} a'_{12} a'_{23} a'_{31} a'_{31}^2,$$

где Δ — определитель системы шести алгебраических уравнений, составленных на основании матричного уравнения (22):

$$\Delta = \begin{vmatrix} 0 & 0 & -2a'_{31} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2a'_{12} & 0 & 0 & -2a'_{32} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2a'_{23} & -2a'_{33} \\ a'_{12} & 0 & -a'_{32} & 0 & -a'_{31} & 0 \\ 0 & a'_{23} & -a'_{33} & 0 & 0 & -a'_{31} \\ 0 & 0 & a'_{12} & a'_{23} & -a'_{33} & -a'_{32} \end{vmatrix}.$$

Подставляя в (34) значения координат из (31) и рассматривая движение из начала координат в заданную точку, можем написать:

$$u = -u_m \operatorname{sign} [x_1 - u_3 + x_2 (\theta + T_n) (q_{13} + 1) + x_3 (T + T_n) (q_{23} + 1) + \dot{x}_3 T T_n (q_{33} + 1)]. \quad (35)$$

Реализация условий ограничения может быть выполнена путем введения в систему элементов с насыщением (рис. 3). Релейный элемент РЭ служит для формирования управления u , подаваемого на вход объекта. Насыщающиеся элементы НЭ1, НЭ2, НЭ3 служат для задания предельных значений координат x_{2m} , x_{3m} , \dot{x}_{3m} .

На первом участке переходного процесса, когда ни одна из координат не достигла предельного значения, релейный элемент подает на вход объекта максимальное управление со знаком, соответствующим заданному направлению перемещения u_3 . При достижении производной тока предельного значения система переходит в скользящий режим, при котором поддерживается постоянное значение $\dot{x}_3 = \dot{x}_{3m}$. При этом управление определяется выражением:

$$u = -u_m \operatorname{sign} (\dot{x}_3 - \dot{x}_{3m}), \quad (36)$$

потому что сигнал, поступающий на вход релейного элемента равен разности постоянного сигнала \dot{x}_{3m} , снимаемого с НЭ3 и выходного сигнала дифференциатора Д. В момент, когда ток станет равен предельному значению, начинается новый скользящий режим, при котором поддерживается постоянство тока. При этом производная тока равна нулю, а выходной сигнал НЭ3 становится меньше \dot{x}_{3m} . При этом сигнал, поступающий на вход РЭ определяется функцией:

$$\Psi = k_3 (x_3 - x_{3m}), \quad (37)$$

где k_3 — коэффициент наклона линейной части НЭ3.

Когда скорость будет близка к предельной, начнется спадание тока. Полагая, что производная тока изменяется мгновенно¹, можно считать, что

$$\Psi = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3m}.$$

Когда скорость достигнет значения x_{2m} , возникнет скользящий режим, определяемый функцией

$$\Psi = k_2 k_3 (x_2 - x_{2m}), \quad (38)$$

где k_2 — коэффициент наклона линейной части НЭ2.

При некотором значении координаты x_1 , близком к заданному, начнется торможение. На отдельных участках торможения будет поддерживаться постоянство значения тока и производной тока. В момент, когда достигается заданное положение $x_1 = u_3$, функция Ψ становится равной:

$$\Psi = x_1 - u_3. \quad (39)$$

Управляющий сигнал на выходе релейного элемента после прихода системы в заданное положение меняет знак с большой частотой. Вследствие инерционности системы наличие управления, переключающегося с большой частотой, не влияет практически на значения фазовых координат.

Угловые коэффициенты k_1, k_2, k_3 выбираются так, чтобы исключить перерегулирование и излишнее затягивание переходного процесса при переходе с одного участка на другой. Порядок определения этих коэффициентов рассмотрим на примере выбора k_1 .

В начальной части процесса нелинейный элемент НЭ1 насыщен. Он переходит на линейную часть, когда начинается торможение. При этом выходной сигнал элемента НЭ1 должен быть равен максимальному значению x_{2m} координаты x_2 :

$$(x_1 - u_3) k_1 = x_{2m},$$

откуда

$$k_1 = \frac{x_{2m}}{x_1 - u_3} = \frac{x_{2m}}{\Delta x_{1T}}, \quad (40)$$

где Δx_{1T} — тормозной путь.

Если пренебречь временем нарастания производной тока \dot{x}_3 , тормозной путь может быть найден как интеграл от скорости. Диаграмма тока имеет вид трапеции.

Значения t_1, t_2, t_3 определяются по формулам:

$$t_1 = \frac{x_{3m}}{\dot{x}_{3m}}; \quad t_2 = \theta \frac{x_{2m}}{\dot{x}_{3m}}; \quad t_3 = t_1 + t_2.$$

Тормозной путь

$$\Delta x_{1T} = \frac{1}{T_n} \int_0^{t_3} \dot{x}_3 dt = \frac{t_3}{2T_n} x_{2m}. \quad (41)$$

Остальные коэффициенты k_2, k_3 определяются аналогично. Так как в приведенном расчете предполагалось, что производная изменялась мгновенно, выбор коэффициентов может быть уточнен при наладке.

Проверка приведенной методики была произведена для электродвигателя постоянного тока с параметрами: $P_n = 5 \text{ кВт}$; $n_n = 1000 \text{ об/мин}$; $U_n = 220 \text{ в}$; $I_n = 25 \text{ а}$; $R_0 = 0,8 \text{ ом}$; $GD^2 = 7,3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$; $E_n = 200 \text{ в}$; $\theta = 0,4 \text{ сек}$; $T = 0,05 \text{ сек}$; $T_n = 2 \text{ в}\cdot\text{сек/рад}$. Заданные

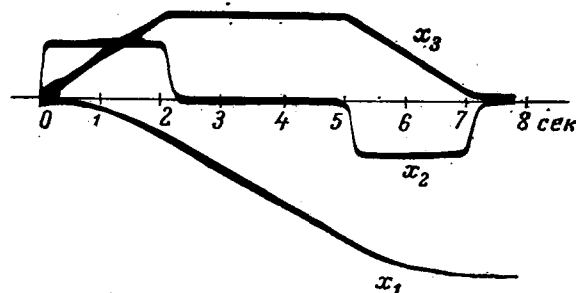


Рис. 4. Процесс отработки системой заданного перемещения.

¹ В действительности имеется некоторый участок непрерывного изменения производной, для которого

$$\Psi = -k_2 k_3 (-x_3 + x_{3m}) - x_3 k_3 + \dot{x}_3.$$

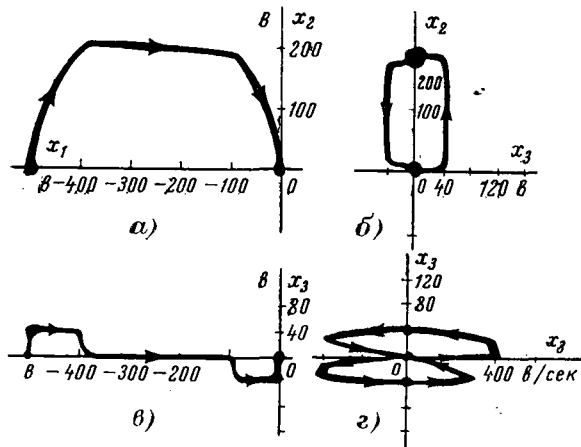


Рис. 5. Фазовые траектории системы.

ограничения: $x_{3m} = I_{\max} R_0 = 40$ в; $x_{2m} = E_H = 200$ в; $\dot{x}_{3m} = 20 I_H / \text{сек} \cdot R_0 = 800$ в/сек. Расчетные значения коэффициентов: $k_1 = 1,9$, $k_2 = 8$, $k_3 = \infty$. При наладке приняты значения: $k_1 = 1,9$, $k_2 = 4$, $k_3 = 10$.

На рис. 4 показана осциллограмма переходного процесса при этих значениях коэффициентов и заданном перемещении $u_3 = 500$ рад. Расчетное время отработки пути равно 7,1 сек, по осциллограмме — 7,3 сек.

На рис. 5 изображены фазовые траектории, соответствующие переходному процессу (рис. 4) в координатах: скорость (x_2) — перемещение (x_1); скорость (x_2) — ток (x_3); ток (x_3) — перемещение (x_1); ток (x_3) — производная тока по времени (\dot{x}_3).

Осциллограмма переходного процесса показывает, что оптимальная система с релейным управлением дает возможность получить высокую точность отработки заданных перемещений. При этом быстродействие системы близко к предельному.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Деруссо П., Рой Р., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления. М., «Наука», 1970.
2. Чжан Жэнь-вэй. Синтез релейных систем по минимуму интегральных квадратичных отклонений. — «Автоматика и телемеханика», 1961, № 12, т. 22.

[5.1.1973]

УДК 62-83:531.1.001.24

Анализ установившихся режимов работы следящих электроприводов с учетом кинематической погрешности передач

Доктор техн. наук КЛЮЧЕВ В. И., канд. техн. наук БЛЕЙЗ Е. С., инженеры ЕВТЕЕВ Л. Н., ПАНОВ В. Г.

Московский энергетический институт

Существующие методы анализа следящих электроприводов с учетом упругости в механической передаче не учитывают кинематических погрешностей зубчатой передачи. Эти погрешности, обусловленные неточностью изготовления и монтажа колес, а также их износом в процессе эксплуатации, вызывают колебания взаимосвязанных масс электропривода. Из-за упругости передачи в электромеханической системе могут возникать резонансные явления, при которых амплитуда колебаний выходного вала может превысить допустимую величину, определяемую требованиями точности, а дополнительные усилия в конструкции и передаче приведут к тому, что суммарные нагрузки превзойдут величины, допускаемые требованиями прочности [Л. 1]. Амплитуда колебаний зависит от кинематических погрешностей передачи и от демпфирования этих колебаний электроприводом.

Исследование влияния погрешностей зубчатых передач на плавность работы позиционного элект-

тропривода и нагрузку механической передачи проводится для случая периодического возмущения в кинематической цепи в режиме задания постоянной скорости.

Расчетная схема следящей системы представлена на рис. 1. Механическая часть взята в виде модели, в которой имеются две сосредоточенные массы J_1 и J_2 , соединенные упругой связью (УС). К сосредоточенной массе J_1 относятся моменты инерции ротора исполнительного двигателя и элементов механической передачи, деформацией которых до двигателя можно пренебречь, а через J_2 обозначен момент инерции установки, приведенный к цене оборотов двигателя.

Упругая связь характеризует деформацию элементов механической передачи и конструкции установки.

Между упругой связью и массой J_1 расположена передача, условно выделенная из общего передаточного отношения. Ее передаточное число $i(\alpha_1)$ изменяется в небольших пределах относительно единичного среднего значения по синусоидальному закону:

$$i(\alpha_1) = 1 + \delta \sin k\alpha_1.$$

Амплитуда этих колебаний δ определяется погрешностью передачи, а k характеризует частоту возмущений.

Исполнительный двигатель D получает питание от управляемого преобразователя $УМ$, на вход которого воздействует обратная связь по углу α_2 . Для

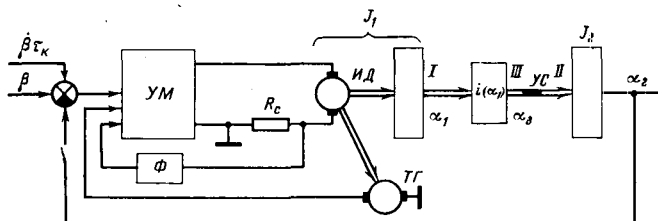


Рис. 1. Электромеханическая схема следящего электропривода.

стабилизации используется обратная связь по скорости от тахогенератора $TГ$ и по току, снимаемая с сопротивления R_c . Для компенсации ошибки на постоянной скорости используется сигнал $\beta\tau_k$, пропорциональный скорости изменения управляющего воздействия.

На рис. 1 приняты также следующие обозначения: β — управляющее воздействие; α_2 — угол поворота объекта управления, приведенный к скорости вращения двигателя; α_1 — угол поворота двигателя; Φ — корректирующий фильтр в цепи токовой обратной связи.

Можно показать, что полученные ниже соотношения будут справедливы и при расположении редуктора за упругой связью (на рис. 1 между массой J_2 и упругой связью).

Уравнения, описывающие поведение системы в координатах α_1 , α_2 и α_3 (угол поворота вала Ш):

$$p\alpha_3 = i(\alpha_1) p\alpha_1; \quad (1)$$

$$p^2\alpha_2 J_2 + Dp(\alpha_2 - \alpha_3) + C(\alpha_2 - \alpha_3) = 0; \quad (2)$$

$$\Delta M_1 = -[C(\alpha_2 - \alpha_3) + Dp(\alpha_2 - \alpha_3)] i(\alpha_1), \quad (3)$$

где ΔM_1 — колебания момента на валу исполнительного двигателя из-за изменения передаточного отношения; C — приведенная в валу I жесткость упругой связи; D — приведенный к валу I коэффициент вязких потерь в упругом элементе.

Уравнения (2) и (3) можно переписать в виде:

$$T_2^2 p^2 \alpha_2 + T_g p(\alpha_2 - \alpha_3) + (\alpha_2 - \alpha_3) = 0; \quad (4)$$

$$\frac{\Delta M_1}{Ci(\alpha_1)} = -T_g p(\alpha_2 - \alpha_3) - (\alpha_2 - \alpha_3), \quad (5)$$

где

$$T_2^2 = \frac{J_2}{C}; \quad T_g = \frac{D}{C}.$$

При входном воздействии $\beta(t) = \omega_0 t$ имеем:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \omega_0 t + \Delta\alpha_1; \\ \alpha_2 &= \omega_0 t + \Delta\alpha_2; \\ p\alpha_1 &= \omega_0 + \Delta\omega_1; \\ p\alpha_2 &= \omega_0 + \Delta\omega_2, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $\Delta\alpha_1$, $\Delta\alpha_2$ — угловые колебания; $p\Delta\alpha_1 = \Delta\omega_1$, $p\Delta\alpha_2 = \Delta\omega_2$ — колебания скоростей соответствующих валов.

С учетом (6), обозначив $\alpha_3 - \alpha_2 = \theta$, получим:

$$\Delta\omega_3 = \Delta\omega_1 + \omega_0 \delta \sin k\alpha_1; \quad (7)$$

$$p\Delta\omega_2 = \frac{T_g p\theta + \theta}{T_2^2}; \quad (8)$$

$$\frac{\Delta M_1}{C} = (T_g p\theta + \theta)(1 + \delta \sin k\alpha_1); \quad (9)$$

$$\Delta\omega_3 - \Delta\omega_2 = p\theta. \quad (10)$$

Уравнения (7) — (10) представляют собой систему нелинейных дифференциальных уравнений. Для их линеаризации примем следующие допущения. Так как

$$\begin{aligned} \sin k\alpha_1 &= \sin(k\omega_0 t + k\Delta\alpha_1) = \\ &= \sin k\omega_0 t \cos k\Delta\alpha_1 + \cos k\omega_0 t \sin k\Delta\alpha_1 \end{aligned}$$

и $\Delta\alpha_1$ — малая величина, то

$$\sin k\alpha_1 \approx \sin k\omega_0 t.$$

В (9) членом $(T_g p\theta + \theta) \delta \sin k\alpha_1$, который является произведением малых величин, пренебрегаем. С учетом принятых допущений уравнения (7) — (10) примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\omega_3 - \Delta\omega_1 &= \omega_0 \delta \sin k\omega_0 t; \\ p\Delta\omega_2 - \frac{T_g p\theta + \theta}{T_2^2} &= 0; \\ \frac{\Delta M_1}{C} - (T_g p\theta + \theta) &= 0; \\ \Delta\omega_3 - \Delta\omega_2 &= p\theta. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Воспользуемся методикой записи уравнения следящего привода, принятой в [Л. 2]:

$$\beta + p\beta\tau_k - \alpha_2 = \alpha_1 W_1^{-1}(p) + \Delta M_1 B(p), \quad (12)$$

где $W_1^{-1}(p)$ — обратная передаточная функция разомкнутой по положению линейной системы, полученной путем отсоединения вала двигателя от сосредоточенной массы J_2 и перенесением точки съема обратной связи по положению с вала нагрузки на вал двигателя; τ_k — постоянная времени цепи компенсации скоростной ошибки входного задания; $B(p)$ — линейный оператор, причем передаточная функция ошибки по отношению к внешнему моменту, воздействующему на двигатель, $B(p)/W_1(p) + 1$.

С учетом (6) уравнение (12) примет вид:

$$\tau_k \omega_0 - \Delta\alpha_2 = (\omega_0 t + \Delta\alpha_1) p W_0^{-1}(p) + \Delta M_1 B(p),$$

где $pW_0^{-1}(p) = W_1^{-1}(p)$,

$$\omega_0 t W_1^{-1}(p) = \omega_0 \left[\frac{W_1^{-1}(p)}{p} \right]_{p=0} = \omega_0 W_1^{-1}(0)$$

и по условию компенсации скоростной ошибки

$$\tau_k \omega_0 = \omega_0 W_1^{-1}(0); \quad -\Delta\alpha_2 = \Delta\alpha_1 W_1^{-1}(p) + \Delta M_1 B(p).$$

После дифференцирования

$$-\Delta\omega_2 = \Delta\omega_1 W_1^{-1}(p) + p\Delta M_1 B(p). \quad (13)$$

Уравнения (11) и (13) представляют собой систему неоднородных дифференциальных уравнений. Правая часть (11) является гармонической функцией времени. Решим систему уравнений для установившегося режима. Изображая гармонические функции как векторы на комплексной плоскости, получаем:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\bar{\omega}_3 - \Delta\bar{\omega}_1 &= \omega_0 \delta; \\ (j\Omega) \Delta\bar{\omega}_2 - \frac{\bar{\theta}^1 + j\Omega T_g}{T_2^2} &= 0; \\ \frac{\Delta\bar{M}_1}{C} - \bar{\theta}(1 + j\Omega T_g) &= 0; \\ \Delta\bar{\omega}_3 - \Delta\bar{\omega}_2 &= j\Omega \bar{\theta}; \\ -\Delta\bar{\omega}_2 &= \Delta\bar{\omega}_1 W_1^{-1}(j\Omega) + \Delta\bar{M}_1 B(j\Omega) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где

$$\Omega = k\omega_0; \quad \Delta\bar{\omega}_1 = \Delta\omega_1(j\Omega);$$

$$\Delta\bar{\omega}_2 = \Delta\omega_2(j\Omega); \quad \bar{\theta} = \theta(j\omega); \quad \Delta\bar{M}_1 = \Delta M_1(j\Omega).$$

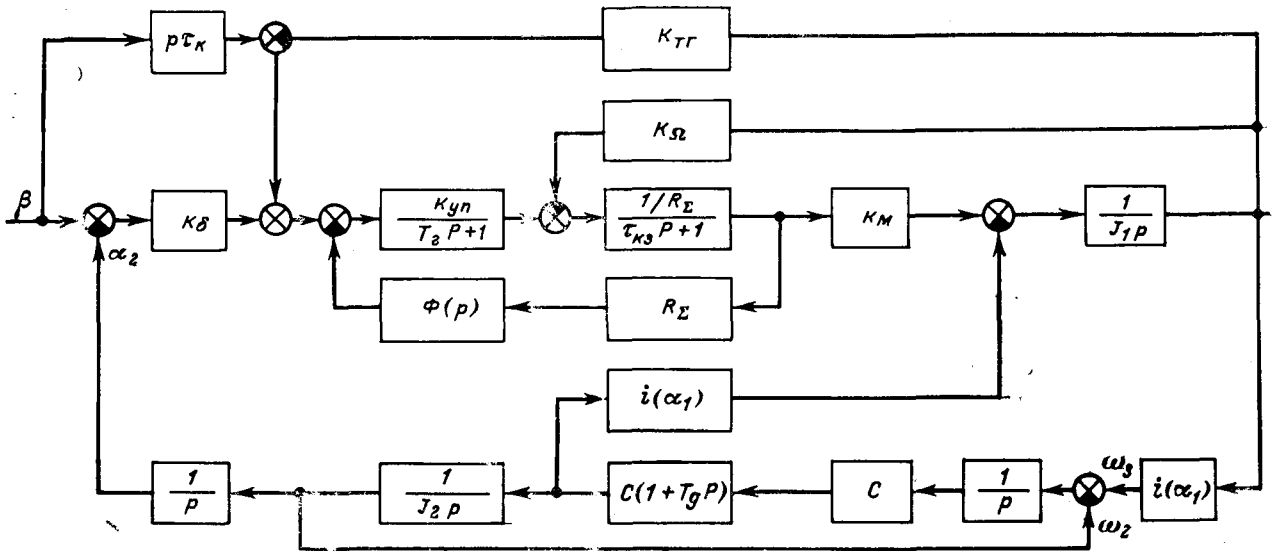


Рис. 2. Структурная схема исследуемой системы.

Решая систему (14) относительно θ , получаем:

$$\frac{1 + j\Omega T_g}{T_2^2 (j\Omega)^2} [W_1^{-1}(j\Omega) + CT_2^2 (j\Omega)^2 B(j\Omega) + 1] \bar{\theta} + \bar{\theta} W_1^{-1}(j\Omega) + \frac{W_1^{-1}(j\Omega) \omega_0 \delta}{1(j\Omega)} = 0. \quad (15)$$

Заметим, что

$$W_1^{-1}(j\Omega) + CT_2^2 (j\Omega)^2 B(j\Omega) = W_2^{-1}(j\Omega), \quad (16)$$

где $W_2^{-1}(j\Omega)$ — обратная передаточная функция разомкнутой по положению системы, имеющей абсолютно жесткую связь масс J_1 и J_2 (система с идеальной механической передачей).

Воспользовавшись выражением (16), запишем следующее уравнение для определения амплитуды:

$$\left| \frac{\bar{\theta}}{\delta} \right| = \left| \frac{R(j\Omega)}{1 + R(j\Omega)} \right| \frac{1}{k}, \quad (17)$$

где

$$R(j\Omega) = \frac{W_1^{-1}(j\Omega) T_2^2 (j\Omega)^2}{W_2^{-1}(j\Omega) + 1 + T_g (j\Omega)^2}.$$

Из (17), используя (14), можно получить формулы для $|\Delta \bar{M}_1|$; $|\Delta \bar{\omega}_2|$ и $|\Delta \bar{\alpha}_2|$:

$$\left| \frac{\Delta \bar{M}_1}{C\delta} \right| = \left| \frac{R(j\Omega) (1 + T_g (j\Omega)^2)}{1 + R(j\Omega)} \right| \frac{1}{k}; \quad (18)$$

$$\left| \frac{\Delta \bar{\omega}_2}{\theta} \right| = \left| \frac{W_1^{-1}(j\Omega)}{[W_2^{-1}(j\Omega) + 1] [1 + R(j\Omega)]} \right| \omega_0; \quad (19)$$

$$\left| \frac{\Delta \bar{\alpha}_2}{\delta} \right| = \left| \frac{W_1^{-1}(j\Omega)}{[W_2^{-1}(j\Omega) + 1] [1 + R(j\Omega)]} \right| \frac{1}{k}. \quad (20)$$

В качестве примера рассмотрим следящий позиционный электропривод, выполненный по схеме генератор — двигатель с тиристорным возбудителем и использующий обратную отрицательную связь по скорости от тахогенератора, установленного на ва-

лу исполнительного двигателя. Для компенсации скоростной ошибки используется сигнал, пропорциональный скорости изменения входного задания. Тиристорный преобразователь принимаем линейным безынерционным звеном. Структурная схема системы приведена на рис. 2.

Для $W_1^{-1}(j\Omega)$ и $W_2^{-1}(j\Omega)$ можно записать:

$$W_i^{-1}(j\Omega) = \frac{j\Omega A_i(j\Omega)}{\mu} + \frac{\nu}{\mu} j\Omega + (j\Omega)^2 \frac{r_i}{\mu} \Phi(j\Omega), \quad i = 1; 2,$$

где $A_i(j\Omega) = [1 + T_g(j\Omega)] [1 + \tau_{p2}(j\Omega) + \tau_{p2}\tau_{k3}(j\Omega)^2]$, $i = 1; 2$.

Здесь $\tau_{p1} = \frac{J_1 R_{\Sigma}}{k_{\Omega} k_M} = 0,075$ сек — постоянная времени разгона двигателя системы с отсоединенной массой;

$\tau_{p2} = \frac{(J_1 + J_2) R_{\Sigma}}{k_{\Omega} k_M} = 0,23$ сек — постоянная времени разгона двигателя в системе с идеальной механической передачей;

$k_M = \frac{M_H}{I_H} = 2,6$ н·м/а — коэффициент момента двигателя;

$k_{\Omega} = 2,4 \frac{\text{в·сек}}{\text{рад}}$ — коэффициент противо-э. д. с. двигателя;

$T_g = 2,18$ сек — постоянная времени цепи возбуждения генератора; $R_{\Sigma} = 0,04$ ом — суммарное сопротивление якорной цепи; $\tau_{k3} = 0,01$ сек — постоянная времени якорной цепи; $\mu = 140$ 1/сек — коэффициент усиления разомкнутой системы (добротность системы по скорости); $\nu = 76$ — коэффициент усиления обратной связи по скорости; r_2 — коэффициент усиления обратной связи по току системы с идеальной передачей при $\Phi(j\Omega) \equiv 1$; $r_1 = r_2 \frac{J_1}{J_1 + J_2} =$

$= 3,5$ сек — коэффициент усиления обратной связи

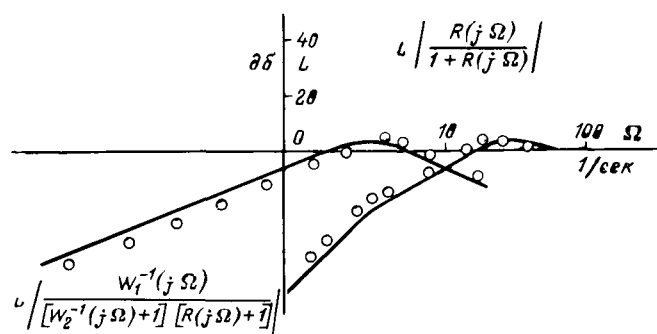


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики исследуемой системы.

параметры механической передачи $\frac{T_2^2(j\Omega)}{1+T_2 j\Omega}$ с параметрами системы управления $\frac{W_1^{-1}(j\Omega)}{1+W_2^{-1}(j\Omega)}$, можно уменьшить амплитуду колебаний за счет улучшения демпфирования их системой управления.

Можно оценить максимальную амплитуду $|\bar{\theta}|$. При постоянной частоте $|\bar{\theta}|$ обратно пропорциональна k и имеет наибольшее значение при минимальном значении k . Минимальное значение k можно найти, приравняв $\omega_0 k$ частоте $\Delta_{m\theta}$, при которой достигается максимум функции $\frac{R(j\Omega)}{1+R(j\Omega)}$, а затем задавшись максимально возможным значением скорости управляющего воздействия ω_{0m} , определить минимальное значение k . Для данной системы $\omega_{0m} = 100 \text{ рад/сек}$.

Из рис. 3 имеем:

$$\Omega_{m\theta} = 25 \text{ 1/сек}; \quad \frac{R(j\Omega_{m\theta})}{R(j\Omega_{m\theta})+1} = 1,5,$$

отсюда

$$k_m = \frac{\Omega_{m\theta}}{\omega_{0m}} = 0,25 \text{ 1/рад}; \quad |\bar{\theta}| = \frac{1,5}{0,25} \delta = 6\delta.$$

Принимая амплитуду возмущений данного класса передач $\delta = 0,015$ [Л. 1], получаем $\theta \approx 0,1 \text{ рад}$. В соответствии с уравнением (18) максимальный момент, возникающий при таких колебаниях, составляет 20% номинального значения момента.

Правомерность допущений, принятых при выводе зависимостей $\Delta M(j\Omega)$ и $\Delta \alpha_2(j\Omega)$, исследовалась на АВМ. Сравнение полученных на модели и расчетным путем зависимостей

$$\left| \frac{R(j\Omega)}{1+R(j\Omega)} \right| \text{ и } \left| \frac{W_1^{-1}(j\Omega)}{W_2^{-1}(j\Omega)+1} \frac{1}{1+R(j\Omega)+1} \right|$$

проводилось для рассмотренной выше следящей системы. Данные, полученные на модели, изображены на рис. 3 в виде точек. Разница экспериментальных и расчетных значений не превосходит 3 дБ, что вполне допустимо. Таким образом, результаты моделирования подтверждают справедливость полученных формул.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. М., «Энергия», 1971.
2. Динамика электромашинных следящих систем. М., «Энергия», 1967. Авт.: Блейз Е. С., Семенов Ю. Н., Чемоданов Б. К., Якименко Н. М.

[22.6.1973]



по току системы с отсоединенной массой J_2 при $\Phi(j\Omega) \equiv 1$; k_s — коэффициент усиления преобразователя угол — напряжения; $k_{уп}$ — коэффициент усиления системы усилитель — тиристорный преобразователь — генератор;

Параметры механической части системы:

$J_1 = 11,6 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ момент инерции исполнительного двигателя; $J_2 = 24 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ — момент инерции объекта управления, приведенный к валу исполнительного двигателя.

Для данной системы на рис. 3 построены зависимости:

$$\frac{|\bar{\theta}|}{\delta} k = \left| \frac{R(j\Omega)}{1+R(j\Omega)} \right|$$

и

$$\frac{|\Delta \alpha_2|}{\delta} k = \left| \frac{W_1^{-1}(j\Omega)}{[W_2^{-1}(j\Omega)+1][R(j\Omega)+1]} \right|$$

от частоты Ω .

Из графиков следует, что имеются максимумы амплитуд переменных составляющих θ и $\Delta \alpha_2$, причем максимум θ достигается при больших частотах, чем максимум $\Delta \alpha_2$.

Кроме того, максимум по $\Delta \alpha_2$ достигается при частоте $\Omega_{m\alpha_2}$, равной частоте среза разомкнутой линейной системы, а максимум по θ достигается при частоте $\Omega_{m\theta}$, равной частоте собственных колебаний двухмассовой системы. Для высоких частот $\bar{\theta} = \text{const}$ и не зависит от частоты входного воздействия ω_0 .

Величина резонансного пика характеристики $\frac{R(j\Omega)}{1+R(j\Omega)}$, определяющей угол скручивания упругой связи, зависит от запаса по фазе передаточной функции $R(j\Omega)$ в выражении (17). Согласовывая па-

Индукционное ускорение проводников и высокоскоростной привод

Инж. АНДРЕЕВ А. Н., канд. техн. наук БОНДАЛЕТОВ В. Н.

Чебоксары

Истра

Введение. В связи с повышением быстродействия электрических аппаратов и увеличением скоростей различного технологического инструмента типа штампов и молотов потребовалась разработка нового типа высокоскоростного привода, обеспечивающего выполнение заданной операции за время около миллисекунды и менее, при скоростях перемещения в десятки и сотни метров в секунду. Одним из возможных путей решения поставленной задачи может быть использование индукционно-динамического привода, основанного на индукционном ускорении проводников с током в импульсном магнитном поле при разряде на индуктор конденсаторной батареи — емкостного накопителя энергии [Л. 1 и 2].

Настоящая статья посвящена исследованию условий оптимизации индукционного ускорения проводников применительно к разработке высокоскоростного привода.

Математическое описание процесса. В общем случае процесс свободного аксиального индукционного ускорения при двухконтурной системе в приближении теории цепей может быть описан системой дифференциальных уравнений в безразмерном виде:

$$\rho_1 j_1 + (\lambda_0 + 1) \frac{dj_1}{d\tau} + \frac{d(j_2 \mu)}{d\tau} = \varphi; \quad (1)$$

$$\rho_2 j_2 + \frac{dj_2}{d\tau} + \frac{d(j_1 \mu)}{d\tau} = 0; \quad (2)$$

$$\frac{d\varphi}{d\tau} = -j_1; \quad (3)$$

$$\frac{d^2 \varepsilon}{d\tau^2} = \frac{1}{\sigma} j_1 j_2 \frac{d\mu}{d\varepsilon}; \quad (4)$$

$$\frac{d\rho_2}{d\tau} = \vartheta j_2^2 \rho_2. \quad (5)$$

Начальные условия: $\varphi(0) = 1; j_1(0) = j_2(0) = 0; \varepsilon(0) = \varepsilon_0; \rho_2(0) = \rho_{20}$.

При этом связь между размерными и безразмерными величинами устанавливается соотношениями:

$$j_1 = \frac{i_1}{U_0 \sqrt{\frac{C}{L}}}; j_2 = \frac{i_2}{U_0 \sqrt{\frac{C}{L}}}; \varphi = \frac{U}{U_0};$$

$$\lambda_0 = \frac{L_0}{L}; \mu = \frac{M}{L}; \rho_1 = \frac{r_1}{\sqrt{\frac{L}{C}}}; \rho_2 = \frac{r_2}{\sqrt{\frac{L}{C}}};$$

$$\varepsilon = \frac{x}{lD}; \tau = \frac{t}{\sqrt{LC}}; \sigma = \frac{mD^2}{C^2 U_0^2 L};$$

$$\vartheta = \frac{kl}{sm_1} U_0^2 \frac{C}{L} \sqrt{LC} = \frac{k}{ds^2} U_0^2 \frac{C}{L} \sqrt{LC},$$

где d — плотность металла; m — ускоряемая масса; m_1 — масса проводника, по которому протекает ток; k — постоянная, характеризующая проводник; l и s — длина и сечение ускоряемого проводника; остальные обозначения — общепринятые.

Взаимная индуктивность M является функцией геометрии системы; для плоской системы «индук-

тор — ускоряемый проводник» с осевой симметрией (рис. 1) может быть принята аппроксимация:

$$M = M_0 e^{-A \frac{x}{D}}; \quad A = f(\alpha),$$

где $\alpha = a/D$.

Такая аппроксимация достаточно хорошо совпадает с расчетом [Л. 3], кроме того, как показано в [Л. 4], характер зависимости взаимной индуктивности от координаты незначительно влияет на к. п. д. преобразования энергии, что отмечалось и для одноконтурной схемы с переменной индуктивностью [Л. 5]. Зависимость $A = f(\alpha)$ следующая:

α	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
A	4,2	3,65	3,33	3,14	2,92	2,7	2,5	2,43	2,36	2,3

Дополнительно примем, что $M_0 = L_1 = L_2$, т. е. предположим одинаковую геометрию индуктора и ускоряемого проводника. Отношение ширины токовой полосы индуктора к среднему диаметру (рис. 1) $\alpha = a/D$ при постоянстве активных сопротивлений на к. п. д. преобразования энергии существенного влияния не оказывает [Л. 4]. Основные расчеты проведены для $\alpha = 0,1$.

Система уравнений (1) — (5) содержит шесть безразмерных переменных величин ($j_1, j_2, \varphi, \varepsilon, \rho_2, \tau$), из которых τ — независимая, и восемь безразмерных параметров ($\sigma, \rho_1, \rho_{20}, \varepsilon_0, \lambda_0, \alpha, \vartheta, \varepsilon_k$), где ε_k — максимальный относительный путь ускорения. В некоторых случаях путь перемещения в индукционно-динамическом приводе ограничен несколькими миллиметрами, что может существенно снизить к. п. д. преобразования энергии. Как будет показано ниже, при $\varepsilon_k > 0,3$ этот параметр практически уже не влияет на к. п. д. процесса (для $\varepsilon_0 \approx 0,01$).

Система уравнений (1) — (5) решалась на ЦВМ методом Рунге — Кутты с автоматическим выбором шага интегрирования. Типичные кривые переходного режима приведены на рис. 2.

Влияние безразмерных параметров на эффективность процесса. В общем случае на процесс ускорения проводников в импульсном магнитном поле влияет значительное количество параметров; выше путем некоторых упрощений их количество уменьшено до восьми ($\sigma, \rho_1, \rho_{20}, \varepsilon_0, \varepsilon_k, \lambda_0, \alpha, \vartheta$). Однако и это число чрезмерно велико для наглядного представления количественного влияния параметров. Поэтому выделим наиболее существенные из них и для интересующих нас областей оценим влияние

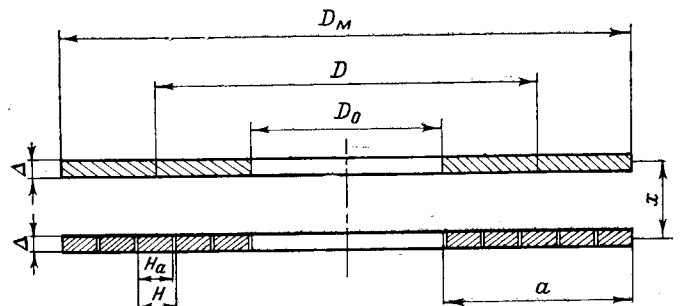


Рис. 1. Расчетная индукторная система.

остальных. Из зависимости $\eta(\sigma)$ (рис. 3) следует, что для индукционного ускорения проводников наиболее эффективное преобразование энергии наблюдается в интервале масс σ от 2 до 100.

Таким образом, существует оптимальная масса σ_* ускоряемого проводника, для которой к. п. д. преобразования энергии максимален. При массах, меньших оптимальной, к. п. д. снижается из-за быстрого вылета проводника из поля индуктора, при этом значительная часть энергии остается в конденсаторе и в ускорении не используется (рис. 2).

В [Л. 8] применительно к ускорителям плазмы обсуждаются провалы в кривой первичного тока (рис. 2), как особенность только индукционного ускорителя. Можно показать, что исходя из физической картины процесса для контактных (рельсовых) ускорителей аналогичные формы тока должны наблюдаться также для малых масс в том случае, если после вылета ускоренного сгустка на конце рельсов остается коротка. Чрезмерное увеличение массы сопровождается ростом времени ускорения до многих полупериодов колебаний разрядного тока (рис. 2), в этом режиме действующее значение силы уменьшается по сравнению с оптимальным случаем. При отсутствии активных сопротивлений ($\rho_1 = \rho_2 = 0$) с увеличением массы к. п. д. приближается к постоянному значению [Л. 9]:

$$\eta = 1 - \sqrt{\frac{1 + \lambda_0 - \mu_0^2}{1 + \lambda_0 - \mu^2}}$$

Если путь ускорения существенно ограничен $\epsilon_k < 0,2$, то при $\sigma > \sigma_*$ на кривой η возможны изгибы и колебания (рис. 3, б). Наиболее ярко это проявляется при малых значениях ϵ_k и отсутствии активных сопротивлений. Максимумы кривых соответствуют случаям ускорения, когда заданный путь проводник проходит несколько раньше момента перехода тока через нулевое значение (первого, второго и т. д.). С увеличением активных сопротивлений колебания уменьшаются. Аналогичные зависимости получены для одноконтурных систем [Л. 5], где соответствующие максимумы связаны, по-видимому, с моментом вылета проводника из ускорителя, т. е. с ограничением пути ускорения; при неограниченной длине рельсов максимумы не должны наблюдаться. При уменьшении пути ускорения максимум зависимости $\eta(\sigma)$ смещается в область больших масс, поскольку при этом увеличивается время ускорения и момент достижения проводником конечного пути согласуется с переходом тока через нулевое значение.

Скорость, ускорение и максимальная сила зависят от массы ускоряемого проводника монотонно (рис. 4). Чем меньше масса, тем большую скорость приобретает проводник, тем выше ускорение. Однако по мере уменьшения массы увеличивается активное сопротивление и нагрев проводника. Нагрев дополнительно увеличивает активное сопротивление и может привести к плавлению и разрушению проводника. Подробный анализ соответствующих режимов для широкого диапазона параметров ϕ показывает [Л. 4], что основным ограничением при достижении высоких скоростей является плавление и разрушение проводника, а не увеличение активного сопротивления.

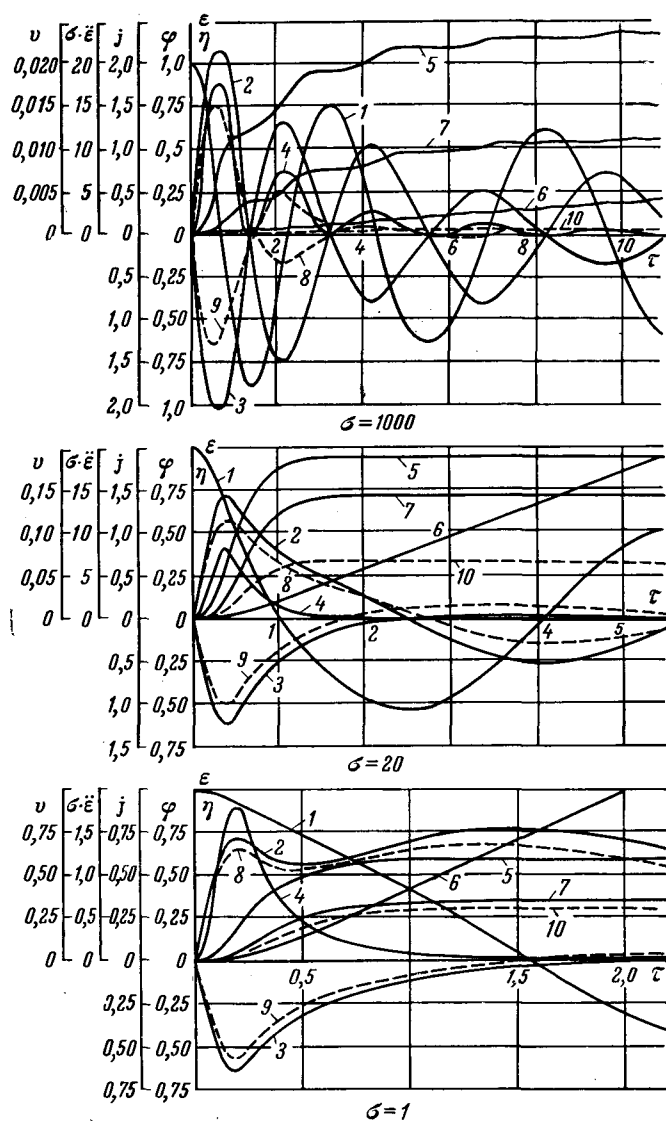


Рис. 2. Кривые переходного процесса при различных значениях относительной массы σ ($\epsilon_0 = 0,01$; $\lambda_0 = 0,1$; $\phi = 0$).

— $\rho_1 = \rho_2 = 0$; — — — $\rho_1 = \rho_2 = 0,16$.
1 — ϕ ; 2, 8 — j_1 ; 3, 9 — j_2 ; 4 — $\sigma \dot{\epsilon}$; 5 — ϵ ; 6 — ϵ ; 7, 10 — к. п. д.

В высокоскоростном приводе сечение ускоряемого проводника, рассчитываемое исходя из требования малого начального сопротивления и необходимой механической прочности, оказывается достаточным, чтобы нагрев проводника был незначительным (за один разряд). Указанное обстоятельство позволяет в некоторых случаях упростить расчет индукторных систем индукционно-динамического привода, положив $\rho_1 = \rho_2 = \text{const}$.

Результирующая сила возрастает с увеличением массы, стремясь к значению, определяемому исходной геометрией системы и параметрами установки. Наибольшее влияние на максимум силы оказывают начальное расстояние и активные сопротивления ρ . Рассеивание энергии на активных сопротивлениях существенно уменьшает к. п. д. процесса (рис. 5). При небольших массах ($\sigma \leq 0,1$) снижение к. п. д. сравнительно невелико (абсолютные значения к. п. д. в этой зоне тоже малы). По мере увеличения массы влияние активных сопротивлений воз-

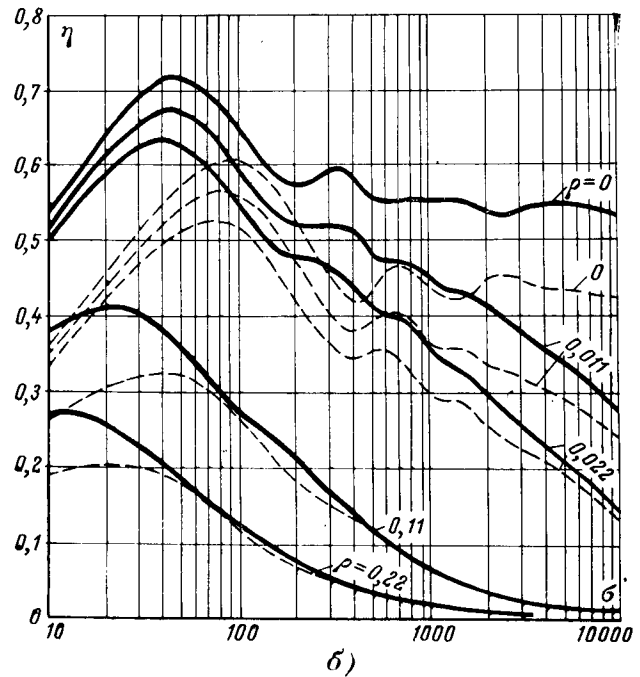
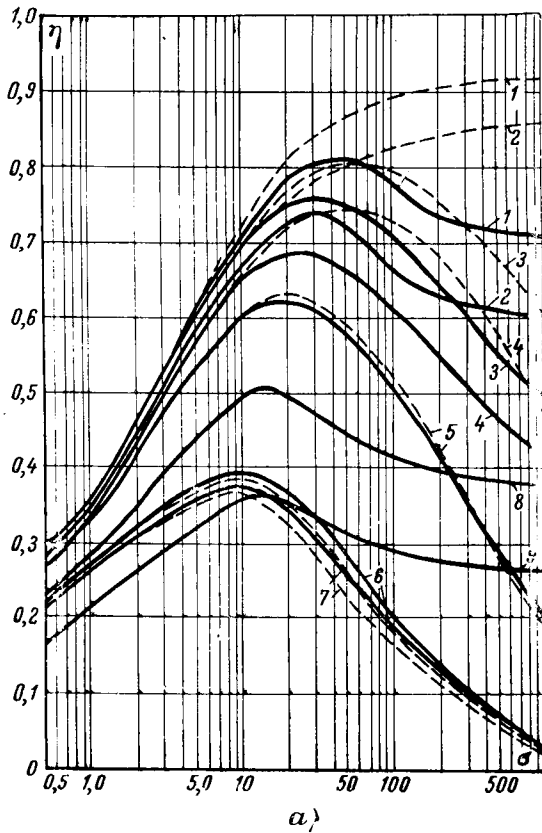


Рис. 3. Зависимость к. п. д. индукционного ускорения от относительной массы σ при $\epsilon_0=0,01$, $\theta=0$, $\lambda_0=0,05$, $\rho_1=\rho_2$ (а) и при ограничении пути ускорения для $\epsilon_0=0,01$, $\theta=0$, $\lambda_0=0,05$, $\rho_1=\rho_2$ (б), где — $\epsilon_k=0,1$; — $\epsilon_k=0,05$.
 — без шунтирования; — — — при шунтировании конденсаторов в момент перехода напряжения на них через 0.
 1 — $\rho_1=\rho_2=0$, $\lambda_0=0,01$; 2 — $\rho_1=\rho_2=0$, $\lambda_0=0,1$; 3 — $\rho_1=\rho_2=0,01$, $\lambda_0=0,01$; 4 — $\rho_1=\rho_2=0,01$, $\lambda_0=0,1$; 5 — $\rho_1=\rho_2=0,05$, $\lambda_0=0,1$; 6 — $\rho_1=\rho_2=0,16$, $\lambda_0=0,01$;
 7 — $\rho_1=\rho_2=0,16$, $\lambda_0=0,1$; 8 — $\rho_1=\rho_2=0$, $\lambda_0=0,5$; 9 — $\rho_1=\rho_2=0$, $\lambda_0=1,0$.

растает во много раз, что объясняется увеличением времени ускорения, поэтому максимум зависимости $\eta(\sigma)$ при увеличении ρ смещается в сторону меньших σ . Указанные особенности хорошо иллюстрируются кривыми переходного процесса на рис. 2.

В отличие от одноконтурных ускорителей [Л. 5—7] влияние активных сопротивлений сказывается не только в рассеивании энергии, но и в изменении фазы индуцированного тока. При некоторых соотношениях параметров из-за сдвига фаз первичного и индуцированного тока в зависимости скорости от времени наблюдается слабый максимум, т. е. после достижения максимального значения скорость несколько уменьшается вследствие притягивания проводника при совпадении знака токов. Влияние этих двух факторов, снижающих эффективность процесса, хорошо прослеживается при отдельном учете ρ_1 и ρ_2 (рис. 6). В области $\sigma < \sigma_*$ при $\rho_1=0$ сопротивление ρ_2 влияет сильнее, чем ρ_1 при $\rho_2=0$. На первый план здесь выступает уменьшение (сдвиг фазы) вторичного тока. При $\sigma > \sigma_*$ явление обратное: влияние ρ_1 больше, особенно если абсолютные значения сопротивлений невелики. Здесь основное значение имеет рассеивание энергии на ρ_1 , где протекает больший ток (рис. 6, кривые 3 и 4). Коэффициент полезного действия и результирующая сила в области оптимальных масс стремятся к предельному значению при $\rho < 0,02$ — $0,005$, т. е. при добротностях $Q > 50$ — 200 . Поскольку

в большинстве случаев для нормальных условий $Q < 50$, то активное сопротивление необходимо учитывать как важный параметр для диапазона масс σ от 0,1 и выше.

Для индукционного ускорения особое значение имеет коэффициент связи контуров в исходном состоянии. Для принятой плоской системы электромагнитная связь контуров зависит от относительного расстояния $\epsilon_0 = x_0/D$ и внутренней собственной индуктивности накопителя $\lambda_0 = L_0/L$. Соответствующие графики $\eta(\epsilon_0)$ и $\eta(\lambda_0)$ приведены на рис. 6. Начальное расстояние влияет значительно сильнее, так как с ростом ϵ_0 не только быстро увеличивается эквивалентная начальная индуктивность, но и резко уменьшается электромагнитная связь контуров и, следовательно, передаваемая во вторичный контур энергия. Практически при $\epsilon_0 > 0,3$ ускорение прекращается, аналогичное влияние имеет место лишь при $\lambda_0 \gg 1$. В области $\lambda_0 \approx 10^{-2}$ и $\epsilon_0 \approx 10^{-3}$ достигается максимум к. п. д.; при дальнейшем уменьшении λ_0 и ϵ_0 к. п. д. снижается [Л. 4], но в условиях индукционно-динамического привода одновременное получение столь малых значений λ_0 и ϵ_0 практически исключается (особенно ϵ_0), поэтому всемерное уменьшение ϵ_0 и λ_0 является важным фактором повышения эффективности индукционно-динамического привода.

Шунтирование конденсаторов. Влияние шунтирования конденсаторов при изменении знака напря-

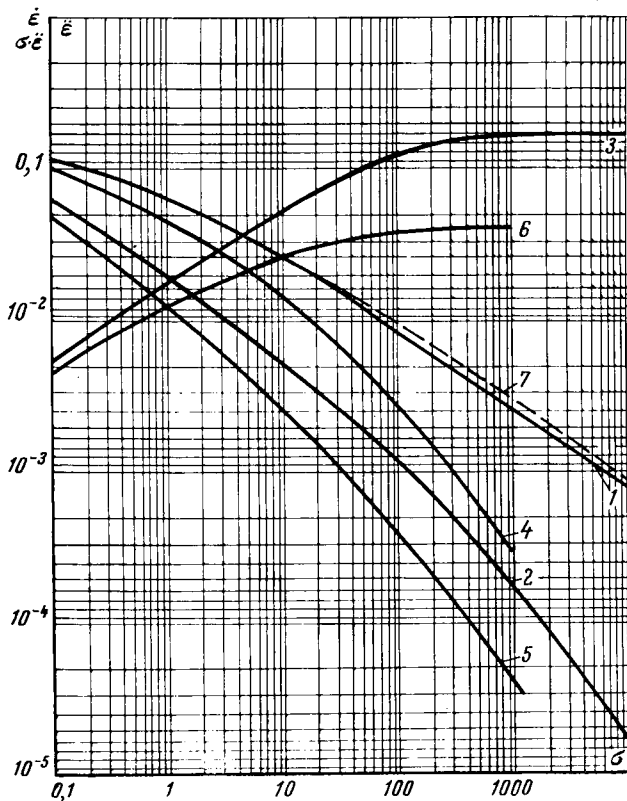


Рис. 4. Зависимость безразмерной скорости $\dot{\epsilon}$, ускорения $\ddot{\epsilon}$ и силы $\sigma\ddot{\epsilon}$ от относительной массы σ при индукционном ускорении ($\epsilon_0 = 0,01$, $\lambda_0 = 0,1$, $\epsilon_k = 0,5$, $\vartheta = 0$).
1 — $\dot{\epsilon}$, 2 — $\ddot{\epsilon}$, 3 — $\sigma\ddot{\epsilon}$ при $\rho_1 = \rho_2 = 0$; 4 — $\dot{\epsilon}$, 5 — $\ddot{\epsilon}$, 6 — $\sigma\ddot{\epsilon}$ при $\rho_1 = \rho_2 = 0,32$;
7 — $\dot{\epsilon}$ при $\rho_1 = \rho_2 = 0$ и шунтировании конденсаторов при переходе напряжения на них через 0.

жения рассматривалось как возможное средство повышения к. п. д. процесса и как необходимый электрический режим при использовании конденсаторов, не допускающих перезарядки. Соответствующие кривые приведены на рис. 3,а. Из кривых следует, что шунтирование эффективно при больших массах и очень малых активных сопротивлениях ($\rho < 0,03 \div 0,01$). По мере увеличения активных сопротивлений к. п. д. процесса с шунтированием конденсаторов уменьшается и может стать меньше, чем без шунтирования. Это объясняется более быстрым рассеиванием энергии на активных сопротивлениях и уменьшением (сдвигом фазы) индуцированного тока [Л. 4]. Значительное снижение к. п. д. может иметь место при шунтировании непосредственно индуктора, так как часть энергии остается в индуктивности конденсаторов и ошиновки [Л. 9]. В области малых масс шунтирование происходит уже после окончания процесса ускорения (вылета тела из зоны максимальных ускорений) и на к. п. д. не влияет.

Оценка оптимальных параметров индукторной системы и накопителя энергии индукционно-динамического привода. Выше были рассмотрены процессы индукционно-динамического ускорения проводников при известных параметрах установки («прямая задача»). В процессе разработки индукторной системы («индуктор — ускоряемый проводник») и нако-

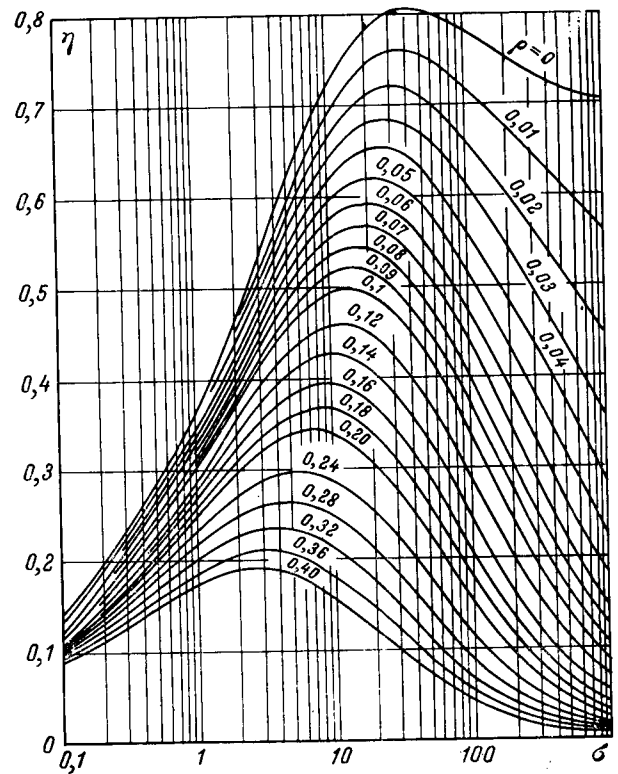


Рис. 5. Зависимость к. п. д. индукционного ускорения от относительной массы σ при разных активных сопротивлениях ($\rho_1 = \rho_2$, $\epsilon_0 = 0,01$, $\lambda_0 = 0,01$, $\epsilon_k = 0,5$, $\vartheta = 0$).

пителя энергии индукционно-динамического привода необходимо решать «обратную задачу», т. е. находить параметры привода, обеспечивающие выполнение заданных функций (обычно задачу можно свести к достижению определенной скорости v для заданной массы m). Однако при этом могут быть широко использованы результаты решения прямой задачи. Как показано выше, основное влияние на

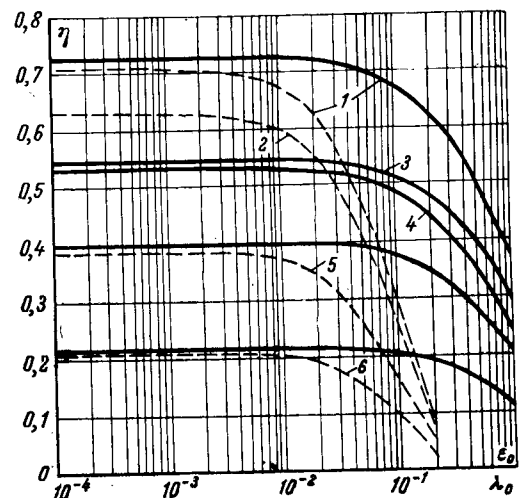


Рис. 6. Зависимость к. п. д. ускорения от ϵ_0 (— — —) и λ_0 (—) ($\sigma = 10$, $\epsilon_k = 0,5$, $\vartheta = 0$, $\epsilon_0 = 0,01$ для сплошных кривых; $\lambda_0 = 0,1$ для пунктирных кривых).
1 — $\rho_1 = \rho_2 = 0$; 2 — $\rho_1 = \rho_2 = 0,032$; 3 — $\rho_1 = 0$, $\rho_2 = 0,16$; 4 — $\rho_1 = 0,16$, $\rho_2 = 0$;
5 — $\rho_1 = \rho_2 = 0,16$; 6 — $\rho_1 = \rho_2 = 0,32$.

процесс ускорения (применительно к приводу) оказывают параметры:

$$\sigma = \frac{mD^2}{C^2 U_0^2 L}; \quad \rho = \frac{r}{\sqrt{\frac{L}{C}}}; \quad \varepsilon_0 = \frac{x_0}{D}; \quad \lambda_0 = \frac{L_0}{L}; \quad \varepsilon_h = \frac{x_h}{D}.$$

Для эффективного преобразования энергии необходимо обеспечить следующие значения параметров:

$$\sigma \approx 10 \div 20; \quad \rho < 10^{-1}; \quad \varepsilon_0 \leq 10^{-2}; \quad \lambda_0 \leq 10^{-1}; \quad \varepsilon_h \geq 0,2.$$

Если параметры σ , ρ , ε_0 , λ_0 , ε_h ориентировочно известны (приняты в первом приближении), можно оценить к. п. д. (по рис. 5) и из соотношений:

$$\sigma = \frac{mD^2}{C^2 U_0^2 L}; \quad (6)$$

$$\frac{mv^2}{2} = \eta \frac{CU_0^2}{2} \quad (7)$$

определить емкость и напряжение:

$$C = \frac{\eta D^2}{\sigma L v^2}, \quad (8)$$

$$U_0 = \frac{v^2}{\eta D} \sqrt{m \sigma L}, \quad (9)$$

затем параметры уточняются и выполняется второе приближение. Однако к. п. д. и другие величины, входящие в (6)–(9), могут изменяться в широких пределах, особенно из-за влияния активных сопротивлений, поэтому необходимо более подробное рассмотрение с учетом геометрии индукторной системы.

Выбор геометрии индукторной системы. Обеспечение эффективной электромагнитной связи контуров возможно лишь для однослойных индукторов (рис. 1). Внутреннее отверстие в индукторе, необходимом в ряде случаев по конструктивным соображениям, способствует небольшому повышению к. п. д., если $\alpha = a/D \approx 0,7$. Выбор относительной высоты индуктора $\delta = \Delta/D$ и толщины ускоряемого проводника ($\delta = \Delta/D$) в общем случае весьма сложен, так как они влияют на ρ и ε_0 в разные стороны. Отношение $h = H_a/H$ определяет долю проводника в ширине токовой полосы индуктора. Предполагаем, что индуктор и проводник изготовлены из одного материала и имеют одинаковые геометрические размеры, в этом случае их добротности будут равны.

Расчет параметров индукторной системы и накопителя энергии. Индуктивность плоской дисковой катушки определяется [Л. 3] выражением:

$$L = n^2 D \Psi \cdot 10^{-6}, \quad (10)$$

где

$$\Psi = f(\alpha).$$

Наибольшая сложность и возможная погрешность имеет место при определении активных сопротивлений, так как вследствие поверхностного эффекта распределение тока по сечению будет неравномерным. В первом приближении примем равномерное распределение тока, так как в режимах, близких к оптимальным, частота разрядного тока невелика, а форма тока близка к аperiodической,

кроме того, в проверочном расчете может быть внесено уточнение при известной частоте разрядного тока.

При таком допущении для активного сопротивления индуктора имеем:

$$\begin{aligned} \rho_{\text{и}} &= r_{\text{и}} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{\pi n^2 \sqrt{C}}{\alpha \delta \gamma h D \sqrt{n^2 D \Psi \cdot 10^{-6}}} = \\ &= \frac{\pi n \cdot 10^3}{\alpha \delta \gamma h} \sqrt{\frac{C}{D^3 \Psi}}. \end{aligned} \quad (11)$$

Из полученной формулы следует, что для уменьшения $\rho_{\text{и}}$ необходимо уменьшать число витков индуктора, емкость (увеличивать U_0) и увеличивать диаметр. Если задан максимальный внешний диаметр $D_{\text{м}}$, с учетом (8) и (10) формула (11) примет вид:

$$\rho_{\text{и}} = \frac{\pi \cdot 10^6}{\delta \gamma h} \frac{1}{v D_{\text{м}}} \sqrt{\frac{\eta}{\sigma} \frac{1 + \alpha}{\alpha \Psi}}. \quad (12)$$

Выражение $\frac{1 + \alpha}{\alpha \Psi}$ при $\alpha \approx 0,7$ имеет минимум,

быстро возрастающая при уменьшении α , и остается практически постоянным при возрастании α . Принятое ранее $\alpha \approx 0,7$ является оптимальным. Из (12) следует, что относительное сопротивление уменьшается при увеличении скорости метания v , т. е. индукционно-динамический привод наиболее эффективен при высоких скоростях перемещения (увеличении быстродействия).

В соотношения (6) и (7) входит ускоряемая масса m ; примем, что масса проводника, обтекаемого током, в β раз меньше, $m = \beta m_1 = \pi \alpha \beta \delta \alpha D^3$. При известной массе из (7) получим:

$$U_0 = v \sqrt{\frac{m}{\eta C}} = v \sqrt{\frac{\pi \alpha \beta \delta \alpha D^3}{\eta C}}.$$

Подставив это соотношение в (6), имеем:

$$\sigma = \frac{mD^2}{C^2 U_0^2 L} = \frac{\eta D}{C v^2 n^2 \Psi} 10^6.$$

При известной (требуемой) скорости найдем емкость:

$$C = \frac{\eta D}{v^2 n^2 \sigma \Psi} 10^6 \quad (13)$$

и напряжение

$$U_0 = \frac{nv^2 D}{\eta \cdot 10^3} \sqrt{\pi \alpha \beta \delta \alpha \Psi}. \quad (14)$$

Одними из важных параметров накопителя энергии являются внутренняя индуктивность L_0 и активное сопротивление r_0 . Результирующее сопротивление разрядной цепи включает два слагаемых:

$$\rho = \rho_{\text{и}} + \rho_0 = \frac{\pi n \cdot 10^3}{\alpha \delta \gamma h} \sqrt{\frac{C}{D^3 \Psi}} + \frac{r_0 \cdot 10^3}{n} \sqrt{\frac{C}{D \Psi}}.$$

Влияние емкости и диаметра индуктора качественно одинаково для обоих слагаемых. В то же время увеличение числа витков приводит к росту $\rho_{\text{и}}$ и уменьшению ρ_0 . Поэтому определение числа витков индуктора по минимуму ρ производится при расчете конкретных устройств в зависимости от величины r_0 и доли этого сопротивления в общем сопротивлении цепи. На выбор числа витков влияет и индуктивность L_0 , так как для эффективного ускорения необходимо обеспечить, чтобы отношение

$L_0/L = \lambda_0$ не превышало 0,1. Поскольку активные сопротивления очень сильно влияют на процесс, число витков n , определенное по минимуму ρ , как правило, является оптимальным. Для источника с малыми индуктивностью L_0 и сопротивлением r_0 может оказаться целесообразным для увеличения к. п. д. процесса иметь одновитковый индуктор; такой индуктор более технологичен и обладает большей механической прочностью. Таким образом, активное сопротивление r_0 и индуктивность L_0 решающим образом влияют на выбор геометрических размеров и числа витков индуктора; от них зависят оптимальные значения напряжения и емкости накопителя; ими же во многом определяется эффективность процесса индукционного ускорения. В настоящее время отсутствуют систематические сведения о диапазоне изменения L_0 и r_0 для устройств индукционно-динамического привода; эти величины в большей степени определяются конструкцией установок, типом используемых конденсаторов и коммутаторов (различные разрядники, игнитроны, тиристоры и т. п.), а также примененными материалами. Поэтому этот вопрос в общем виде требует дополнительного исследования, особенно сложен в расчете r_0 и L_0 учет влияния поверхностного эффекта.

При определении емкости и напряжения накопителя по (13) и (14) значение относительной массы может быть взято соответствующим максимуму в зависимости $\eta(\sigma)$, т. е. σ_* . Однако вследствие резкой зависимости к. п. д. от активных сопротивлений в индукционно-динамическом приводе, для которого характерны сравнительно небольшие скорости от единицы до десятков метров в секунду, т. е. согласно (12) большие значения $\rho_{и}$ при использовании обычных проводников может оказаться целесообразным проводить процесс при $\sigma > \sigma_*$. При этом за счет увеличения напряжения U_0 , среднего диаметра D и уменьшения числа витков (до значения, определяемого r_0 и L_0) удастся существенно уменьшить $\rho_{и}$ и заметно увеличить к. п. д. процесса при сравнительно небольших скоростях (десятки метров в секунду). Указанное обстоятельство легко проследить на рис. 5, положив $\rho_0 \ll \rho_{и}$.

(В конкретных устройствах предельные значения U_0 и D ограничены ростом требуемых изоляционных зазоров и чрезмерным увеличением ускоряемой массы.)

Выводы. 1. Наиболее существенными параметрами, характеризующими особенности и эффектив-

ность процесса индукционно-динамического ускорения проводников являются относительные масса и активные сопротивления. Оптимальное преобразование энергии имеет место при $\sigma \approx 2 \div 20$. С увеличением ρ максимум зависимости $\eta(\sigma)$ снижается и достигается при меньших массах.

2. Значительное влияние на снижение к. п. д. процесса могут оказывать начальное расстояние ϵ_0 при $\epsilon_0 > 10^{-2}$, конечный путь ускорения ϵ_k при $\epsilon_k < 0,2$ и собственная индуктивность накопителя λ_0 при $\lambda_0 > 0,1$.

3. Шунтирование конденсаторов при переходе напряжения на них через нуль эффективно при весьма малых активных сопротивлениях, которые трудно получить при ускорении обычных проводников, поэтому в индукционно-динамическом приводе шунтирование, как правило, приводит к снижению к. п. д.

4. Коэффициент полезного действия преобразования энергии возрастает при увеличении требуемой скорости движения проводника, поэтому при небольших скоростях (менее 10 м/сек) эффективность индукционно-динамического ускорения уменьшается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адоньев Н. М., Афанасьев В. В., Карпенко Л. Н. Быстродействующий электродинамический привод высоковольтных воздушных выключателей.— «Электротехника», 1970, № 4.
2. Афанасьев В. В. Конструкции выключающих аппаратов высокого напряжения. Л., «Энергия», 1969.
3. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей (справочная книга). Л., «Энергия», 1970.
4. Андреев А. Н., Бондалетов В. Н. Математическое исследование индукционного ускорения проводников.— В кн.: Высоковольтная импульсная техника. ЧГУ, Чебоксары, 1972, вып. 1.
5. Новгородцев А. Б., Шнеерсон Г. А. Энергетические соотношения в колебательном контуре, используемом для ускорения проводников электромагнитными силами.— «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1970, № 2.
6. Электродинамическое ускорение сгустков плазмы.— ЖЭТФ, 1957, 33, 1(7). Авт.: Арцимович Л. А., Лукьянов С. Ю., Подгорный И. М., Чуватин С. А.
7. Схлопывание металлической оболочки под действием магнитного поля.— «Журнал прикл. механ. и техн. физ.», 1966, № 4. Авт.: Алиханов Г. С., Будкер Г. И., Кичигин Г. Н., Кокин А. В.
8. Колесников П. М., Колесникова Н. С., Гаврис И. Б. Об индукционном ускорении проводников и плазмы.— «Инж.-физ. журнал», 1971, № 6.
9. Бондалетов В. Н. Определение электромагнитных сил, их работы и электромеханического к. п. д. в контурах с токами.— «Электричество», 1966, № 1.

[31.5.1973]



Мостовые фазосмещатели с комбинированным принципом изменения фазы выходного сигнала

Канд. техн. наук ЗЕЛЕНОВ А. Б., инженеры ПИЛЕЦКИЙ В. Т., ШЕВЧЕНКО И. С.

Коммунарск

Мостовые фазосмещатели (МФС) широко применяются в самых различных областях техники. На базе индуктивных МФС были разработаны промышленные образцы систем импульсно-фазового управления (СИФУ) ртутными выпрямителями любой мощности [Л. 1 и 2]. Однако из-за присущих таким системам недостатков применить их для фазового управления тиристорными преобразователями (ТП) оказалось практически невозможным [Л. 2].

Важные преимущества МФС типа RC — высокое быстродействие, конструктивная простота и эксплуатационная надежность — также не могли быть использованы в полной мере вследствие ограниченного диапазона фазового сдвига выходного напряжения при реальной нагрузке в диагональной цепи моста. Попытки устранить этот недостаток приводят к заметному усложнению схемы и введению инерционных элементов, что снижает ее основные достоинства [Л. 1].

Добиться существенного расширения диапазона регулирования фазы выходного напряжения МФС типа RC без ухудшения быстродействия можно включением в его диагональ последовательно с нагрузкой вентильного элемента. Благодаря вентилю B_1 (рис. 1,а) длительность процесса перезаряда конденсатора C в оба полупериода питающего (опорного) напряжения любой формы зависит от сопротивления резистора R регулируемого плеча. При этом среднее значение напряжения на конденсаторе $U_{c\text{ ср}}$ за период опорного напряжения не равно нулю, имеет полярность, указанную на рис. 1,а, и максимально при $R = \infty$. Это напряжение осуществляет подпор вентилу диагонали, что эквивалентно включению встречно выходному напряжению моста регулируемого источника постоянного тока. Таким образом, общий фазовый сдвиг выходного сигнала МФС, равный 270° , состоит из двух составляющих: параметрической, обусловленной изменением параметров схемы, и вертикальной за счет смещения полувольты диагонального напряжения по вертикали. Практически реализуемый диапазон фазового сдвига такого МФС при реальной нагрузке в диагонали составляет $240\text{--}250^\circ$. Вентиль B_2 , включенный в регулируемую ветвь моста (рис. 1,б), предназначен для потенциальной

развязки многоканальных устройств (например, m -фазных СИФУ), построенных на базе такого МФС.

Фазу выходного напряжения можно также изменять регулированием э. д. с. источника тока, включенного в управляющую ветвь моста вместо резистора R (рис. 1,в), а при необходимости расширения диапазона фазового сдвига до 360° в эту же ветвь необходимо включить встречно-последовательно два источника постоянного тока, один из которых — регулируемый (e_y), а второй — нерегулируемый (рис. 1,г) [Л. 3 и 4].

При $e_y = 0$, $R = 0$ и максимальном значении э. д. с. источника смещения, равном

$$E_{cm} = E_{1m} + E_{2m} + U_{cm}, \quad (1)$$

где E_{1m} , E_{2m} — амплитудные значения э. д. с. e_1 и e_2 ; U_{cm} — максимальное напряжение на конденсаторе, ток в управляющем плече не проходит, а вентиль B_1 заперт напряжением на конденсаторе. Фаза кривой напряжения на диагонали смещена по отношению к опорной синусоиде на угол $\alpha = 270^\circ$. При увеличении e_y от 0 до $e_y = E_{cm}$ эквивалентное сопротивление управляющего плеча изменяется от ∞ до 0, а фаза кривой диагонального напряжения — от 270° до 0. Дальнейшее увеличение e_y до некоторого его максимального значения E_{ym} осуществляет фазовый сдвиг диагонального напряжения еще на 90° в сторону отрицательных значений угла α за счет вертикального управления. При $R \neq 0$ фазовый сдвиг меньше 360° и зависит от величины R .

Приняв во внимание, что $U_{cm} = E_{2m}$, выражение (1) можно представить в виде:

$$E_{cm} = (1 + 2\gamma) E_m, \quad (2)$$

где

$$\gamma = \frac{e_2}{e_1}, \quad E_m = E_{1m}.$$

Для получения полного диапазона фазового сдвига необходим управляющий источник с напряжением (рис. 1,г)

$$E_{ym} = E_{cm} + E_m,$$

что с учетом (2) дает:

$$E_{ym} = 2(1 + \gamma) E_m. \quad (3)$$

Из рис. 1 нетрудно видеть, что все варианты МФС получаются из схемы рис. 1,г при определенных условиях, что и было использовано при анализе как статических, так и динамических свойств фазосмещателей.

Наличие вентильных элементов, а также источников постоянного тока качественно изменяет картину физических процессов в схемах МФС по сравнению с классическим вариантом RC -моста и их математическое описание.

Статическая фазовая характеристика МФС по схеме рис. 1,г описывается тремя системами трансцендентных уравнений, решение которых на ЦВМ

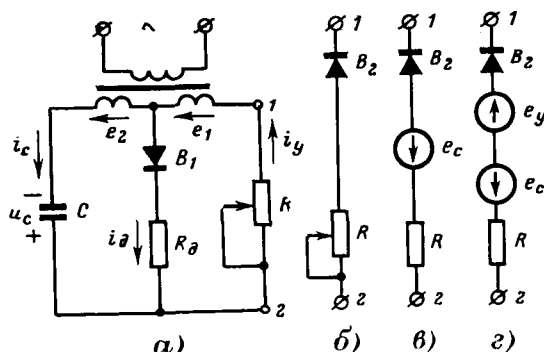


Рис. 1. Принципиальная схема МФС.

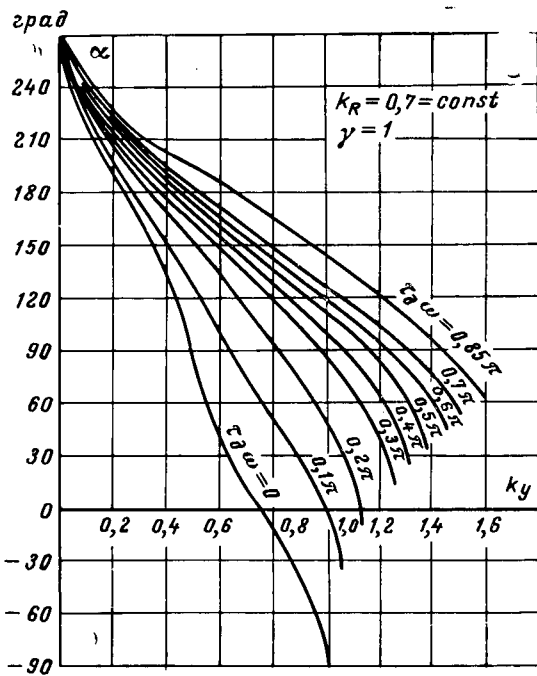


Рис. 2. Статические фазовые характеристики МФС с двумя источниками постоянного тока.

позволило выявить зависимости $\alpha = f(k_y, k_R, \tau_d \omega, \gamma)$, где

$$k_y = \frac{e_y}{E_{ym}} = \frac{e_y}{2(1 + \gamma) E_m};$$

$$k_R = \frac{R}{R + R_d}; \quad \tau_d \omega = R_d C;$$

ω — угловая частота опорного напряжения.

Семейство расчетных фазовых характеристик $\alpha = f(k_y, \tau_d \omega)$ представлено на рис. 2. Из рисунка следует, что вид фазовой характеристики МФС существенно зависит от его параметров, выбирая которые можно получить желаемую кривую при любой частоте опорного напряжения.

В частном случае, при $R=0$ и $\tau_d \omega=0$ уравнения, описывающие статическую фазовую характеристику МФС, имеют вид:

$$\alpha = \arcsin \frac{1}{\gamma} [(2k_y + 1)(1 + \gamma) - (1 - 2\gamma)k_e] \quad (4)$$

в интервале $90^\circ \leq \alpha \leq 270^\circ$ и

$$\alpha = \arcsin [(1 + 2\gamma)k_e - 2k_y(1 + \gamma)] \quad (5)$$

в интервале $-90^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$, где

$$k_e = \frac{e_c}{E_{cm}} = \frac{e_c}{(1 + 2\gamma) E_m}. \quad (6)$$

По схеме рис. 1,в МФС получается из основного варианта (рис. 1,г) при $e_y=0$. Устройство имеет положительную фазовую характеристику и позволяет получить диапазон фазового сдвига до 270° , при этом источник постоянного тока e_c является управляющим. Регулировочная характеристика МФС $\alpha = f(k_e)$ также дает семейства в зависимости от k_R и $\tau_d \omega$. В частном случае, при $k_R=0$, $\tau_d \omega=0$ и $\gamma=1$ выражение для статической регулировочной характеристики имеет вид:

$$\alpha = \arcsin 3k_e \quad (7)$$

в интервале $0 \leq k_e \leq 1/3$

$$\alpha = \arcsin (2 - 3k_e) \quad (8)$$

в интервале $1/3 \leq k_e \leq 1$.

Как видно из (6) с учетом (7) и (8), для получения фазового сдвига 90° необходимо изменить e_c от 0 до E_m , а полного диапазона — до $3E_m$. От параметра γ вид регулировочной характеристики МФС существенно зависит только в области малых значений $\tau_d \omega$. Значения $\gamma > 1$ позволяют осуществлять более четкое фиксирование фазы выходного напряжения в области больших значений угла α , однако, как следует из (2) и (3), это потребует увеличения э. д. с. управляющего источника. Поэтому выбор $\gamma > 1,5-2$ является, как правило, нецелесообразным. По схеме рис. 1,б МФС можно получить из схемы рис. 1,в при $e_c=0$. Рассчитанные на ЦВМ его фазовые характеристики $\alpha = f(k_R, \tau_d \omega)$ представлены на рис. 3.

Как видно, возможности формирования характеристик в данном случае ограничены величиной предельного значения $(\tau_d \omega)_{пред} = 0,85\pi$. При $\tau_d \omega > (\tau_d \omega)_{пред}$ и $k_R=0$ кривая выходного напряжения МФС становится непрерывной, и в фазовой характеристике моста появляется зона нечувствительности, что уменьшает диапазон регулирования фазы на начальном участке характеристики. На возможность формирования регулировочных характеристик в МФС по схеме рис. 1,а указанное ограничение не накладывалось.

Экспериментальные исследования показали, что опытные фазовые характеристики всех рассмотренных МФС, снятые на частоте опорного напряжения 50 гц, отличаются от расчетных на 5—9%. Это объясняется неидеальностью вентилях и некоторым отклонением формы вторичных э. д. с. трансформатора от синусоидальной.

Наличие вентилях в схемах МФС обуславливает прерывистость происходящих в них физических процессов, вследствие чего такие устройства в динамике необходимо рассматривать как дискретные звенья. Однако при использовании МФС в некоторых областях (например, преобразовательной тех-

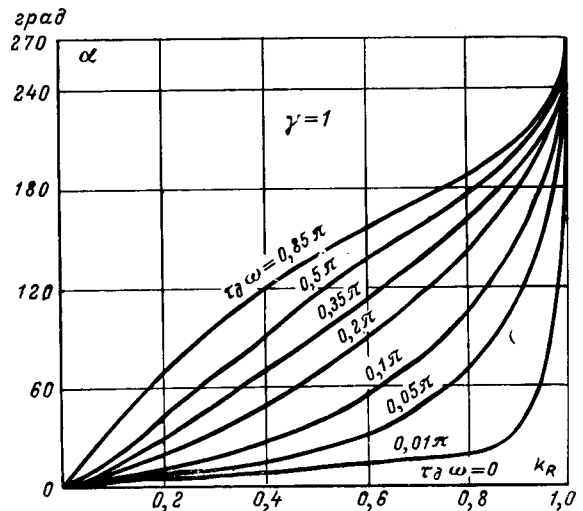


Рис. 3. Статические фазовые характеристики МФС по рис. 1,б.

нике) важно знать их динамические свойства и как эквивалентных непрерывных звеньев. В общем случае реакция МФС как дискретного звена на скачкообразное изменение управляющего параметра (УП) существенно зависит от начальной фазы этого изменения $\psi_{нач}$ по отношению к моменту перехода опорного напряжения через нулевое значение, величины и направления отработки фазового диапазона.

Установлено, что независимо от схемы МФС в диапазоне фазовых углов от 0 до 180° представляет собой сочетание двух типовых звеньев — звена с чистым запаздыванием и апериодического звена первого порядка. Чистое запаздывание, обусловленное наличием бестоковых пауз в диагональной цепи в течение периода опорного напряжения, постоянно и зависит от параметров схемы и величины $\psi_{нач}$. Расчеты и экспериментальная проверка переходных процессов в МФС при предельных значениях k_R и $\tau_d \omega$ и наиболее неблагоприятном в отношении быстродействия моменте изменения УП показали, что величина максимального запаздывания при отработке любого диапазона в пределах 0—180° как при увеличении, так и при уменьшении фазы выходного сигнала не превышает 5 мсек. Максимальная величина чистого запаздывания при отработке фазы от 270 до 180° равна периоду опорного напряжения.

Динамические свойства МФС как непрерывного звена определялись экспериментально частотными методами с учетом известных допущений [Л. 5]. При этом исследовалась система: СИФУ на основе рассматриваемого МФС — тиристорный преобразователь.

Многочисленными исследованиями установлено, что МФС, управляемый источником постоянного тока (МФС-И), может быть представлен сочетанием двух типовых звеньев — чистого запаздывания и апериодического первого порядка. При $R=0$ МФС можно заменить звеном чистого запаздывания

$$\tau = \frac{1}{2mf_0}, \quad (9)$$

где m — число фаз; f_0 — частота опорного напряжения.

Правомерность такой аппроксимации подтверждена обработкой большого количества осциллограмм.

Наличие R приводит к появлению у звена постоянной времени, зависящей от параметров МФС:

$$T = \frac{k_R}{1 - k_R} \tau_d.$$

Передачная функция системы в общем случае независимо от величины и знака производной dk_y/dt запишется в виде:

$$W(p) = \frac{k_c e^{-p\tau}}{Tp + 1},$$

где k_c — статический коэффициент усиления системы в целом.

Как и в случае трактации МФС дискретным звеном при $k_R=0$ и $\tau_d \omega=0$ система является безынерционной.

Установлено, что МФС с резистором в управляющем плече представляет собой сложное нели-

нейное звено с переменными параметрами. Его поведение зависит от модуля УП и знака его производной. Быстродействие МФС при отрицательном знаке производной выше, чем при положительном, и различие это растет с расширением диапазона изменения УП. В общем случае МФС может быть представлен сочетанием тех же звеньев, что и предыдущая схема. Время чистого запаздывания независимо от величины и знака dR/dt определяется (9), а постоянная времени апериодического звена может быть представлена через параметры схемы:

$$T_{(-)} \approx \frac{m\tau_d}{6(1 - k_{Rmin})} \text{ при } \frac{dR}{dt} < 0; \quad (10)$$

$$T_{(+)} \approx \frac{m\tau_d}{6(1 - k_{Rmax})} \text{ при } \frac{dR}{dt} > 0, \quad (11)$$

где k_{Rmin} и k_{Rmax} — значения k_R , соответствующие нижней и верхней границам диапазона фазового сдвига МФС; их величина находится по статическим фазовым характеристикам фазосмещателя.

При необходимости интерпретации МФС (или системы в целом) звеном с единой передаточной функцией (независимо от знака dR/dt) последняя может быть записана с достаточной для инженерных расчетов точностью:

$$W(p) = \frac{k_c e^{-p\tau}}{T_{cp}p + 1},$$

где T_{cp} — полусумма (10) и (11).

Высокие динамические свойства МФС в диапазоне фазового сдвига 0—180°, а схемы с двумя источниками — в диапазоне (−90)—180° и широкие возможности формирования различного вида фазовых характеристик при любой частоте опорного напряжения позволяет создавать на их основе конструктивно простые и надежные в эксплуатации СИФУТП.

Схема МФС легко согласуется практически со всеми выходными каскадами современных СИФУ промышленного изготовления как на транзисторах, так и на тиристорах (например, схемой Моргана).

На рис. 4 дана принципиальная схема одного канала трехканальной СИФУ на основе МФС

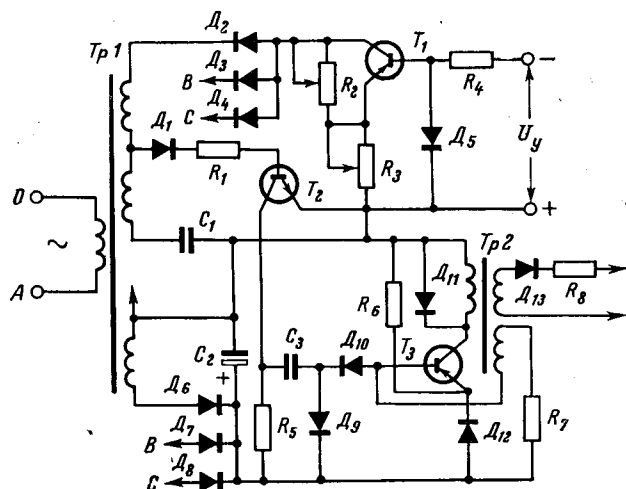


Рис. 4. Принципиальная схема системы импульсно-фазового управления на основе МФС с транзистором в управляющем плече.

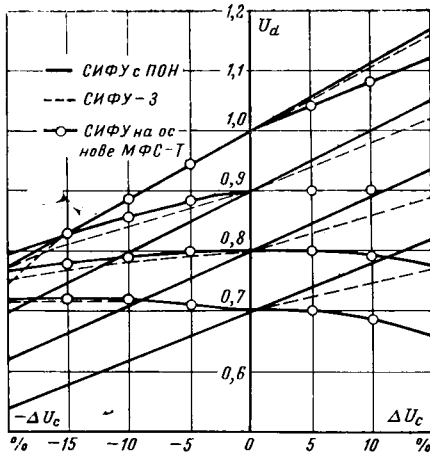


Рис. 5. Зависимость выходного напряжения тиристорного преобразователя с различными системами импульсно-фазового управления от изменения напряжения питающей сети.

с транзистором в управляющем плече (МФС-Т). Выходным каскадом является блокинг-генератор на транзисторе T_3 . В диагональ МФС включен переход база-эмиттер транзистора T_2 , что позволяет снимать с его выхода напряжение прямоугольной формы и постоянной амплитуды во всем диапазоне фазового сдвига. Резисторы R_2 и R_3 ограничивают угол α по максимуму и минимуму. Обмотки выпрямителя, питающего тиристорные цепи СИФУ, располагаются непосредственно на стержнях синхронизирующих трансформаторов.

При изменении напряжения питающей сети на $\pm \Delta U_c$ % относительно номинала приращение фазы выходного напряжения МФС-Т $\Delta \alpha$ совпадает по знаку с приращением питающего напряжения. Аналитически эта зависимость на основании экспериментальных данных может быть выражена следующим образом:

при увеличении ΔU_c

$$\Delta \alpha^\circ \approx 0,75 |\Delta U_c|; \quad (12)$$

при уменьшении ΔU_c

$$\Delta \alpha^\circ \approx |\Delta U_c \%|. \quad (13)$$

Выражения (12) и (13) справедливы во всем диапазоне регулирования фазы, кроме значений α , близких или равных нулю, где эти отклонения малы или отсутствуют совсем.

На рис. 5 представлена экспериментальная зависимость выходного напряжения ТП $U_d = f(\Delta U_c)$, управляемого различными типами систем: СИФУ на основе МФС-Т, СИФУ с пилообразным опорным напряжением (ПОН) и СИФУ-3 — системой, реагирующей на среднее значение сигнала управления. За базовую величину принято выходное напряжение ТП $U_{dм}$ при $\alpha = 0$ и номинальном напряжении питающей сети. Исследования проводились при различных значениях угла α , соответствующих отношению $U_d/U_{dм} = 0,7-1,0$ и при симметричном изменении питающего напряжения. Из рис. 5 видно, что зависимость $U_d = f(\Delta U_c)$ в ТП с СИФУ на основе МФС-Т имеет наименьшее отклонение, а при определенных условиях (например, при $U_d = 0,9$ и изменении ΔU_c от 0 до +15%) указанные отклонения отсутствуют.

Таким образом, в ТП с СИФУ на основе МФС-Т имеет место эффект самостабилизации выходного напряжения при изменении напряжения питающей

сети, который наиболее заметно проявляется в тех случаях, когда ТП работает при значениях U_d , меньших номинального. Указанный эффект особенно заметен при перекосе фаз питающей сети. Экспериментально установлено, что при изменении напряжения только в одной фазе на величину $\Delta U_c = \pm 20\%$ выходное напряжение ТП с СИФУ на основе МФС-Т на уровне $U_d = 0,8$ остается строго постоянным. При тех же условиях на уровне 0,9 отклонение напряжения от заданного в 2,7 раза меньше по сравнению с соответствующей величиной для ТП с ПОН. При $\Delta U_c = -50\%$ это отношение на уровне 0,8 составляет 3, а на уровне 0,7 оно равно 9.

В ТП с ПОН зависимость $U_d = f(\Delta U_c)$ имеет линейный характер.

Температурные испытания СИФУ на основе МФС-И показали, что при применении кремниевых диодов и триодов и изменении температуры среды от +20 до +60°C дрейф управляющих импульсов в диапазоне угла регулирования от 0 до 180° отсутствует. В СИФУ на основе МФС-Т при тех же условиях и величине резистора $R_3 = 150 \text{ ом}$ (рис. 4), соответствующей начальному углу регулирования 30°, дрейф не превышает 6°.

Асимметрия управляющих импульсов по фазам в трехфазной СИФУ на основе МФС без специального подбора элементов схемы и симметричном опорном напряжении не превышает 2,5°. Для шестифазной схемы она равна этой же величине при условии, что в диагональ каждого из мостов включены два параллельно соединенных транзистора.

На рис. 6 приведены рассчитанные на ЦВМ и подтвержденные экспериментально энергетические характеристики МФС-Т — зависимость выходной мощности P_d и коэффициента использования вторичной мощности K_u от параметра $\tau_d \omega$ при различных значениях $\alpha = \text{const}$ и частоте опорного напряжения 50 гц.

При этом

$$K_u = \frac{P_d}{P_d + P_y},$$

где P_y — мощность, потребляемая управляющим элементом.

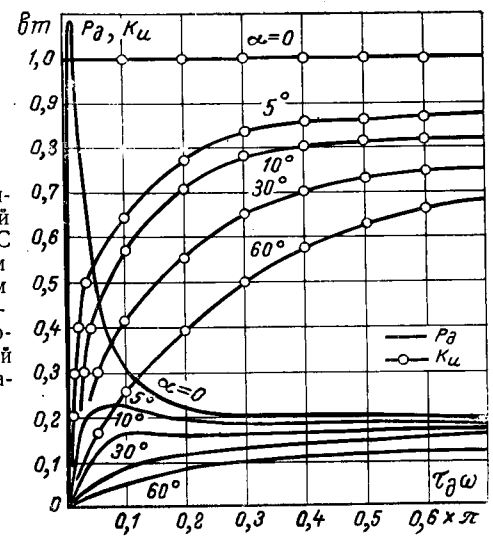


Рис. 6. Зависимость выходной мощности МФС с транзистором в управляющем плече и коэффициента использования вторичной мощности от параметра $\tau_d \omega$.

Как видно из рисунка, мощность, потребляемая мостом, максимальна при $\alpha=0$ и весьма малых значениях $\tau_\theta \omega$. Кривые рассчитаны при $\gamma=1$ и $e=12$, что позволяет по известным соотношениям определить необходимые энергетические показатели МФС при принятых значениях $\tau_\theta \omega$ и α_{\min} . Импульсное значение диагональной мощности $P_{\text{ди}}$ на порядок выше соответствующей величины, определенной на рис. 6.

Габаритная мощность синхронизирующего трансформатора определяется выражением:

$$S = \sqrt{(K_B^{-1} P_\theta)^2 + (I_\mu U_1)^2},$$

где I_μ — ток вынужденного намагничивания; U_1 — эффективное значение напряжения первичной обмотки.

Установлено, что при работе в СИФУ МФС потребляет меньшую мощность, чем аналогичные устройства с пилообразным опорным напряжением. Выходное напряжение МФС при малых значениях $\tau_\theta \omega$ в диапазоне фазового сдвига от 60 до 180° практически постоянно, что благоприятно сказывается на работе нагрузки.

Расчетная надежность системы на основе МФС-Т в шестифазном исполнении (при наличии двух параллельно соединенных транзисторов в диагонали каждого из мостов) не хуже 0,94 на 1 000 ч непрерывной работы. Этот же показатель для СИФУ-3 и БУП-1Б (без учета магнитных усилителей) составляет 0,915 и 0,88 соответственно.

Статическая регулировочная характеристика ТП $U_d=f(U_\gamma)$ с СИФУ на основе МФС (рис. 4) почти линейна вплоть до $0,8 U_d$, что создает известные удобства при работе преобразователя в замкнутой системе автоматического регулирования, а также при анализе таких систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булгаков А. А. Электронные устройства автоматического управления. М., Госэнергоиздат, 1958.
2. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969.
3. Самчелев Ю. П., Шевченко И. С., Зеленев А. Б. А. С. № 259997 (СССР). Опул. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 3.
4. Зеленев А. Б., Шевченко И. С., Свеженец А. И. Реверсивный асинхронный электропривод с параметрическим регулированием скорости. — «Электромашиностроение и электротехнология», 1970, № 11.

[13.11.1972]

УДК 621.314.26:621.316.9

Анализ аварийного режима однофазного преобразователя частоты на тиристорах

ВОЛОТКОВСКИЙ С. А., БУНЬКО В. А., ПИВНЯК Г. Г.

Днепропетровск,

ИОСПА З. С., БЕРКОВИЧ Е. И., ПРЕСМАНН И. И.

Таллин

В статье приведен анализ аварийного режима — опрокидывание инвертора преобразователя частоты по схеме: управляемый выпрямитель — $L_\phi C_\phi$ -фильтр — высокочастотный инвертор, работающий в режиме прерывистого входного тока (рис. 1).

Приняты следующие допущения, не вносящие существенных погрешностей в результаты анализа: коммутация тиристоров мгновенна; активные составляющие индуктивных и емкостных элементов и внутреннее сопротивление источника питания равны нулю; индуктивность сглаживающего дросселя в цепи постоянного тока инвертора достаточно велика.

Преобразователь частоты имеет быстродействующую токовую защиту — снятие импульсов управления с выпрямителя и инвертора при аварии. Датчик тока (на схеме не показан) включен в цепь входной индуктивности.

При опрокидывании инвертора образуется цепь тока короткого замыкания i_{L_d} через тиристоры

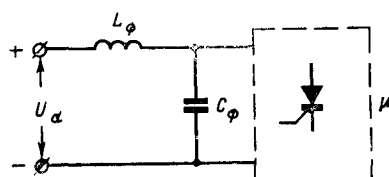


Рис. 1. Принципиальная схема тиристорного преобразователя частоты.

двух плеч мостового инвертора (рис. 2, а), что обуславливает перезарядку конденсатора фильтра C_ϕ . Напряжение на емкости C_ϕ , прикладываемое к тиристорам в процессе короткого замыкания, определяется энергией, накопленной в индуктивности сглаживающего дросселя L_ϕ , энергией источника питания, а также запасом энергии в конденсаторе фильтра до начала процесса. Условно можно считать, что это напряжение имеет две составляющие.

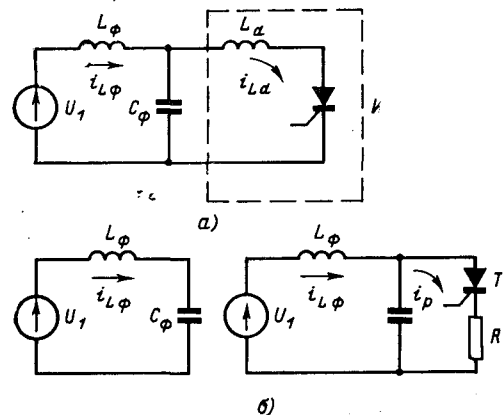


Рис. 2. Схемы замещения для расчета процесса отключения аварийного режима инвертора.

Предполагаем, что в течение процесса короткого замыкания в высокочастотном инверторе напряжение на выходе выпрямителя не изменяется, и до возникновения аварии инвертор работал в установленном режиме, т. е.

$$U_1 = U_{C_{\Phi_0}} = E_d; I_{L_{\Phi_0}} = I_d.$$

Входное сопротивление инвертора по постоянному току

$$R_d = E_d / I_d.$$

Применяя преобразования Лапласа, для первой составляющей напряжения в операторной форме получаем:

$$U_{C_{\Phi_1}}(p) = I_{L_{\Phi_1}}(p) \frac{L_d / C_{\Phi}}{pL_d + \frac{1}{pC_{\Phi}}} \quad (1)$$

при условии, что индуктивность входного дросселя L_d и емкость фильтра C_{Φ} соединены между собой параллельно, а суммарный ток этой цепи составляет:

$$I_{L_{\Phi_1}}(p) = \frac{E_d(p) + pL_{\Phi}I_d(p)}{pZ_1(p)}, \quad (2)$$

где полное сопротивление цепи

$$Z_1(p) = pL_{\Phi} + \frac{pL_d \frac{1}{pC_{\Phi}}}{pL_d + \frac{1}{pC_{\Phi}}} = \frac{pL_{\Phi} [p^2 + \omega_1^2(K+1)]}{p^2 + K\omega_1^2}; \quad (3)$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{C_{\Phi}L_{\Phi}}}; \quad K = \frac{L_{\Phi}}{L_d}.$$

С учетом (2) и (3) выражение (1) приобретает вид:

$$U_{C_{\Phi_1}}(p) = \omega_1^2 \frac{E_d(p) + pL_{\Phi}I_d(p)}{p [p^2 + \omega_1^2(K+1)]}. \quad (4)$$

Вторая составляющая напряжения

$$U_{C_{\Phi_2}}(p) = \frac{E_d(p)}{p} + I_{C_{\Phi_2}}(p) \frac{1}{pC_{\Phi}} = \frac{E_d(p)}{p} \left[1 - \frac{\omega_1^2(K+1)}{p^2 + \omega_1^2(K+1)} \right] \quad (5)$$

получена из условия параллельного соединения цепи индуктивностей L_{Φ} и L_d , ток которой

$$I_{C_{\Phi_2}}(p) = - \frac{E_d(p)}{pZ_2(p)}, \quad (6)$$

где

$$Z_2(p) = \frac{1}{pC_{\Phi}} + \frac{pL_{\Phi}pL_d}{pL_{\Phi} + pL_d} = L_{\Phi} \frac{p^2 + \omega_1^2(K+1)}{K+1}. \quad (7)$$

Тогда результирующее напряжение на емкости фильтра

$$U_{C_{\Phi}}^*(p) = U_{C_{\Phi_1}}(p) + U_{C_{\Phi_2}}(p) = \omega_1^2 \frac{E_d(p) + pL_{\Phi}I_d(p)}{p [p^2 + \omega_1^2(K+1)]} + \frac{E_d(p)}{p} \left[1 - \frac{\omega_1^2(K+1)}{p^2 + \omega_1^2(K+1)} \right]. \quad (8)$$

Переходя к оригиналу, получаем:

$$u_{C_{\Phi}}(t) = E_d \left[\frac{1}{K+1} + \sqrt{\left(\frac{K}{K+1}\right)^2 + \left(\frac{\rho}{R_d}\right)^2} \times \right.$$

$$\left. \times \cos(\omega_1 \sqrt{K+1} t + \alpha) \right], \quad (9)$$

где

$$\alpha = \arctg \left(-\frac{\rho \sqrt{K+1}}{KR_d} \right); \quad \rho = \sqrt{\frac{L_{\Phi}}{C_{\Phi}}}.$$

Перезарядка конденсатора фильтра в высокочастотном инверторе протекает довольно быстро. За это время ток короткого замыкания инвертора, который описывается уравнением

$$i_{L_d}(t) = \frac{1}{L_d} \int_0^t u_{C_{\Phi}}(t) dt = E_d \left\{ \frac{K}{K+1} \frac{t}{L_{\Phi}} + \sqrt{\left(\frac{K}{K+1}\right)^2 + \left(\frac{\rho}{R_d}\right)^2} \frac{K}{\rho \sqrt{K+1}} \times \right. \\ \left. \times [\sin(\omega_1 \sqrt{K+1} t + \alpha) - \sin \alpha] \right\}, \quad (10)$$

успевает достичь амплитудного значения несмотря на то, что сработала токовая защита и импульсы управления на тиристорах инвертора и выпрямителя отсутствуют (рис. 4). Поэтому вентиляльный блок инвертора для обеспечения надежности следует рассчитывать на такую ударную токовую перегрузку.

В момент t_1 прохождения тока тиристоры через нуль к ним прикладывается обратное напряжение $u_{C_{\Phi}t_1}$, и цепь короткого замыкания прерывается. Время t_1 определяется из (10) для условия $i_{L_d}(t) = 0$.

Ток дросселя фильтра

$$i_{L_{\Phi}}(t) = \frac{1}{L_{\Phi}} \int_0^t [E_d - u_{C_{\Phi}}(t)] dt + I_d = I_d + E_d \left\{ \frac{K}{K+1} \frac{t}{L_{\Phi}} - \sqrt{\left(\frac{K}{K+1}\right)^2 + \left(\frac{\rho}{R_d}\right)^2} \times \right. \\ \left. \times \frac{1}{\rho \sqrt{K+1}} [\sin(\omega_1 \sqrt{K+1} t + \alpha) - \sin \alpha] \right\}. \quad (11)$$

Выражая в (10) время t через угол резонансной частоты $t = \frac{\psi}{\omega_1 \sqrt{K+1}}$ и учитывая, что обычно $K \gg 1$ и $K+1 \approx K$, получаем:

$$i_{L_d}(\psi) = I_d \sqrt{K} \left\{ \frac{\psi R_d}{K\rho} + \sqrt{1 + \left(\frac{R_d}{\rho}\right)^2} \times \right. \\ \left. \times \sin(\psi + \alpha) - \sin \alpha \right\}. \quad (12)$$

С помощью (12) можно получить зависимость (рис. 3):

$$i_{*L_d}(\psi) = \frac{i_{L_d}(\psi)}{\sqrt{K}I_d}, \quad (13)$$

которая позволит проверить токовую устойчивость тиристорного блока инвертора повышенной частоты с различными данными. С увеличением отношения R_d/ρ , что связано с уменьшением ρ и возможным снижением тока I_d , относительное значение тока i_{*L_d} резко возрастает. Для уменьшения тока ко-

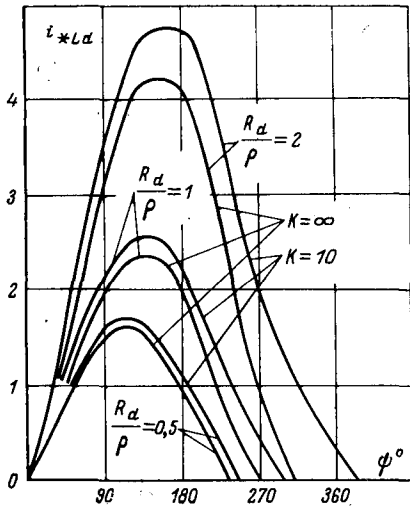


Рис. 3. Зависимость относительного значения тока короткого замыкания инвертора от параметров схемы.

роткого замыкания желательное выполнение условия $\rho \geq R_d$.

Напряжение на выходе выпрямителя при развитии процесса продолжает изменяться по синусоидальному закону. Время его запираения зависит от параметров фильтра и момента возникновения аварии и достигает 10 мсек. Ток выпрямителя, в течение процесса увеличиваясь незначительно (рис. 4), в момент закрытия тиристоров инвертора достигает значения $i_{L_{\Phi t_1}}$, определяемого из уравнения:

$$i_{L_{\Phi}} = i_{C_{\Phi}} = C_{\Phi} \frac{du_{C_{\Phi}}}{dt}. \quad (14)$$

Вследствие этого продолжается дальнейшая перезарядка конденсатора фильтра C_{Φ} от отрицательного значения к положительному. Для этого периода характерна схема замещения рис. 2,б.

Сопротивление цепи перезаряда

$$Z(p) = pL_{\Phi} + \frac{1}{pC_{\Phi}} = L_{\Phi} \frac{p^2 + \frac{1}{L_{\Phi}C_{\Phi}}}{p}. \quad (15)$$

Выражение питающего напряжения сети переменного тока в случае применения трехфазного мостового выпрямителя с момента t_1 можно представить в виде:

$$u_1(t) = u_{п.м} \sin(\omega t + 60^\circ + \omega t_1) = u_{п.м} \sin(\omega t + \beta) \quad (16)$$

или в операторной форме:

$$U_1(p) = \frac{U_{п.м}(p)}{p} \frac{p^2 \sin \beta + p \omega \cos \beta}{p^2 + \omega^2}. \quad (17)$$

Это выражение справедливо для наиболее тяжелого случая, когда начало аварийного режима совпадает с моментом коммутации выпрямителя и сняты импульсы управления (угол отпирания равен нулю). Последующее изменение тока в цепи перезаряда до момента закрытия выпрямителя определяется из уравнения:

$$I_{L_{\Phi}}(p) = \frac{\left[U_{п.м}(p) \frac{p^2 \sin \beta + p \omega \cos \beta}{p^2 + \omega^2} + \right. \rightarrow$$

$$\left. \frac{+ pL_{\Phi}I_{L_{\Phi}t_1}(p) + U_{C_{\Phi}t_1}(p) \right]}{+ \frac{1}{L_{\Phi}C_{\Phi}}} = \frac{U_{п.м}(p) \sin \beta}{L_{\Phi}} \frac{p^2 + p \omega \operatorname{ctg} \beta}{(p^2 + \omega^2) \left(p^2 + \frac{1}{L_{\Phi}C_{\Phi}} \right)} +$$

$$+ I_{L_{\Phi}t_1}(p) \frac{U_{C_{\Phi}t_1}(p)}{p + \frac{1}{L_{\Phi}C_{\Phi}}} \frac{1}{L_{\Phi}}, \quad (18)$$

которое сводится к виду:

$$I_{L_{\Phi}}(p) = K_1 \frac{p^2 + pg}{(p^2 + \omega^2)(p^2 + \omega_1^2)} + K_2 \frac{p + d_1}{p^2 + \omega_1^2}. \quad (19)$$

Переходя к оригиналу, получаем:

$$i_{L_{\Phi}}(t) = A_1 \sin(\omega t + \gamma) + B_1 \sin(\omega_1 t + \mu) + C_1 \sin(\omega_1 t + \delta), \quad (20)$$

где

$$d_1 = \frac{u_{C_{\Phi}t_1}}{i_{L_{\Phi}t_1} L_{\Phi}}; \quad g = \omega \operatorname{ctg} \beta;$$

$$A_1 = -K_1 \sqrt{\frac{\omega^2 + g^2}{(\omega^2 - \omega_1^2)^2}}; \quad \gamma = \operatorname{arctg} \left(-\frac{g}{\omega} \right);$$

$$B_1 = K_1 \sqrt{\frac{\omega_1^2 + g^2}{(\omega^2 - \omega_1^2)^2}}; \quad \mu = \operatorname{arctg} \left(-\frac{g}{\omega_1} \right);$$

$$C_1 = \frac{K_2}{\omega_2} \sqrt{d_1^2 + \omega_1^2}; \quad \delta = \operatorname{arctg} \frac{\omega_1}{d_1}.$$

При этом напряжение на емкости фильтра будет изменяться по закону:

$$u_{C_{\Phi}}(t) = \frac{1}{C_{\Phi}} \int_{t_1}^{t_2} i_{L_{\Phi}}(t) dt - u_{C_{\Phi}t_1}. \quad (21)$$

Это напряжение, прикладываемое к тиристорам инвертора в прямом направлении, достигает максимального значения в момент t_2 при

$$i_{L_{\Phi}} = 0.$$

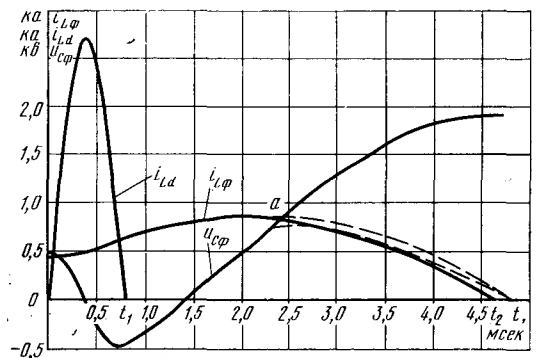


Рис. 4. Расчетные зависимости аварийного тока инвертора i_{L_d} , тока выпрямителя $i_{L_{\Phi}}$ и напряжения на емкости фильтра $u_{C_{\Phi}}$ в функции времени. — при отсутствии цепи разряда; - - - при наличии цепи разряда.

Расчетные зависимости аварийного тока инвертора i_{L_d} , тока выпрямителя i_{L_ϕ} и напряжения на емкости фильтра u_{C_ϕ} показаны на рис. 4. Они получены для следующих параметров: $L_d = 50 \text{ мГн}$; $L_\phi = 3 \text{ мкГн}$; $C_\phi = 10^3 \text{ мкФ}$; $i_{L_{\phi 0}} = 450 \text{ а}$; $u_{C_\phi} = 480 \text{ в}$. Предварительная нагрузка инвертора отсутствовала, т. е. $i_{L_{d0}} = 0$.

Как видно из рис. 4, напряжение на емкости фильтра u_{C_ϕ} нарастает быстро, а в момент запирающего выпрямителя достигает значения примерно 2 кВ, что может послужить причиной пробоя тиристор инвертора. Как показывают эксперименты и сравнение расчетных зависимостей с осциллограммами, погрешность решения рассмотренной задачи составляет $\pm 4,5\%$.

Следует отметить, что если импульсы управления с тиристор инвертора не будут сняты после перехода напряжения на емкости C_ϕ к положительному значению, возможен неконтролируемый запуск

инвертора. Получить в этом случае допустимые значения токов и напряжений на тиристорах невозможно.

Для обеспечения надежности преобразователя частоты в рассмотренных режимах и выбора оптимальных запасов тиристор целесообразно параллельно емкости фильтра использовать искусственную цепь разряда (рис. 2, в). Эта цепь при определенном значении напряжения u_{C_ϕ} (точка а) включается с помощью вспомогательного тиристора T (рис. 4). Таким образом, исключается опасный для инвертора аварийный режим. Аналогичная цепь разряда может быть также включена параллельно индуктивности L_ϕ .

Рекомендуемые метод анализа и способ защиты получили практическое применение при создании преобразователей частоты на тиристорах. Опыт показал, что дополнительная разрядная цепь существенно улучшает токовую защиту инвертора.

[26.1.1973]



УДК 621.318.435.3.001.24

Анализ работы трехфазных магнитных усилителей, включенных на входе выпрямителей

САЛЮТИН А. А., ЗДРОК А. Г.

Москва

Статья посвящена рассмотрению электромагнитных процессов в магнитных усилителях (МУ) с рабочими обмотками, включенными через вспомогательные вентили в линии источника [Л. 1 и 2]; получены расчетные соотношения и приведено сопоставление этих МУ со схемами МУ, в которых рабочие обмотки включены в плечи выпрямителя.

При исследовании электромагнитных процессов кривая намагничивания аппроксимирована двумя наклонными прямыми, характеризующими ненасыщенный и насыщенный ее участки [Л. 3 и 4]. Вентили и рабочие обмотки МУ при рассмотрении принимаются идеальными, а индуктивность нагрузки — равной бесконечности.

Электромагнитные процессы в трехфазном МУ (рис. 1). За начало отсчета углов напряжений и токов примем ординату, соответствующую точке пересечения синусоид фазных напряжений u_A и u_C . Тогда фазные напряжения, подводимые к схеме рис. 1, могут быть представлены в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= U_{m\phi} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right); \\ u_B &= U_{m\phi} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right); \\ u_C &= U_{m\phi} \sin \left(\omega t - \frac{7}{6} \pi \right). \end{aligned} \right\} (1)$$

Кривые напряжений и токов на участках схемы рис. 1 приведены на рис. 2.

Продолжительность коммутации вентиля выпрямителя и продолжительность коммутации вентиля рабочих обмоток w_p различны: в первом слу-

чае угол коммутации составляет δ , во втором — приблизительно 2δ . Для рассмотрения электромагнитных процессов в схеме выпрямления с целью нахождения токов и напряжений достаточно разделить их на участке угла δ .

В режиме коммутации вентиля выпрямителя, соответствующем интервалу $0 \leq \omega t \leq \delta$, вентили $B1$, $B4$ и $B5$ открыты. Это позволяет составить уравнения для контуров, образуемых фазами источника и этими вентилями:

$$u_A + e_1 - e_5 - u_C = 0; \quad (2a)$$

$$u_A - e_2 + e_6 - u_C = 0; \quad (2б)$$

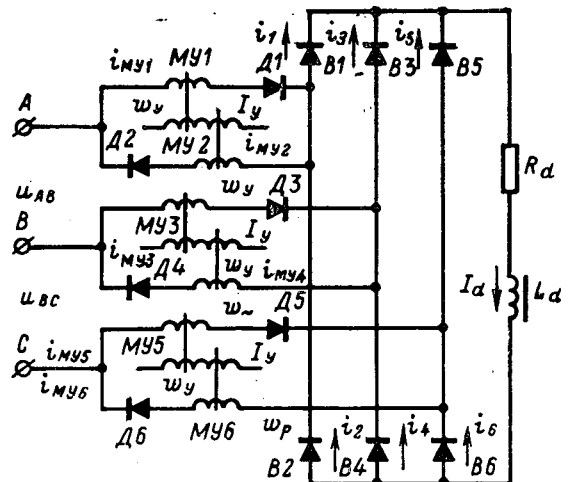


Рис. 1. Схема МУ с вынесенными рабочими обмотками в линии источника.

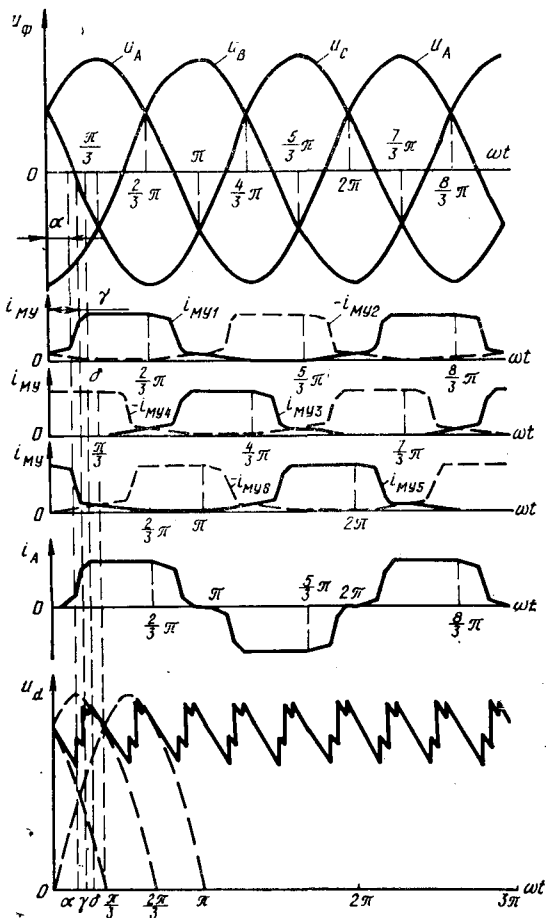


Рис. 2. Напряжения и токи в МУ.

$$u_A + e_1 - u_B = u_d; \quad (2в)$$

$$u_C + e_5 - u_B = u_d. \quad (2г)$$

Для токов в этом интервале углов справедливы следующие уравнения:

$$i_A + i_C = I_d; \quad (3а)$$

$$i_A = i_{МУ1} - i_{МУ2}, \quad i_C = i_{МУ5} - i_{МУ6}. \quad (3б)$$

Режим коммутации $0 \leq \omega t \leq \delta$ характеризуется также открытым состоянием вентилях Д1, Д2, Д4, Д5 и Д6. Поэтому контуры с рабочими обмотками МУ1—МУ2 и МУ5—МУ6 замкнуты накоротко. Для этих контуров справедливы следующие соотношения:

$$e_1 + e_2 = 0; \quad (4а)$$

$$e_5 + e_6 = 0. \quad (4б)$$

Для отдельных интервалов режима коммутации, характеризующихся неизменным магнитным состоянием сердечников, с помощью уравнений (2а)—(4б) могут быть определены законы изменения токов и падений напряжений на всех участках трехфазной схемы выпрямления с МУ.

В интервале коммутации $0 \leq \omega t \leq \alpha$ сердечники МУ1, МУ2 и МУ6 не насыщены, так как напряженность магнитного поля их меньше величины H_k , соответствующей смене магнитного состояния сердечников [Л. 3],

$$H_k = \frac{I_k \omega_p}{l}, \quad (5а)$$

т. е.

$$i_{МУ1} + I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} \leq I_k, \quad i_{МУ2} + I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} \leq I_k. \quad (5б)$$

Индуктивности рабочих обмоток ω_p МУ1, МУ2 и МУ6

$$L_1 = \frac{\omega_p^2 s}{l} \frac{B_k}{H_k}, \quad (5в)$$

где B_k — магнитная индукция, соответствующая напряженности магнитного поля H_k .

Сердечник же МУ5 в этом интервале коммутации насыщен, так как

$$i_{МУ5} + I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} > I_k. \quad (6а)$$

Индуктивность рабочей обмотки МУ5

$$L_2 = \frac{\omega_p^2 s}{l} \frac{B_{\max} - B_k}{H_{\max} - H_k}. \quad (6б)$$

В очередном интервале коммутации $\alpha \leq \omega t \leq \gamma$ сердечники МУ2 и МУ6 не насыщены, а сердечники МУ1 и МУ5 насыщены. В последнем интервале коммутации $\gamma \leq \omega t \leq \delta$ в насыщенном состоянии находится сердечник МУ1, а сердечники МУ2, МУ5 и МУ6 не насыщены. Завершается коммутация вентилях В1, В4, В5 и диодов Д1, Д2 одновременно — при угле δ . При этом ток $i_{МУ1}$ достигает величины I_d , ток $i_{МУ2}$ — нуля, а токи $i_{МУ5}$ и $i_{МУ6}$ равны друг другу. Расчетные соотношения для отдельных интервалов режима коммутации сведены в таблице.

Соотношение между углами α , γ и δ можно получить в результате совместного решения уравнений, определяющих $\cos \alpha$, $\cos \gamma$ и $\cos \delta$, т. е.

$$\cos \alpha + \cos \gamma - \cos \delta = 1. \quad (7)$$

В значениях токов рабочих обмоток и косинусов углов интервалов коммутации фигурирует постоянная величина тока $i_{МУ}^0$. При $\omega t = \delta$ $i_{МУ5} = i_{МУ6}$. Из значений этих токов с учетом соотношения углов (7) и этого условия, получим:

$$i_{МУ}^0 = 0,5 \left[\left(I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} \right) \frac{L_1 - L_2}{L_1} + \frac{L_2}{L_1} I_d \right]. \quad (8)$$

В результате совместного решения уравнения (8) и уравнений, определяющих $\cos \alpha$, $\cos \gamma$ и $\cos \delta$ (см. таблицу) значение $\cos \delta$ определится как

$$\cos \delta = 1 - \frac{\omega (L_1 - L_2)}{U_m} \left(I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} \right) - \frac{\omega L_2}{U_m} I_d. \quad (9)$$

Во внекоммутационном режиме, соответствующем $\delta \leq \omega t \leq 2\pi/3$, $i_{МУ1} = I_d$, $i_{МУ2} = 0$. Электродвижущие силы самоиндукции e_1 и e_2 равны нулю. В диапазоне $\delta \leq \omega t \leq \pi/3$ равны также нулю э. д. с. $e_3 \div e_6$, вследствие чего линейное напряжение прикладывается к нагрузке:

$$u_d = U_m \sin(\omega t + \pi/3). \quad (10)$$

Своеобразным является режим работы диодов Д1—Д5. В режиме коммутации оба диода каждой фазы открыты, а во внекоммутационном режиме один из них шунтирован другим диодом, проводя-

Расчетные соотношения для отдельных интервалов режима коммутации

Электродвижущая сила самоиндукции, исходное уравнение, токи, напряжения и углы продолжительности интервалов	Интервалы режима коммутации		
	$0 \leq \omega t \leq \alpha$	$\alpha \leq \omega t \leq \gamma$	$\gamma \leq \omega t \leq \delta$
Электродвижущая сила самоиндукции на рабочих обмотках	$e_1 = -\omega L_1 \frac{di_{MY1}}{d\omega t}, e_2 = -\omega L_2 \frac{di_{MY2}}{d\omega t},$ $e_5 = -\omega L_2 \frac{di_{MY5}}{d\omega t}, e_6 = -\omega L_1 \frac{di_{MY6}}{d\omega t}$	$e_1 = -\omega L_2 \frac{di_{MY1}}{d\omega t}, e_2 = -\omega L_2 \frac{di_{MY2}}{d\omega t},$ $e_5 = -\omega L_2 \frac{di_{MY5}}{d\omega t}, e_6 = -\omega L_1 \frac{di_{MY6}}{d\omega t}$	$e_1 = -\omega L_2 \frac{di_{MY1}}{d\omega t}, e_2 = -\omega L_2 \frac{di_{MY2}}{d\omega t},$ $e_5 = -\omega L_1 \frac{di_{MY5}}{d\omega t}, e_6 = -\omega L_1 \frac{di_{MY6}}{d\omega t}$
Исходное уравнение	$\frac{di_{MY1}}{d\omega t} = \frac{L_1 + L_2}{\omega L_1 (L_1 + 3L_2)} U_m \sin \omega t$	$\frac{di_{MY1}}{d\omega t} = \frac{U_m}{2\omega L_2} \sin \omega t$	$\frac{di_{MY1}}{d\omega t} = \frac{2U_m}{\omega (L_1 + 3L_2)} \sin \omega t$
Начальное условие для определения постоянной интегрирования	$i_{MY1} = i_{MY}^0$ при $\omega t = 0$	$i_{MY1} + I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} = I_k$ при $\omega t = \alpha$	$i_{MY1} = i_{MY1}(\gamma)$ при $\omega t = \gamma$
Токи рабочих обмоток	$i_{MY1} = \frac{L_1 + L_2}{\omega L_1 (L_1 + 3L_2)} \times$ $\times U_m (1 - \cos \omega t) + i_{MY}^0$ $i_{MY2} = i_{MY}^0 - \frac{L_1 + L_2}{\omega L_1 (L_1 + 3L_2)} \times$ $\times U_m (1 - \cos \omega t)$	$i_{MY1} = \frac{U_m}{2\omega L_2} (\cos \alpha - \cos \omega t) +$ $+ I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p}$ $i_{MY2} = \frac{U_m}{2\omega L_1} \left[\cos \omega t - \cos \alpha - \right.$ $\left. - \frac{2(L_1 + L_2)}{L_1 + 3L_2} (1 - \cos \omega t) \right] + i_{MY}^0$	$i_{MY1} = \frac{U_m}{2\omega L_2} (\cos \alpha - \cos \gamma) +$ $+ \frac{2U_m}{\omega (L_1 + 3L_2)} (\cos \delta - \cos \omega t) +$ $+ I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p}$ $i_{MY2} = \frac{2L_2}{\omega L_1 (L_1 + 2L_2)} \times$ $\times U_m (\cos \omega t - \cos \gamma) +$ $+ \frac{U_m}{2\omega L_1} \left[\cos \gamma - \cos \alpha - \right.$ $\left. - \frac{2(L_1 + L_2)}{L_1 + 3L_2} (1 + \cos \gamma) \right] + i_{MY}^0$
Напряжение на рабочих обмотках	$u_1 = -e_1 = \frac{L_1 + L_2}{L_1 + 3L_2} U_m \sin \omega t$ $u_2 = -e_2 = -\frac{L_1 + L_2}{L_1 + 3L_2} U_m \sin \omega t$	$u_1 = -e_1 = \frac{U_m}{2\omega L_2} \sin \omega t$ $u_2 = -e_2 = -\frac{U_m}{2\omega L_2} \sin \omega t$	$u_1 = \frac{2L_2}{L_1 + 3L_2} U_m \sin \omega t$ $u_2 = -\frac{2L_2}{L_1 + 3L_2} U_m \sin \omega t$
Выпрямленные напряжения	$u_d = U_m \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{3} \right) - \right.$ $\left. - \frac{L_1 + L_2}{L_1 + 3L_2} \sin \omega t \right]$	$u_d = U_m \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{3} \right) - \right.$ $\left. - \frac{1}{2\omega L_2} \sin \omega t \right]$	$u_d = U_m \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{3} \right) - \right.$ $\left. - \frac{2\omega L_2}{L_1 + 3L_2} \sin \omega t \right]$
Косинус угла продолжительности интервала коммутации	$\cos \alpha = 1 - \frac{L_1 + 3L_2}{L_1 + L_2} \frac{\omega L_1}{U_m} \times$ $\times \left(I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} - i_{MY}^0 \right)$	$\cos \gamma = \cos \alpha + \frac{2\omega L_2}{U_m} \left[I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} - \right.$ $\left. - I_d + \frac{2L_1}{L_1 + L_2} \left(I_k - \right. \right.$ $\left. \left. - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} - i_{MY}^0 \right) \right]$	$\cos \delta = \cos \gamma + \frac{L_1 + 3L_2}{L_1 + L_2} \frac{\omega L_1}{U_m} \times$ $\times \left(i_{MY}^0 - I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} \right)$

щим ток. В результате этого к диодам Д1—Д6 не прикладывается обратное напряжение, вследствие чего исключаются обратные токи и влияние их на коэффициент обратной связи.

На рис. 3 представлены осциллограммы напряжений и токов, иллюстрирующие работу МУ на цепь возбуждения генератора. Магнитный усилитель был собран из пластин серийного усилителя УМ.ЗП.20.20.11 ($s=4 \text{ см}^2; l=41,6 \text{ см}; \omega_p=\omega_y=543$).

Кривая намагничивания сердечника аппроксимирована значениями индуктивностей $L_1=3,91 \text{ гн}; L_2=0,056 \text{ гн}; I_k=0,0552 \text{ а}$ [Л. 4], осциллограммы рис. 3,а получены при $U=127 \text{ в}, f=50 \text{ гц}; I_y=-0,2 \text{ а}; I_d=2,3 \text{ а}$. Угол δ , вычисленный по формуле (9), равен 162° . На осциллограмме он составляет 139° .

Осциллограмма рис. 3,б соответствует току управления $+0,2 \text{ а}; I_d=3,5 \text{ а}$. Угол δ , вычисленный

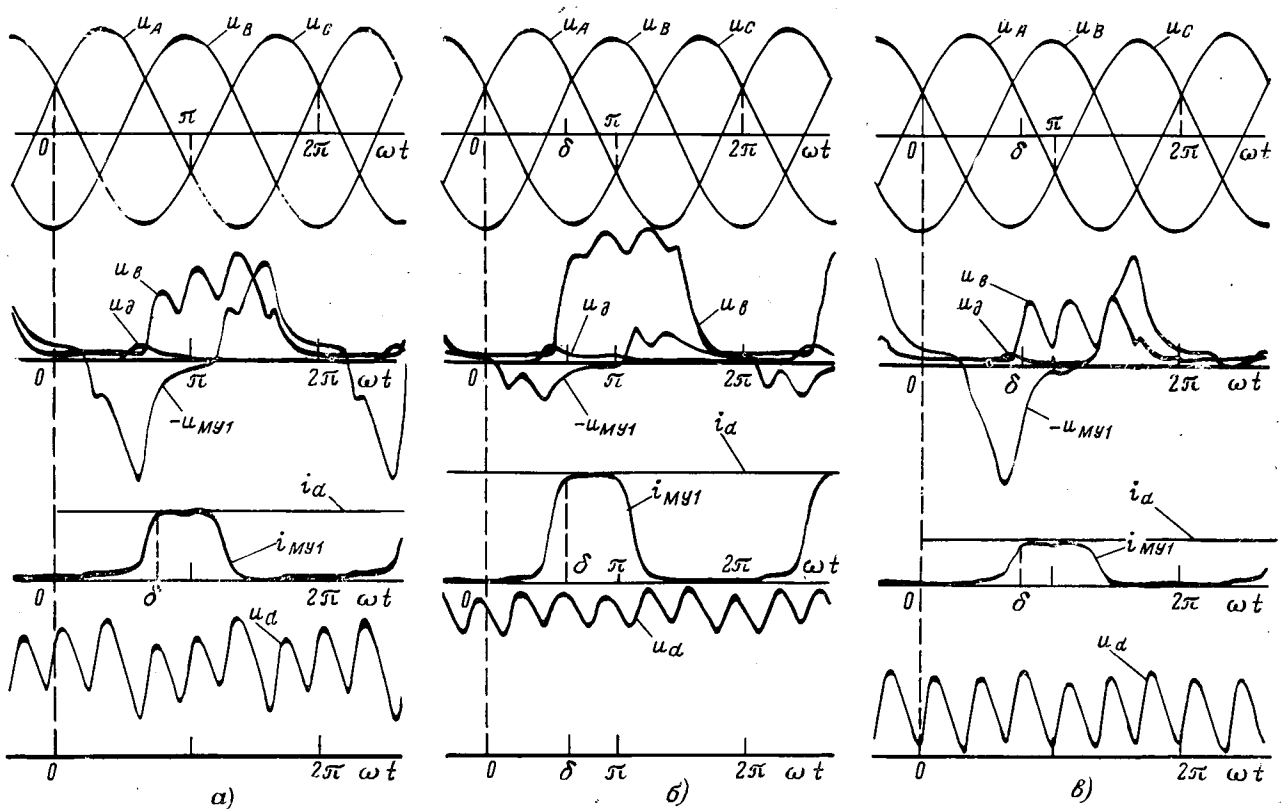


Рис. 3. Осциллограммы напряжений и токов в МУ.

по формуле (9), здесь составляет 107° , а на осциллограмме он равен 110° . При снятии осциллограмм рис. 3,а и 3,б в цепи управления был включен сглаживающий дроссель. На рис. 3,в представлены осциллограммы напряжений и токов, снятые без сглаживающего дросселя при $I_y = -0,2$ а; $I_d = 2$ а. Угол δ , вычисленный по формуле (9), составляет 157° , а на осциллограмме он равен 142° . По сравнению с осциллограммами рис. 3,а отсутствие сглаживающего дросселя в цепи управления не внесло каких-либо существенных изменений в формы токов и напряжений.

На осциллограммах приведены также обратные напряжения u_d и u_b соответственно на диоде рабочей обмотки w_p и на вентиле выпрямителя. Напряжение u_d , обусловленное, очевидно, действием э. д. с. взаимной индукции, несоизмеримо меньше обратного напряжения вентилей выпрямителя. Индуктивность цепи возбуждения электрической машины обеспечивает высокую степень сглаживания тока нагрузки выпрямителя.

Аналитическое рассмотрение электромагнитных процессов в выпрямителе с МУ позволяет получить средние значения напряжений на всех участках схемы и характеристику управления. В каждой фазе обе рабочие обмотки включены параллельно друг другу, поэтому находятся они под одинаковым по величине напряжении, т. е.

$$\int_0^{\delta} u_{MY1} d\omega t = - \int_0^{\delta} u_{MY2} d\omega t \quad (11)$$

и т. д.

С учетом формулы (11) среднее значение напряжения на рабочей обмотке w_p

$$U_{L_{cp}} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\delta} u_{MY2} d\omega t. \quad (12)$$

В результате подстановки значений u_{MY2} из таблицы в (12) и воспользовавшись при этом соотношением (7), получим:

$$U_{L_{cp}} = \frac{U_m}{\pi} (1 - \cos \delta). \quad (13)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} u_d d\omega t. \quad (14)$$

После подстановки значений u_d из таблицы и формулы (10) в (14) и последующего преобразования с помощью соотношения (7) получим:

$$U_d = \frac{3U_m}{2\pi} (1 + \cos \delta). \quad (15)$$

Из расчетного соотношения можно исключить $\cos \delta$, если сложить $U_{L_{cp}}$ и U_d , т. е.

$$U_{L_{cp}} + \frac{2}{3} U_d = U_{cp}, \quad (16)$$

где

$$U_{cp} = \frac{2}{\pi} U_m.$$

В случае включения рабочих обмоток МУ в линии выпрямителя через вспомогательные диоды среднее значение линейного напряжения источника

равно арифметической сумме средних значений напряжений на одной рабочей обмотке ω_p и $2/3U_d$.

При включении обмоток ω_p в каждое плечо выпрямителя между средними значениями упомянутых напряжений имеет место следующее соотношение [Л. 3]:

$$2U_{L_{cp}} + \frac{2}{3}U_d = U_{cp}. \quad (17)$$

Из сравнения (16) и (17) следует, что при вынесении рабочих обмоток ω_p из плеч выпрямителя в линейные цепи источника существенно снижается кратность регулирования напряжения на нагрузке. Чем выше кратность регулирования МУ, тем выше степень ее снижения в случае вынесения обмоток ω_p из плеч выпрямителя в линейные цепи.

Формулу кратности регулирования для МУ можно получить из аналитического выражения, определяющего характеристику управления, $I_d = f(I_y)$. В результате подстановки (9) в (15) и последующей замены $U_d = I_d R_d$ получим:

$$I_d = \frac{2U_m - \omega(L_1 - L_2) \left(I_k - I_y \frac{\omega_y}{\omega_p} \right)}{\frac{2\pi}{3} R_d + \omega L_2}. \quad (18)$$

Минимальное I_{dmin} и максимальное I_{dmax} значения тока нагрузки имеют место при условиях:

$$I_y \omega_y = -I_{dmin} \omega_p; \quad (19a)$$

$$I_y \omega_y = I_k \omega_p. \quad (19b)$$

При этих условиях из (18) получим:

$$I_{dmin} = \frac{2U_m - \omega(L_1 - L_2) I_k}{\frac{2\pi}{3} R_d + \omega L_2}; \quad (20a)$$

$$I_{dmax} = \frac{2U_m}{\frac{2\pi R_d}{3} + \omega L_2}. \quad (20b)$$

Аналогичные значения токов для МУ, рабочие обмотки которого включены в плечи выпрямительного моста, равны:

$$I_{dmin} = \frac{U_m - \omega(L_1 - L_2) I_k}{\frac{\pi R_d}{3} + \omega L_1}; \quad (21a)$$

$$I_{dmax} = \frac{U_m}{\frac{\pi R_d}{3} + \omega L_2}. \quad (21b)$$

Максимальные значения токов в сравниваемых двух схемах приблизительно равны друг другу (они равны в случае $L_2 = 0$). Минимальное значение тока нагрузки в схеме рис. 1 выше, чем в случае включения рабочих обмоток ω_p в плечи выпрямителя. Этим обусловлена существенная разница в величинах кратности регулирования тока нагрузки в сравниваемых схемах МУ.

Коэффициенты усиления в соответствии с определением [Л. 5] для схемы рис. 1:

$$k_I = \frac{1 - \frac{L_2}{L_1} \frac{\omega_y}{\omega_p}}{\frac{2\pi R_d}{3\omega L_1} + \frac{L_2}{L_1}}; \quad (22a)$$

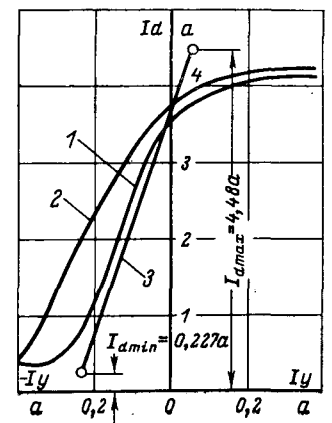


Рис. 4. Характеристики управления МУ (прямой 3 показана расчетная характеристика).

$$k_P = \left(\frac{1 - \frac{L_2}{L_1} \frac{\omega_y}{\omega_p}}{\frac{2\pi R_d}{3\omega L_1} + \frac{L_2}{L_1}} \right)^2 \frac{R_d}{R_y}. \quad (22b)$$

При включении рабочих обмоток ω_p в плечи выпрямителя:

$$k_I = \frac{1 - \frac{L_2}{L_1} \frac{\omega_y}{\omega_p}}{\frac{\pi R_d}{3\omega L_1} + \frac{L_2}{L_1}} \frac{\omega_y}{\omega_p}; \quad (23a)$$

$$k_P = \left(\frac{1 - \frac{L_2}{L_1} \frac{\omega_y}{\omega_p}}{\frac{\pi R_d}{3\omega L_1} + \frac{L_2}{L_1}} \right)^2 \frac{R_d}{R_y}. \quad (23b)$$

В схеме рис. 1 коэффициенты усиления k_I и k_P значительно ниже, чем при включении обмоток ω_p в плечи выпрямителя. При $L_2 = 0$ коэффициенты усиления k_I различаются в 2 раза, а k_P в 4 раза. Однако вынесением рабочих обмоток ω_p из плеч выпрямителя в линейные цепи источника сохраняется существенное достоинство — результирующая э. д. с. самоиндукции каждой пары рабочих обмоток равна нулю, вследствие чего в МУ имеет место вынужденное намагничивание сердечников.

На рис. 4 приведены характеристики управления МУ, полученные для схемы рис. 1 при $U = 127$ в; $R_d = 30$ ом (данные МУ и нагрузки приведены выше). Характеристика 1 снята при работе МУ без сглаживающего дросселя в цепи управления; 2 — при наличии сглаживающего дросселя; прямая 3 получена по формулам (18), (20a), (20b). Характеристика 1 и прямая 3 наиболее близки друг другу. Разница в характеристиках 1 и 2, очевидно, обусловлена электрической и магнитной асимметрией МУ и фазовых напряжений источника.

Коэффициент усиления по току k_I , вычисленный по формуле (22a), равен примерно 15,2. Средняя величина коэффициента усиления для характеристики 1 на участке изменения тока нагрузки 1—3 а равна 13,3.

Результаты эксперимента и расчета в целом характеризуют высокую степень соответствия протекаемых электромагнитных процессов и принятой в статье методики анализа.

Выводы. 1. Аппроксимация кривой намагничивания сердечников МУ наклонными прямыми позволяет рассмотреть электромагнитные процессы и получить практически все необходимые расчетные соотношения, достаточно близко согласующиеся с истинными величинами.

2. Вынесение рабочих обмоток МУ из плеч выпрямителя в линии источника и использование для них вспомогательных диодов существенно снижает кратность регулирования и коэффициенты усиления по току и мощности.

3. При вынесении рабочих обмоток в линии источника в идеальном случае имеет место режим вынужденного намагничивания сердечников. Исключение рабочих обмоток из плеч выпрямительного моста и режим вынужденного намагничивания сердечников обеспечивают более устойчивую рабо-

ту регулируемого выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке в динамических режимах [Л. 6].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Толстов Ю. Г., Мосткова Г. П., Ковалев Ф. И. Трехфазные силовые полупроводниковые выпрямители. Изд. АН СССР, 1963.
2. Ройзен С. С., Стефанович Т. Х. Магнитные усилители в электроприводе и автоматике. М., «Энергия», 1970.
3. Здрок А. Г., Салютин А. А. Системы самовозбуждения синхронных генераторов с магнитными усилителями. М., «Энергия», 1968.
4. Здрок А. Г., Салютин А. А., Мохов В. В. Электромагнитные процессы в системе самовозбуждения генераторов с магнитными усилителями.— «Электричество», 1970, № 3.
5. Стром Г. Ф. Магнитные усилители. М., Изд-во иностр. лит., 1957.
6. Макаров В. Л., Шнаревич Д. И. Динамика трехфазных магнитных усилителей. М., «Энергия», 1970.

[9.2.1973]

УДК 538.244.2.001.24

Анализ поля однослойных эллипсоидальных соленоидов с постоянной плотностью ампер-витков по образующей

Канд. техн. наук В. М. МОГИЛЕВСКИЙ

Институт физики им. Л. В. Киренского СО АН СССР

Новосибирск

Генерация однородных магнитных полей в вытянутых объемах является важной задачей для экспериментальной физики, магнитных измерений, дефектоскопии.

Преимущества эллипсоидальных соленоидов Максвелла для генерации слабых однородных магнитных полей в вытянутых объемах известны [Л. 1]. Основным препятствием созданию в них сильных полей считается сложность изготовления многovitковых обмоток с переменным шагом витков по криволинейной образующей для обеспечения постоянной аксиальной плотности ампер-витков. Существенно упрощена технология изготовления эллипсоидального соленоида в конструкции, использующей однослойную маловитковую трубчатую обмотку с интенсивным охлаждением и трансформацией тока [Л. 2]. Однако и здесь переменный шаг намотки влияет на воспроизводимость параметров готовых изделий, усложняет технологию и технический контроль.

С технологической точки зрения предпочтительнее эллипсоидальный соленоид с постоянным шагом намотки не по оси, как предложено Максвеллом, а по образующей. При этом аксиальная компонента плотности ампер-витков будет расти от центра соленоида к его концам, что предполагалось использовать для компенсации краевого спада поля вследствие усечения полюсов соленоида, впервые отмеченного в [Л. 3]. Рассматривая эту задачу для квазистационарных полей как магнито-статическую, ограничимся исследованием топографии поля во внутреннем объеме однослойного соленоида с симметрично усеченными полюсами (рис. 1)*. Примем упрощающее представление

соленоида в виде непрерывной системы линейных круговых контуров, образующих эллипсоидальную поверхность тока.

Поле элементарного контура эллипсоидального соленоида Максвелла ($j_a = \text{const}$) [Л. 4] описывается выражением:

$$dH_x(x, y) = 2\pi j_a \left[\frac{\sin^2 \psi}{\rho_0} P'_1(\cos \psi) + \sin^2 \psi \sum_{m=1}^{\infty} \frac{y^{2m}}{\rho_0^{2m+1}} P'_{2m+1}(\cos \psi) \times \right. \\ \left. \times \frac{(-1)^m 3 \cdot 5 \dots (2m-1)}{2 \cdot 4 \dots 2m} \right] d\xi, \quad (1)$$

где P — полиномы Лежандра; $j_a = \frac{In}{2L}$ — аксиальная линейная плотность ампер-витков, I , n — ток и число витков обмотки; ρ_0 , ψ — полярные координаты элемента тока.

Проинтегрировав это выражение по всей длине соленоида, можно результат выразить в виде, не

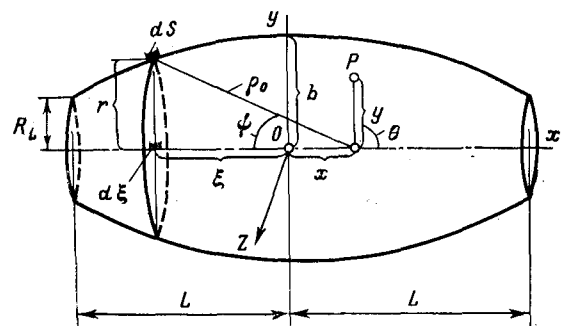


Рис. 1. Расчетная схема эллипсоидального соленоида с симметрично усеченными полюсами.

* На рис. 1 обозначены величины, пронормированные полуэллипсоидальной соленоидальной L .

содержащей интегралов комбинации элементарных и высших трансцендентных функций. Так, путем сложных преобразований удалось получить выражение аксиальной компоненты поля в вытянутых сфероидальных координатах, ввиду громоздкости не поддающееся непосредственному анализу. Это заставляет обратиться к численным методам с использованием ЦВМ.

Поле элементарного контура соленоида с постоянной плотностью витков по образующей ($j_s = \text{const}$) получим, заменив в (1) ток элементарного контура $j_a d\xi$ на $j_s dS$. Длина дуги элементарного контура определяется из канонического уравнения образующей:

$$dS = \sqrt{1 + \left(\frac{dr}{d\xi}\right)^2} d\xi = \sqrt{\frac{R_L^2 + k^2 [1 - (1 - k^2) \xi^2]}{R_L^2 + k^2 (1 - \xi^2)}} d\xi,$$

где k — коэффициент сжатия эллипсоидальной образующей соленоида;

$$\begin{aligned} H_x(x, y) &= \int_{-1}^{+1} dH_x dS = \\ &= 2\pi j_s \int_{-1}^{+1} \left[\frac{\sin^2 \psi}{\rho_0} P'_1(\cos \psi) + \right. \\ &+ \sin^2 \psi \sum_{m=1}^{\infty} \frac{y^{2m}}{\rho_0^{2m+1}} P'_{2m+1}(\cos \psi) \times \\ &\times \left. \frac{(-1)^m 3 \cdot 5 \dots (2m-1)}{2 \cdot 4 \dots 2m} \right] \times \\ &\times \sqrt{\frac{R_L^2 + k^2 [1 - (1 - k^2) \xi^2]}{R_L^2 + k^2 (1 - \xi^2)}} d\xi; \end{aligned} \quad (2)$$

на оси соленоида

$$\begin{aligned} H_x(x, 0) &= 2\pi j_s \int_{-1}^{+1} \frac{\sin^2 \psi}{\rho_0} P'_1(\cos \psi) \times \\ &\times \sqrt{\frac{R_L^2 + k^2 [1 - (1 - k^2) \xi^2]}{R_L^2 + k^2 (1 - \xi^2)}} d\xi = AG, \end{aligned} \quad (3)$$

где $A = 2\pi j_s$, $G(R_L, k, x)$ — функция формы.

Уравнение поля соленоида в виде (2) и (3) позволяет осуществить приближенное интегрирование, например, для расчета контрольных точек к программам ЦВМ, пользуясь таблицами полиномов Лежандра. Для малых ЦВМ можно пользоваться уравнением поля, выразив полиномы Лежандра в элементарных функциях.

Подставив значения

$$\begin{aligned} \rho_0 &= \sqrt{\varepsilon^2 \xi^2 - 2x\xi + b^2 + x^2}; \\ \cos \psi &= \frac{x - \xi}{\sqrt{\varepsilon^2 \xi^2 - 2x\xi + b^2 + x^2}}; \\ b^2 &= k^2 + R_L^2; \quad \varepsilon = \sqrt{1 - k^2}, \end{aligned}$$

где x, ξ, b, R_L — пронормированы через L , в (3) получим:

$$G = \int_{-1}^{+1} \frac{\sqrt{k^4 \varepsilon^2 \xi^4 - k^2 b^2 (1 + \varepsilon^2) \xi^2 + b^4}}{[\varepsilon^2 \xi^2 - 2x\xi + b^2 + x^2]^{3/2}} d\xi. \quad (4)$$

На графиках $G(R_L, k, x)$, построенных по результатам расчета по (1) на ЦВМ, при $j_a = \text{const}$ наблюдался спад поля у концов соленоида, увеличивающийся с ростом R_L и убыванием k . Из графиков для $j_s = \text{const}$ видно, что при $x \equiv 0 \div 1$ функция G , рассчитанная по (4), монотонно убывает от центра к концам соленоида с ростом k , при $k \rightarrow 0,1$, а при $k \rightarrow 0,9$ — возрастает, причем для каждого фиксированного значения R_L отмечалось некоторое значение $0,1 < k \leq 0,9$, при котором поле более однородно, чем при других значениях. Этим подтвердилось исходное предположение о возможности получения однородного поля при определенных $R_L(k)$ и $j_s = \text{const}$. Для отыскания их потребуем, чтобы $G(R_L, k, x)$ удовлетворяла условию Гельмгольца, т. е. чтобы член разложения второго порядка G в ряд Маклорена по степеням x :

$$G = G(0) + \frac{G'(0)}{1!} x + \frac{G''(0)}{2!} x^2 + \frac{G'''(0)}{3!} x^3 + \dots$$

обратился в нуль (условие Гельмгольца).

В силу нечетности по ξ подынтегральных выражений в производных нечетного порядка члены разложения нечетных степеней x обращаются в нуль:

$$G = G(0) + \frac{G''(0)}{2!} x^2 + \frac{G''''(0)}{4!} x^4 + \dots$$

Значения $R_L(k)$, при которых удовлетворяется условие Гельмгольца, были рассчитаны методом хорд [Л. 6] на ЦВМ Минск-22. При этом для фиксированных значений $k = 0,1, 0,2 \dots 0,9$ у $R_L \equiv 0,08025 \div 0,61943$ достаточно удерживать пять десятичных знаков, чтобы коэффициент при x^2 обращался в нуль с точностью до седьмого десятичного знака. Зоны с относительным отклонением поля от поля в центре соленоида $\chi = 0,01$ и $\chi = 0,02$ для указанных значений R_L и k составляют соответственно $\chi_{0,01} \equiv 0,48 - 0,76$ и $\chi_{0,02} \equiv 0,57 - 0,81$.

Для большинства технических магнитонзмерительных устройств признается достаточной однородность поля не хуже $\pm 0,5\%$.

Зона такой однородности больше у соленоидов, удовлетворяющих условию Гельмгольца, чем у соленоидов Максвелла. Воспользовавшись найденными параметрами $R_L(k)$ как опорными, мы рассчитали на ЦВМ методом последовательных приближений значения $R_L(k)$, удовлетворяющие условиям:

$$\begin{aligned} \xi_\chi &= f_{\max}(R_L, k); \\ \chi &= \frac{G_0 - G_\xi}{G_0} = \frac{\Delta G}{G_0} < \pm 0,5\%, \end{aligned}$$

где ξ_χ — зона заданной однородности.

В табл. 1 приведены линейно интерполируемые оптимальные расчетные значения геометрических

Таблица 1

Расчетные значения x	$k=0,1, R_L=0,032$			$k=0,2, R_L=0,120$			$k=0,3, R_L=0,189$			$k=0,4, R_L=0,26$			$k=0,5, R_L=0,328$		
	$\xi_{0,01}=93\%, \xi_{0,02}=97,5\%$			$\xi_{0,01}=76\%, \xi_{0,02}=80\%$			$\xi_{0,01}=69\%, \xi_{0,02}=74\%$			$\xi_{0,01}=66\%, \xi_{0,02}=70,8\%$			$\xi_{0,01}=64\%, \xi_{0,02}=69,5\%$		
	G_x	$\Delta G_x \times 10^{-4}$	$\Delta G_x / G_{0'}$	G_x	$\Delta G_x \times 10^{-4}$	$\Delta G_x / G_{0'}$	G_x	$\Delta G_x \times 10^{-4}$	$\Delta G_x / G_{0'}$	G_x	$\Delta G_x \times 10^{-4}$	$\Delta G_x / G_{0'}$	G_x	$\Delta G_x \times 10^{-4}$	$\Delta G_x / G_{0'}$
0,000	1,9596	0	0,00	1,8882	0	0,00	1,8109	0	0,00	1,7361	0	0,00	1,6682	0	0,00
0,174	1,9598	+2	0,01	1,8887	+5	0,03	1,8119	+8	0,04	1,7372	+11	0,06	1,6695	+13	0,08
0,322	1,9605	+9	0,05	1,8899	+17	0,09	1,8137	+28	0,16	1,7393	+32	0,08	1,6718	+36	0,22
0,451	1,9617	+21	0,11	1,8911	+24	0,13	1,8149	+40	0,22	1,7399	+38	0,22	1,6717	+35	0,21
0,565	1,9634	+38	0,19	1,8912	+30	0,16	1,8133	+24	0,13	1,7353	-8	0,05	1,6645	-37	-0,22
0,668	1,9657	+61	0,31	1,8875	-0,7	-0,04	1,8033	-76	-0,42	1,7182	-179	-1,03	1,6428	-254	-1,52
0,761	1,9689	+93	0,48	1,8720	-162	-0,86	1,7723	-385	-2,13	1,6757	-604	-3,48	1,5959	-723	-4,33
0,846	1,9724	+128	0,55	1,8186	-696	-3,69	1,6923	-1186	-6,54	1,5876	-1485	-8,55	1,5115	-1567	-9,39
0,924	1,9604	+8	0,04	1,6433	-2449	-12,97	1,5157	-2952	-16,30	1,4345	-3016	-17,37	1,3831	-2851	-17,09
1,000	1,3261	-6335	-32,33	1,2084	-6798	-36,00	1,2209	-5900	-32,58	1,2210	-5151	-29,66	1,2186	-4496	-26,95

Расчетные значения x	$k=0,6, R_L=0,386$			$k=0,7, R_L=0,445$			$k=0,8, R_L=0,503$			$k=0,9, R_L=0,561$		
	$\xi_{0,01}=62,5\%, \xi_{0,02}=69\%$			$\xi_{0,01}=61,5\%, \xi_{0,02}=68,8\%$			$\xi_{0,01}=61\%, \xi_{0,02}=68,7\%$			$\xi_{0,01}=60,5\%, \xi_{0,02}=68,6\%$		
	G_x	$\Delta G_x \times 10^{-4}$	$\Delta G_x / G_{0'}$	G_x	$\Delta G_x \times 10^{-4}$	$\Delta G_x / G_{0'}$	G_x	$\Delta G_x \times 10^{-4}$	$\Delta G_x / G_{0'}$	G_x	$\Delta G_x \times 10^{-4}$	$\Delta G_x / G_{0'}$
0,000	1,6109	0	0,00	1,5626	0	0,00	1,5226	0	0,00	1,4902	0	0,00
0,174	1,6126	+17	0,11	1,5645	+19	0,12	1,5246	+20	0,13	1,4921	+19	0,13
0,322	1,6156	+47	0,29	1,5679	+53	0,34	1,5280	+54	0,36	1,4950	+48	0,32
0,451	1,6160	+51	0,32	1,5683	+57	0,36	1,5279	+53	0,35	1,4942	+40	0,27
0,565	1,6086	-23	-0,14	1,5605	-19	-0,12	1,5195	-31	-0,20	1,4850	-52	-0,35
0,668	1,5865	-244	-1,52	1,5383	-243	-1,56	1,4974	-252	-1,65	1,4631	-271	-1,82
0,761	1,5412	-697	-4,32	1,4955	-671	-4,29	1,4571	-655	-4,30	1,4253	-649	-4,35
0,846	1,4654	-1455	-9,04	1,4276	-1350	-8,64	1,3963	-1263	-8,29	1,3706	-1196	-8,03
0,924	1,3570	-2539	-15,76	1,3351	-2275	-14,56	1,3163	-2063	-13,54	1,3005	-1897	-12,72
1,000	1,2232	-3877	-24,07	1,2237	-3389	-21,69	1,2219	-3007	-19,74	1,2191	-2711	-18,19

и магнитных параметров соленоидов, по которым построены графики: $R_{Lopt}(k)$, $G_{0opt}(k)$, $\xi_{opt}(k)$, изображенные на рис. 2 (сплошные линии). На той же координатной сетке рис. 2 нанесены для сравнения значения соответствующих параметров соленоидов, удовлетворяющих условию Гельмгольца (штриховые линии), наглядно иллюстрирующие преимущества соленоидов оптимальной однородности.

На рис. 3 на одной координатной сетке изображена расчетная топография поля семейства соленоидов оптимальной однородности (сплошные линии) $R_L'(k)$ и соленоидов Максвелла $R_L(k)$ с $R_L' \approx R_L$, из которых видно, что у первых увеличение функции формы и зоны однородности в рас-

считываемом интервале значений R_L и k достигает соответственно 10 и 75%.

Посредством эллипсоидальных соленоидов с $j_s = \text{const}$ могут быть созданы поля и более высокого чем $\pm 0,5\%$ порядка однородности.

Из результатов расчета топографии осевого поля семейства соленоидов с фиксированным значением $k=0,3$ и $R_L = \text{var} \rightarrow \in 0,181 - 0,215$, в табл. 2 представлены численные значения параметров поля одного из них ($k=0,3$ и $R_L=0,208$), обладающего наибольшей однородностью поля, и соленоидов Максвелла ($j_a = \text{const}$) с теми же значениями R_L и k .

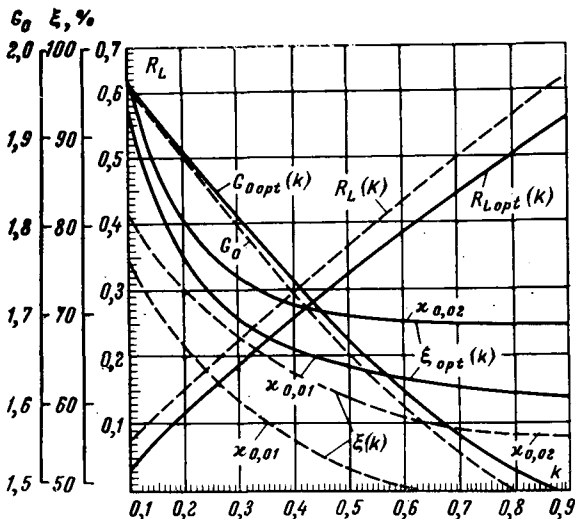


Рис. 2. Геометрические и магнитные параметры соленоидов оптимальной однородности (сплошные линии) и соленоидов, удовлетворяющих условию Гельмгольца (штриховые линии).

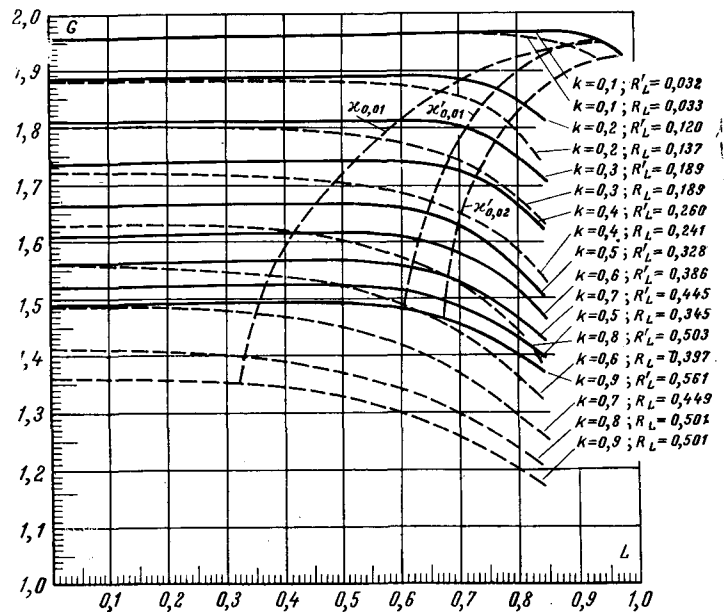


Рис. 3. Топография поля соленоидов оптимальной однородности ($j_s = \text{const}$) и соленоидов Максвелла ($j_a = \text{const}$).

Таблица 2

x	j _s =const			j _a =const		
	G _x	ΔG _x × 10 ⁻⁴	ΔG _x /G ₀ , %	G _x	ΔG _x · 10 ⁻⁴	ΔG _x /G ₀ , %
0,000	1,8086	0	0	1,8023	0	0
0,174	1,8090	-4	-0,022	1,8002	+23	+0,13
0,322	1,8095	-9	-0,049	1,7978	+45	+0,25
0,451	1,8084	+2	+0,011	1,7912	+111	+0,62
0,565	1,8026	+60	-0,332	1,7789	+234	+1,3
0,668	1,7857	+129	-0,713	1,7551	+472	+2,62

Из табл. 2 видно, что у соленоида с j_s=const значения относительных конечных разностей поля на порядок ниже, чем у равновеликого соленоида с j_a=const, а зона однородности, например, не хуже 0,13%, выше в 3 раза. При этом требования к точности поддержания R_{Lopt} достаточно просты. Так, при относительном отклонении ΔR_{Lopt}/R_{Lopt} ≤ ±2% величина зоны однородности, например, 0,13%¹ изменяется не более, чем на 5% при том же k.

При конструировании устройств для генерации однородных сильных полей в вытянутых объемах стремятся получить максимальные поле и зону однородности при минимальном весе, т. е. максимум рассеиваемой в обмотке соленоида тепловой мощности на единицу веса. Для выбора оптимальных параметров, удовлетворяющих этим требованиям, найдем соответствующий критерий.

Тепловая мощность W, рассеиваемая в элементарном контуре соленоида с j_a=const, и его вес P соответственно определяется выражениями:

$$dW = [dI]^2 dR = j^2 [d\xi]^2 \frac{2\pi\rho}{q} \frac{r(\xi)}{d\xi} = \frac{2\pi\rho j^2}{q} r(\xi) d\xi;$$

$$dP = 2\pi r(\xi) \gamma q d\xi,$$

где ρ, γ — удельное сопротивление и объемный вес материала обмотки (с учетом каналов охлаждения); qdξ — сечение элементарного контура; r(ξ) — радиус элементарного контура с координатой ξ.

Интегрируя по всей длине соленоида, получим:

$$W = \int_{-1}^{+1} dW = \frac{2\pi\rho j^2 L^2}{q} \omega(R_L, k);$$

$$P = 2\pi q \gamma L^2 \omega(R_L, k).$$

Здесь ω(R_L, k) — безразмерная функция, имеющая значение:

для цилиндрического соленоида с j_a=const

$$\omega_{\text{ц}} = \int_{-1}^{+1} R_L d\xi = 2R_L;$$

для эллипсоидального соленоида с j_a=const

$$\omega_{\text{э}} = \int_{-1}^{+1} \sqrt{R_L^2 + k^2 - k^2 \xi^2} d\xi = R_L + \frac{R_L^2 + k^2}{k} \arcsin \frac{k}{\sqrt{R_L^2 + k^2}};$$

для эллипсоидального соленоида с j_s=const

$$\omega_{\text{э}} = \int_{-1}^{+1} r(\xi) dS = \sqrt{R_L^2 + k^2} + \frac{R_L^2 + k^2}{k\xi} \arcsin \frac{k\xi}{\sqrt{R_L^2 + k^2}}.$$

Выразив максимально допустимую плотность тока через тепловую мощность W_m, подставим ее в уравнение поля (x=0):

$$H_0 = 2\pi j G_0 = \frac{2\pi G_0}{L} \sqrt{\frac{W_m q}{2\pi r \omega(R_L, k)}}.$$

Умножив обе части на ξ_x/√P, получим обобщенный показатель эффективности:

$$\eta_{\lambda} = \frac{\sqrt{2\pi G_0(R_L, k)} \xi_x(R_L, k)}{L \sqrt{\omega(R_L, k)}} \sqrt{\frac{W_m q}{\rho P}},$$

зависящий от величины зоны однородности поля, тепловой мощности и веса соленоида.

Примем в качестве критерия эффективности K_{эфф} отношение показателей η_λ эллипсоидального и цилиндрического соленоидов с равными R_L, L, q, ρ, γ и рассмотрим его для двух случаев:

$$\frac{W_m}{P} = \text{const}, k = \text{var}, R_L(k) = \text{var};$$

$$W_m = \text{const}, k = \text{var}, R_L(k) = \text{var}.$$

Первый случай интересен для переносных намагничивающих устройств, второй — для стационарных.

$$K_{\text{эфф}} / W/P = \text{const} = \frac{G_{0\text{э}} \xi_{\lambda\text{э}}}{G_{0\text{ц}} \xi_{\lambda\text{ц}}} \sqrt{\frac{\omega_{\text{ц}}}{\omega_{\text{э}}}}.$$

На рис. 4 представлены графики K_{эфф}(k) для соленоидов с j_a=const и j_s=const, построенные по результатам расчета на ЦВМ, из которых следует, что эффективность эллипсоидальных соленоидов с j_s=const выше, чем у цилиндрических, начиная с k>0,2 и достигает максимума 191% при k=0,8. Эффективность же соленоидов с j_a=const при тех же R_L и k выше, чем у цилиндрических, начиная с k=0,28 и достигает максимума всего 106% при k=0,5.

В интервале k ∈ 0,2—0,8 можно дополнительно ограничить уменьшение разности магнитных потенциалов относительно точки ее максимума k=0,2, что имеет смысл при намагничивании длинных

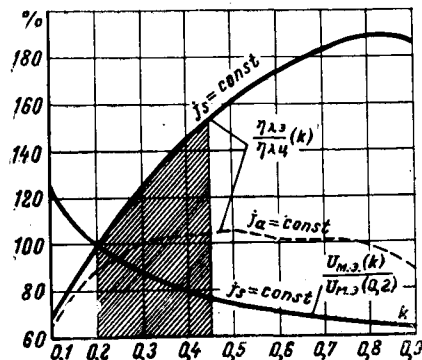


Рис. 4. К определению эффективности соленоидов при W/P=const.

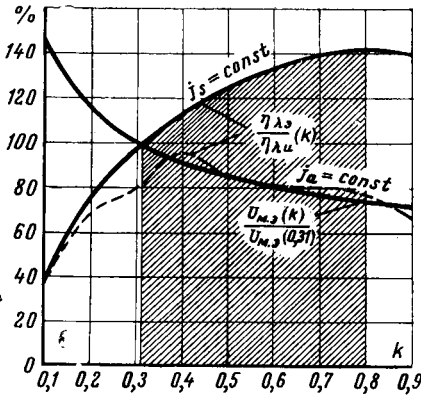


Рис. 5. К определению эффективности соленоидов при $W = \text{const}$.

ленточных образцов в пермеатрах типа Сименс — Гальске [Л. 7]. Так, установив, что

$$2\pi j_s G_{03} \xi_{\chi_3} = U_{m,з} \leq 0,75 U_{m,з} / k_{=0,2},$$

получим область рациональных параметров $k \in 0,2 \div 0,45$, заштрихованную на рис. 4.

По результатам аналогичных расчетов для второго случая $W_m = \text{const}$, когда

$$K_{\text{эфф}} / W = \text{const} = \frac{G_{03} \xi_{\chi_3} \omega_{\Pi}}{G_{0\Pi} \xi_{\chi\Pi} \omega_{\Phi}},$$

построены графики, приведенные на рис. 5, из которых следует, что область рациональных параметров $k \in 0,32 - 0,8$, а соленоиды Максвелла не имеют преимуществ перед цилиндрическими.

Для полученных интервалов рациональных параметров можно найти приближенные выражения для $G_{0opt}(k)$, $\xi_{opt}(k)$, $R_{Lopt}(k)$. Так, в интервале $k \in 0,2 - 0,45$, разлагая числитель подынтегральной функции G в ряд Маклорена по четным степеням ξ , получим равномерно сходящийся ряд из табличных интегралов вида:

$$G = \sum_{m=0}^m c_m \int_{-1}^{+1} \frac{\xi^{2m}}{[a\xi^2 + b\xi + c]^{3/2}} d\xi.$$

Четыре точных десятичных знака обеспечиваются удержанием трех членов разложения. После преобразований получим:

$$G_0 = \frac{2}{\sqrt{1 + R_L^2}} + \frac{k^2}{\epsilon^2 \sqrt{1 + R_L^2}} \times$$

$$\times \left[1 + \epsilon^2 - \frac{k^6}{8} \left(\frac{1}{R_L^2 + k^2} + \frac{3}{\epsilon^2} \right) \right] + \frac{k^2}{2\epsilon^3} \left(1 + \epsilon^2 - \frac{3k^6}{8\epsilon^2} \right) \ln \frac{\sqrt{1 + R_L^2} - \epsilon}{\sqrt{1 + R_L^2} + \epsilon}.$$

По табличным данным зависимость $k(R_L)$ может быть аппроксимирована методом наименьших квадратов:

$$k = -0,007 R_L^2 + 1,566 R_L + 0,001,$$

а зависимость зоны однородности ξ_{χ} от k — интерполяционным полиномом по формуле Ньютона для равноотстоящих узлов:

$$\xi_{\chi=0,01} = -5k^3 + 6,5k^2 - 3k + 1,14.$$

Полученные соотношения хорошо подтверждены экспериментом и использованы в новой конструкции намагничивающего устройства осциллографического феррометра [Л. 6].

Выводы. 1. При определенных соотношениях между радиусом рабочего отверстия и коэффициентом сжатия эллипсоидального соленоида с постоянной плотностью ампер-витков по образующей в нем создается магнитное поле существенно большей величины и однородности, чем в геометрически эквивалентном эллипсоидальном соленоиде с постоянной аксиальной плотностью ампер-витков (соленоид Максвелла).

2. Предложенная методика расчета позволяет определять интервалы геометрических параметров эллипсоидальных соленоидов, при которых они наиболее эффективны для некоторых магнитоизмерительных устройств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чечерников В. И. Магнитные измерения. Изд. МГУ, 1963. 294 с.
2. Могилевский В. М. Малогабаритное намагничивающее устройство для создания однородного переменного магнитного поля. — «ПТЭ». 1968, № 5, с. 196—199.
3. Bitter F. Water Cooled Magnets. — «Rev. Scient. Instr.», 33, 1962, № 3, 721—723.
4. Могилевский В. М. Графо-аналитический расчет эллипсоидальных соленоидов. — «Физико-технические проблемы разработки полезных ископаемых». СО АН СССР, 1966, № 4, с. 94—99.
5. Демидович Б. П., Мирон Н. А. Основы вычислительной математики. М., «Наука», 1970, 219 с.
6. Mogilevsky V. M. Ferrometer for oscillographic measurement of magnetic characteristics. Pat. USA. № 3500180, GOI r, 33/12. 170.

[28.2.1973]



Давление, создаваемое электрической дугой при вхождении в узкие изоляционные щели

Доктор техн. наук, проф. О. Б. БРОН, инж. Б. А. ЛЯРСКИЙ

Ленинград

Введение. На движение электрической дуги оказывают существенное влияние силы аэродинамического сопротивления. Характерным здесь является повышенное давление перед дугой. Это обстоятельство сказывается на многих процессах, происходя-

щих в дугогасительных устройствах и особенно при движении дуги в изоляционных щелях. Исследованию давления, создаваемого дугой в щелях постоянного сечения, посвящены работы [Л. 1—3]. Однако в современных аппаратах дуга возникает в рас-

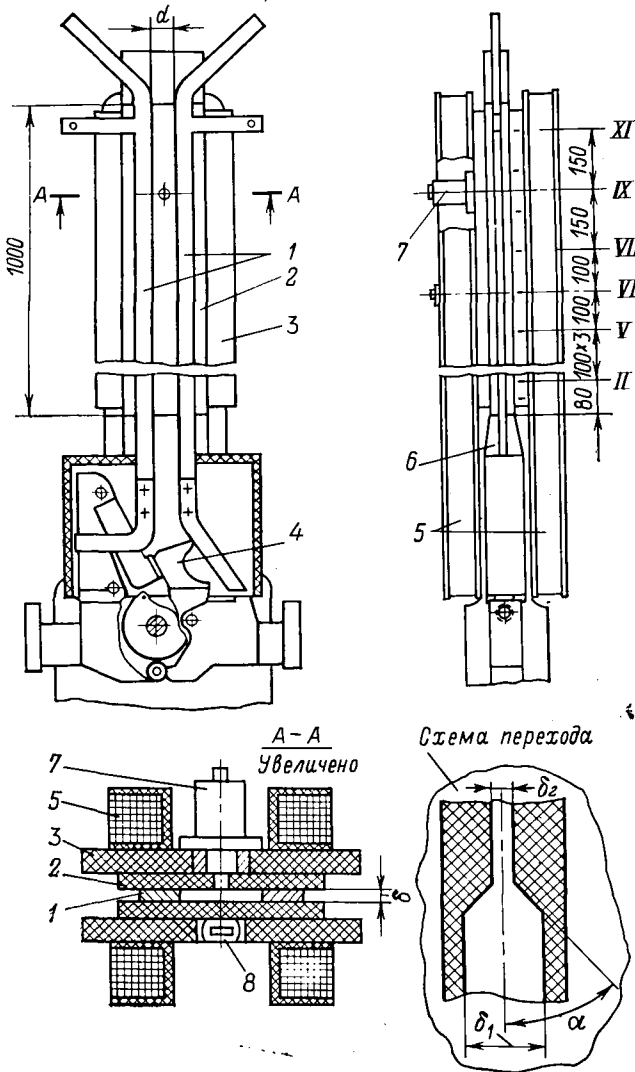


Рис. 1. Установка для исследований давлений, возникающих при движении дуги в изоляционных щелях.

1 — электроды; 2 — асбестоцементные стенки; 3 — гетинаксовые доски; 4 — контакты выключателя; 5 — катушки внешнего магнитного поля; 6 — переход от выключателя к щели; 7 — датчики давления; 8 — магнитные зонды.

ширенной области и потом должна войти в узкие щели. В ряде случаев здесь происходит ее задержка или даже остановка, что ведет к аварии.

Настоящая работа посвящена исследованию тех давлений, которые возникают при переходе дуги из широкого пространства в узкую щель и при ее дальнейшем движении.

Методика исследований. Установка для указанных выше исследований (рис. 1) состоит из параллельных медных электродов 1 сечением 5×20 мм, помещенных между двумя асбестоцементными стенками 2, создающими узкую продольную щель δ , в которой и двигалась дуга. Щель эта может иметь постоянное сечение или состоять из широкой и узкой части с переходами различной формы. Крепление электродов 1 и стенок 2 осуществлялось с помощью двух гетинаксовых досок 3. Дуга, возникающая при размыкании контактов 4 выключателя, двигалась под действием внешнего магнитного поля катушек 5 по электродам 1 и, пройдя вдоль них, гасла вследствие растяжения на отогну-

тых их верхних концах. Камера выключателя соединялась с изоляционной щелью плавным переходом 6. Влияние собственного магнитного поля электродов на процесс движения дуги было устранено тем, что подвод тока к каждому из этих электродов был осуществлен с двух концов (сверху и снизу).

Измерение давления производилось с помощью емкостных датчиков 7, расположенных в разных точках на пути движения дуги. Во избежание тепловых деформаций мембрана датчика была сделана из стали «Инвар». Схема измерения давления описана в [Л. 1].

Вдоль проходимогo дугою пути были установлены магнитные зонды 8, расположенные в пазах I—XI доски 3. При прохождении дуги мимо зондов в них возникала э. д. с., которая фиксировалась с помощью осциллографа. По осциллограммам определялись значения тока I , избыточного давления p и средней скорости v дуги.

Исследования проводились при постоянном токе и напряжении 400 в.

Результаты наблюдения. *Явления при вхождении дуги в узкие щели.* На основании осциллограмм строились диаграммы давления и скорости дуги при ее переходе из широкой щели δ_1 в узкую δ_2 . Одна из таких диаграмм, относящаяся к щелям, имевшим асбестоцементные стенки, приведена на рис. 2.

Вдоль всего пути дуги расположены три датчика давлений D_1 , D_2 и D_3 . Датчик D_1 регистрировал давление в широкой щели; датчик D_2 был распо-

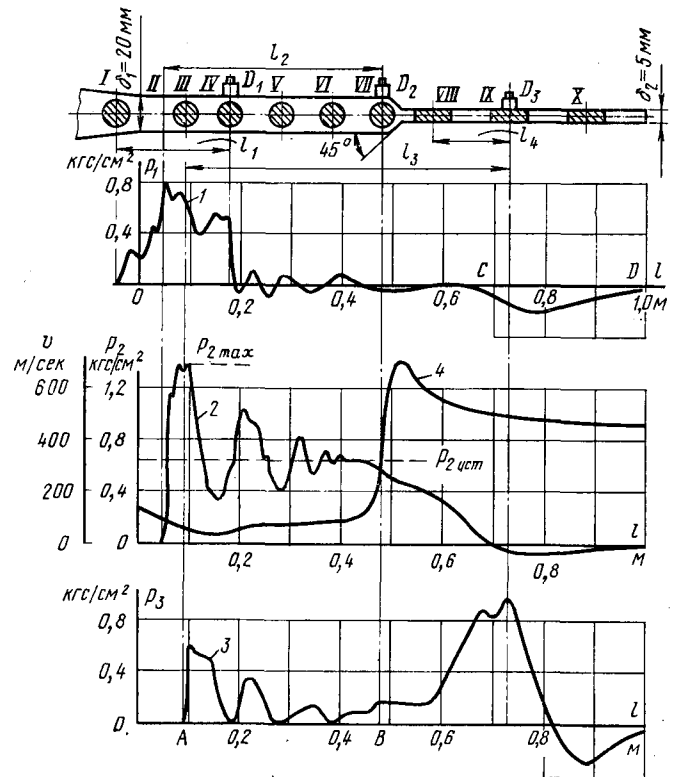


Рис. 2. Давление и скорость дуги при переходе из широкой щели в узкую.

$I=8400$ а; $B=0,16$ тл; $\alpha=45^\circ$; $\delta_1=20$ мм; $\delta_2=5$ мм.
1 — давление p_1 в широкой щели; 2 — давление p_2 в месте перехода; 3 — давление p_3 в узкой щели; 4 — скорость дуги; D_1 , D_2 , D_3 — датчики давления.

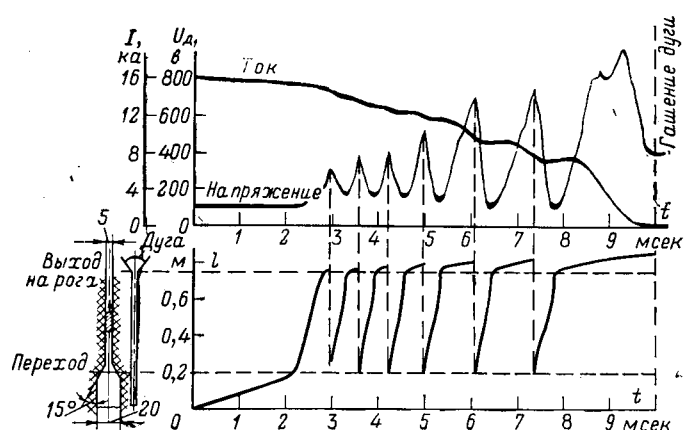


Рис. 3. Повторные зажигания дуги. Осциллограммы тока I , напряжения U и пути l , пройденного дугой ($B=0,15 \text{ тл}$).

ложен в месте перехода из широкой щели в узкую; датчик D_3 отмечал давление в узкой щели. Соответствующие кривые на рис. 2 отмечены цифрами 1, 2 и 3. Здесь по одной оси отложены давления P_1 , P_2 и P_3 , а по другой путь l , пройденный дугой. На этом же рисунке показана схема перехода и последовательные положения дуги в процессе ее движения. Они отмечены цифрами I—X.

Рассмотрение полученных кривых позволяет отметить следующее. Датчик D_1 (кривая 1) начинает регистрировать давление, когда дуга находится еще в положении I, на расстоянии $l_1=250 \text{ мм}$ от датчика. Далее в связи с движением дуги давление p_1 быстро нарастает, достигая максимума $0,8 \text{ кгс/см}^2$, а потом начинает снижаться и после прохождения дуги мимо датчика (положение IV) резко падает до малой величины. Это свидетельствует о том, что перед дугой, находящейся в широкой щели, распространяется область повышенного давления.

Датчик D_2 (кривая 2) начинает фиксировать давление p_2 тогда, когда дуга находится в положении II на расстоянии $l_2=450 \text{ мм}$ от него. Это давление резко возрастает, достигая значения $1,4 \text{ кгс/см}^2$, а потом испытывает несколько спадов и подъемов, затухающих по мере приближения дуги к датчику D_2 (положение VII). Это свидетельствует о том, что волна давления, идущая впереди дуги, отражается от места перехода и совершает несколько последовательных пробегов от места перехода до движущейся ей навстречу дуги и обратно. Сокращается расстояние между дугой и датчиком, уменьшается и время между подъемами и спадами давления. Отраженная волна накладывается на падающую. Этим обусловлено то, что максимальное значение давления p_2 превосходит p_1 .

Датчик D_3 (кривая 3) начинает фиксировать давление p_3 , когда дуга отстоит от него на расстоянии $l_3=650 \text{ мм}$ (положение III). Давление в узкой щели резко возрастает, достигая значения $0,6 \text{ кгс/см}^2$ значительно меньшего, чем это имело место в широкой щели у места перехода. Затем на участке AB, пока дуга еще находится в широкой щели, давление, отмеченное датчиком D_3 , совершает затухающие колебания. Их число и общий характер повторяют изменения давления у места

перехода с той, однако, разницей, что здесь давление достигает нулевого значения, тогда как на кривой 2 эти колебания происходят относительно того значения $p_{\text{уст}}=0,65 \text{ кгс/см}^2$, которое устанавливается перед входением дуги в узкую щель. Далее, когда дуга уже вошла в узкую щель и находится в положении VIII на расстоянии $l_4=150 \text{ мм}$ от датчика D_3 , начинается новый подъем давления. Оно достигает наибольшего значения в момент прохождения дуги мимо датчика (положение IX), а потом падает до нуля. Когда дуга приближается к выходу из щели (положение X), давление приобретает отрицательное значение. Это связано с возникновением разрежения за дугой, быстро движущейся в узкой щели.

Кривая 4 на рис. 2 характеризует изменение скорости дуги при ее движении. Среднее значение этой скорости в широкой щели было около 75 м/сек . Однако в некоторые моменты времени, когда дуга встречалась с волной, отраженной от места перехода, ее скорость снижалась. В частности, при подходе дуги к датчику D_1 , дуга встретила с первой отраженной волной; ее скорость стала 30 м/сек .

При переходе в узкую щель наблюдалось резкое увеличение скорости до 700 м/сек . Повышенная скорость дуги при ее переходе в узкую щель вызывала засасывание газа из широкой щели. Это вызывало появление волны разрежения в широкой щели, что и было отмечено датчиком D_1 на участке СД. Разрежение достигло $p=-0,22 \text{ кгс/см}^2$. Понижение давления в широкой щели имеет существенное значение, так как снижает электрическую прочность газа и способствует возникновению повторных зажиганий дуги. Это явление иллюстрируется рис. 3. Здесь приведены осциллограммы тока и напряжения при движении дуги сначала в широкой, а потом в узкой щели и, наконец, по расположенным над ними рогам. При-

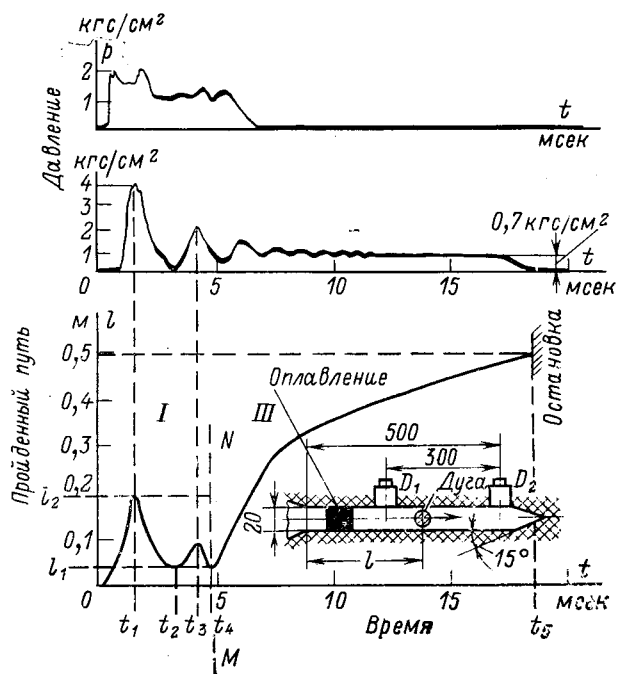


Рис. 4. Осциллограммы давлений падающей p_1 , отраженной p_2 волны и пути l , пройденного дугой ($I=15000 \text{ а}$; $U=114 \text{ в}$; $B=0,15 \text{ тл}$).

ведена и диаграмма, характеризующая движение дуги $l=f(t)$.

Как можно видеть, дуга, выбегая на рога, гасла, а в месте перехода из широкой щели в узкую возникала новая дуга и этот процесс в описываемом случае повторялся 7 раз.

Задержка дуги отраженными волнами давления. При наблюдениях в ряде случаев отраженные волны давления не только снижали скорость дуги, но даже останавливали ее, а иногда и заставляли двигаться в обратном направлении. Задержка в движении дуги проявляется тем сильнее, чем больше давление отраженных волн. Наибольшего значения при прочих равных условиях это давление достигает при полностью закрытом конце широкой части щели, т. е. $\delta_2=0$ (рис. 4). На этом рисунке приведены осциллограммы давлений p_1 и p_2 , зарегистрированных датчиками D_1 и D_2 , и диаграмма пути, пройденного дугой $l=f(t)$. Она построена по отметкам зондов, расположенных вдоль всего пути движения дуги.

Как можно видеть из рис. 4, в промежутках времени $0-t_1$; t_2-t_3 и t_4-t_5 дуга двигалась вперед. В моменты времени t_1, t_2, t_3, t_4 и t_5 она останавливалась, а в промежутки t_1-t_2 и t_3-t_4 двигалась назад. Моментам остановки дуги t_1 и t_3 соответствуют максимумы на осциллограмме для p_2 .

В диаграмме движения дуги различаются две характерные области I и II. Их границей является прямая MN. В области I, слева от этой границы, движение дуги происходит то вперед, то назад. В области II, справа от прямой MN, дуга движется только вперед и останавливается, дойдя до закрытого конца щели. Дуга начинает безостановочно двигаться вперед, когда отраженные волны давления p_2 затухнут настолько, что не смогут задерживать ее движение под действием внешнего магнитного поля. Дуга движется то вперед, то назад на участке между l_1 и l_2 , далеко отстоящем от закрытого конца щели. На этом участке, отмеченном на рис. 4, наблюдается оплавление стенок щели. Длина участка l_2-l_1 и протяженность области I сокращается с увеличением сил, движущих дугу.

Описанные явления имеют место и при наличии перехода из широкой щели в узкую ($\delta_2 \neq 0$). Однако они становятся все менее выраженными при увеличении отношения δ_2/δ_1 и совсем пропадают, когда это отношение становится равным единице.

Влияние величины тока и магнитной индукции. Для выяснения влияния величины тока I и магнитной индукции B были проведены опыты, аналогичные описанным выше, но с изменяющимися значениями I от 4 до 16 ка и B от 0,04 до 0,16 тл.

Рассмотрение полученных результатов позволило установить, что с увеличением I и B растет скорость дуги v как в широкой, так и в узкой щели, увеличивается и давление перед дугой, возрастает амплитуда отраженных волн, а место встречи дуги с первой отраженной волной перемещается в сторону перехода.

Количественная зависимость давления в месте перехода дуги из широкой щели в узкую от величины движущей силы $F=IB$, приходящейся на единицу длины дуги, представлена в виде кривых на рис. 5. Здесь кривые 1-4 относятся к максималь-

ному значению давления p_{2max} , а кривая 5 к тому давлению, которое устанавливается непосредственно перед вхождением дуги в узкую щель $p_{2уст}$. Из этих кривых видно, что с увеличением движущей силы IB растут и оба указанные выше давления. При этом, несмотря на изменение тока в пределах от 4 до 16 ка, все точки легли на одну кривую 5. Это значит, что критерием, определяющим давление в момент перехода, является не ток I и не магнитная индукция B , а их произведение IB , т. е. движущая сила F .

Иначе обстоит дело с максимальным давлением p_{2max} . Здесь точки не легли на одну кривую. Это произошло потому, что с ростом тока меняется диаметр дуги и условия ее движения в широкой щели $\delta_1=20$ мм.

По мере роста диаметра дуги и приближения его величины к ширине щели δ_1 , сильнее начинает сказываться поршневой эффект. Именно по этой причине давление p_{2max} не пропорционально увеличению тока, а растет быстрее. Кривые 1-4 (рис. 5) получены для одного и того же интервала по току $\Delta I=4$ ка. Однако разность давлений между ними Δp_{2max} не одинакова. Между кривыми 1 и 2 она в 6 раз больше, чем между кривыми 3 и 4.

Влияние формы перехода. Для выяснения влияния формы перехода из широкой щели в узкую были проведены специальные исследования. Измерения проводились в следующих условиях: резкий переход из широкой щели в узкую ($\alpha=90^\circ$), переход с углом $\alpha=45^\circ$, плавный переход с $\alpha=15^\circ$, щель постоянного сечения ($\alpha=0, \delta=20$ мм и $\alpha=0,$

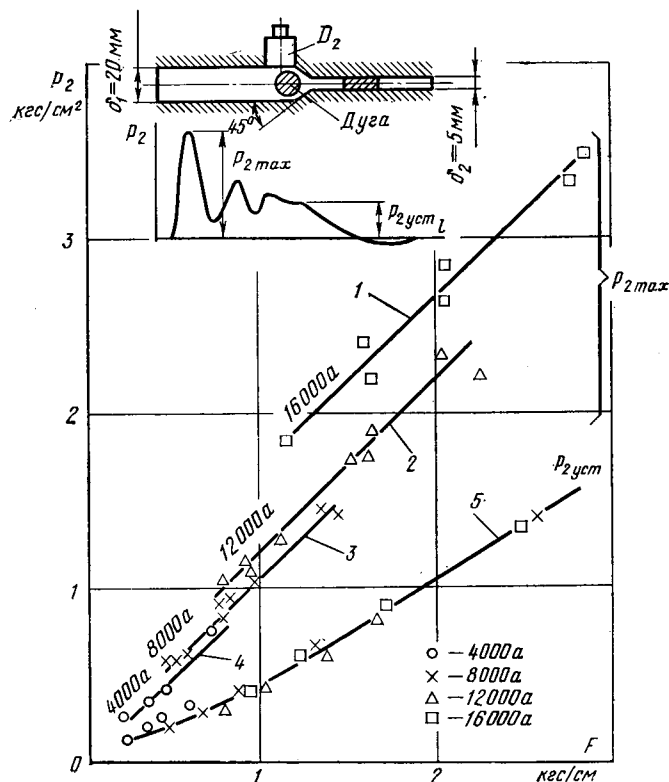


Рис. 5. Зависимость давления p_2 в месте перехода дуги из широкой щели в узкую от величины движущей силы $F=IB$ при различных значениях тока I ($\alpha=45^\circ, \delta_1=20$ мм; $\delta_2=5$ мм). 1-4 — максимальное давление p_{2max} ; 5 — установившееся давление перед вхождением дуги в узкую щель $p_{2уст}$.

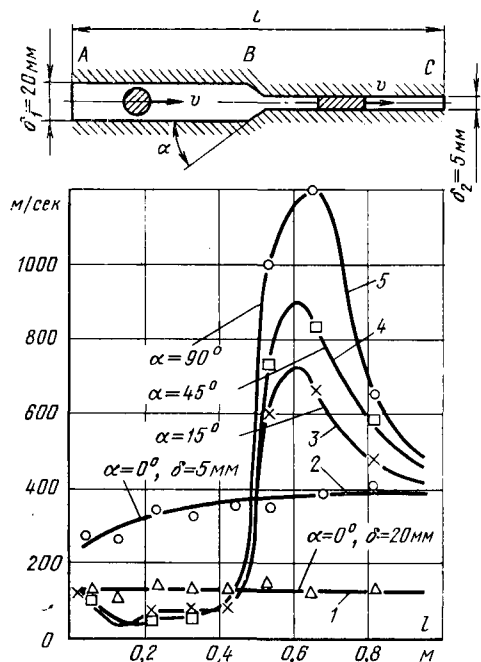


Рис. 6. Скорость дуги в месте перехода при различной его форме ($I=8000$ а; $B=0,16$ тл).

1 — широкая щель постоянного сечения ($\alpha=0$; $\delta=20$ мм); 2 — узкая щель постоянного сечения ($\alpha=0$; $\delta=5$ мм); 3—5 — переход от широкой к узкой щели соответственно с углом $\alpha=15^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ при $\delta_1=20$ мм, $\delta_2=5$ мм.

$\delta=5$ мм). Полученные при этом кривые, характеризующие величину и форму изменения давлений p_1 и p_2 в щелях с переходом, мало отличаются от изображенных на рис. 2. Иначе обстоит дело со скоростью. Ее изменение для различных форм перехода характеризуют кривые на рис. 6. В узкой щели постоянного сечения (кривая 2) скорость дуги больше, чем в широкой щели (кривая 1). Наличие перехода, как можно видеть по кривым 3—5, привело к увеличению скорости дуги в узкой щели (участок BC) и уменьшению в широкой (участок AB) по сравнению с тем, что имеет место в соответствующих щелях постоянного сечения.

Влияние формы перехода мало сказалось на величине скорости в широкой щели и сильно повлияло на ее изменение в узкой. Здесь скорость была 700 м/сек при $\alpha=15^\circ$ (кривая 3) и 1200 м/сек — при $\alpha=90^\circ$ (кривая 4).

Явления у выхода из узкой щели. При движении дуги со скоростью ниже звуковой наблюдается отражение волны от места выхода из узкой щели. Это связано с наличием резкого аэродинамического перехода и находится в согласии с теорией распространения звуковых волн в каналах переменного поперечного сечения [Л. 4]. При исследованиях наблюдались такие отраженные волны (это были волны разрежения). Они накладывались на основную ударную волну перед движущейся дугой и снижали создаваемое ею давление.

Одна из полученных осциллограмм, иллюстрирующих это явление, приведена на рис. 5. Снижение давления имело место между моментами времени А и В.

Общая картина явлений. На основании проведенных исследований можно следующим образом

описать картину явлений, происходящих при переходе дуги из широких щелей в узкие.

Перед дугой со звуковой скоростью распространяется волна повышенного давления p_1 . Достигнув места перехода, она порождает две новые волны: отраженную p'_2 и прошедшую в узкую щель p_3 .

Отраженная волна накладывается на падающую, движется навстречу дуге и создает передней давление $p_2=p_1+p'_2$, превосходящее первоначально существовавшее.

Возникновение отраженной волны давления обусловлено изменением акустического сопротивления щели в месте перехода. Если через z_1 и z_2 обозначить акустические сопротивления соответственно широкой и узкой части щели, то по [Л. 4] давления p_1 и p_2 должны быть связаны соотношением:

$$p_2 = \frac{2z_2}{z_1 + z_2} p_1. \quad (1)$$

Акустические сопротивления z_1 и z_2 обратно пропорциональны ширине щелей $z_1 \propto \frac{1}{\delta_1}$; $z_2 \propto \frac{1}{\delta_2}$. Поэтому (1) может быть заменено таким выражением:

$$p_2 = \frac{2\delta_1}{\delta_1 + \delta_2} p_1. \quad (2)$$

Так как $\delta_1 > \delta_2$, то отраженная волна p_2 больше падающей. Следует отметить, количественное совпадение величин, рассчитанных по (2), с приведенными на рис. 3. Так, при давлении падающей волны $p=0,8$ кг/см², $\delta_1=20$ мм и $\delta_2=5$ мм, получаем $p_2 \approx 1,3$ кг/см², а по результатам измерений $p_2=1,4$ кг/см².

Однако хорошее совпадение приведенных расчетов и опытов имеет место только при скорости дуги, значительно меньшей звуковой. По мере при-

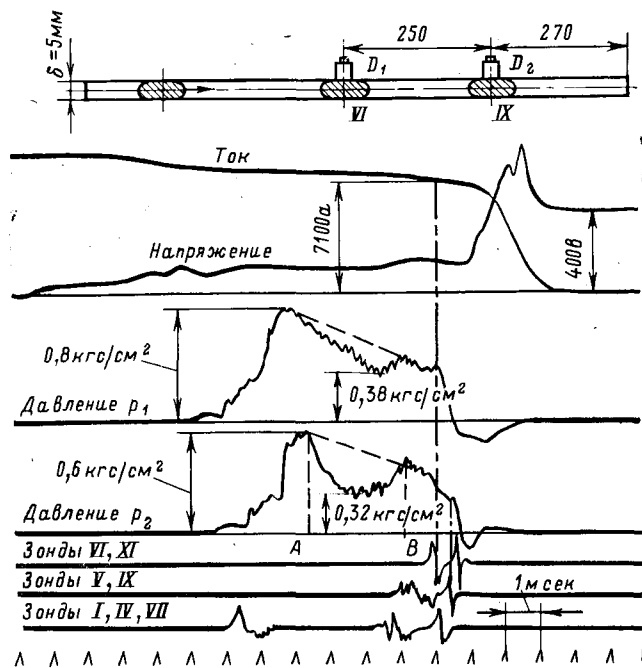


Рис. 7. Осциллограмма тока и давления при движении дуги с дозвуковой скоростью в узкой щели ($\delta=5$ мм; $I=7100$ а; $B=0,05$ тл). Спад давления от отраженной волны на участке АВ.

ближения к скорости звука отступления от акустических явлений становятся все более значительными, уступая место процессам истечения газа, распространения и деформации ударных волн.

Встреча дуги с отраженной волной может уменьшить скорость, остановить дугу и даже вызвать ее обратное движение. Задержка в движении дуги происходит не только в месте перехода из-за деформации столба дуги, как это отмечалось ранее в [Л. 5], но и на некотором расстоянии от этого перехода в результате тормозящего действия отраженных волн. Пришедшая к дуге волна частично поглощается плазмой, частично проходит через нее, частично вновь отражается, однако уже с меньшей амплитудой. Эта отраженная волна распространяется в сторону перехода, опережая дугу. Описываемый процесс повторяется, затухая до тех пор, пока дуга не подойдет к месту перехода. Здесь происходит задержка, связанная с деформацией столба дуги.

Критерием, определяющим давление в месте перехода, является величина движущей силы IV , приходящейся на единицу длины дуги. Давление растет с увеличением этой силы. Переход дуги из широкой щели в узкую сопровождается увеличением ее скорости, которая может даже превзойти звуковую. Происходит это в результате уменьшения лобового сопротивления и сопровождается появлением волн разрежения. Выход дуги из узкой щели в свободное пространство также сопровождается появлением волн пониженного давления, которые распространяются в направлении, обратном движению дуги. Это обусловлено резким изменением акустических сопротивлений в месте перехода. Связь между давлением p_1 падающей p'_2 отраженной волны определяется выражением [Л. 6]:

$$p'_2 = \frac{z_2 - z_1}{z_2 + z_1} p_1. \quad (3)$$

◇ ◇ ◇

Для свободного пространства акустическое сопротивление z_2 значительно меньше, чем для узкой щели z_1 . Поэтому $p'_2 < 0$ и в рассматриваемом переходе возникает волна разрежения. По этой же причине в соответствии с (1) сумма давлений падающей и отраженной волн $p_2 = p_1 + p'_2$ оказывается меньше, чем p_1 (рис. 7).

Понижение давления вызывает уменьшение электрической прочности воздуха, что в ряде случаев приводит к возникновению повторных зажигания дуги. Дуга, возникшая повторно, движется с большей скоростью, чем первоначальная. Это, видимо, обусловлено остаточной ионизацией и измененным состоянием газовой среды в щели.

Оказалось, что изменение угла α в месте перехода от 15 до 90 °С, мало влияет на величину отраженных волн, но сильно сказывается на величине скорости дуги, вошедшей в узкую щель. Эта скорость растет с увеличением угла α .

Выводы настоящей работы относятся в основном к движению дуги с дозвуковыми скоростями и той их области, которая допускает так называемое акустическое приближение в рассмотрении распространения ударных волн.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брон О. Б., Лярский Б. А. Аэродинамическое давление перед электрической дугой в продольных изоляционных щелях. — «Электротехническая промышленность», 1972, № 10(18) — 11(19).
2. Schutte H. Über den Einfluß von Stromungsvorgängen auf die Lichtbogenwanderung in engen Spalten. — «ETZ — A», H. 1, 1962.
3. Amft D. Spannungsgradient und Druck des Lichtbogens in engen Isolierstoffspalten. — «Elektrie», H. 8, 1966.
4. Честер У. Распространение ударных волн в каналах переменного поперечного сечения. — В кн.: Проблемы механики. М., Изд-во иностр. лит., 1963, с. 100—127.
5. Брон О. Б. Электрическая дуга в аппаратах управления. М., Госэнергоиздат, 1954.
6. Релей Д. В. Теория звука. М.—Л., ОГИЗ, т. II, 1944. [11.4.1973]

УДК 621.315.61:533.3

Течение незаряженной диэлектрической жидкости в поперечном электрическом поле¹

Доктор техн. наук Е. И. ЯНТОВСКИЙ

Москва

Течение жидкостей и газов, несущих свободные электрические заряды, в электрическом поле, где изучаемые эффекты обусловлены действием кулоновской силы, составляет предмет электрогидродинамики [Л. 1—3].

В случае, когда свободных зарядов нет, но имеется неоднородная электрическая поляризация, на текущую среду действует составляющая ponderomotorной силы $\frac{1}{2}E^2\nabla\epsilon$ [Л. 4], также способная сильно влиять на течение. Эти явления можно условно назвать «поляризационной» электрогидродинамикой (ПЭГД). Простейшие примеры подъе-

ма жидкого диэлектрика между пластинами конденсатора рассмотрены в [Л. 4], а задачи о втягивании диэлектрика в конденсатор — в [Л. 5].

Практическое значение ПЭГД пока невелико, так как для ее проявления необходимо очень сильное электрическое поле, которое может выдержать только электрически прочная жидкость типа очищенного трансформаторного масла. В последнее время появились практические задачи создания гиперпроводящих или сверхпроводящих кабелей высокого напряжения, где сильное поле должно действовать на прочие жидкие диэлектрики — гелий, водород, азот, аргон [Л. 6 и 7]. Известны также проекты совмещенных линий передачи электроэнергии и сжиженного природного газа, который

¹ Статья написана по инициативе Д. В. Разевига.

Таблица 1

Диэлектрик	Молекулярный вес	Пробивная напряженность между плоскими электродами $E_{пр}$, в/м	Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ/ϵ_0	Электропроводность σ , 1/ом·м	Плотность ρ , кг/м ³	Вязкость η , н·сек/м ²	Теплопроводность λ , вт/м·К	Теплоемкость c , дж/кг·К	Температура плавления $T_{пл}$, К	Температура кипения при 1 атм $T_{кип}$, К	Характеристическая скорость в поле $E_{пр}$ v_d , м/сек
Трансформаторное масло	330	10^8	2,3	10^{-12} — 10^{-13}	860	10^{-3} — 10^{-2}	0,1	1 300	233 (за-стыва-ние)	408 (вспы-шка)	11,3
Азот	28	$1 \cdot 10^8$ при $\delta=0,15$ мм (стальные электроды) $2,26 \cdot 10^8$ (платина)	1,467 при 63 К 1,421 при 77 К	10^{-16} — 10^{-17}	810	$(5-6) \cdot 10^{-4}$	—	2 200	63	77	16
Аргон	40	$(1-1,8) \cdot 10^8$	1,50 при 87 К	10^{-15} — 10^{-16}	1 400	$(2-3) \cdot 10^{-4}$	0,1—0,15	—	85	87,3	5,6
Гелий	4	$0,7 \cdot 10^8$ при $\delta=0,25$ мм (стальные электроды)	1,056 при 2,2 К 1,048 при 4,2 К	10^{-16} — 10^{-17}	125	$(3-3,5) \cdot 10^{-6}$	0,1—0,15	$(3-4) \times 10^3$	—	4,2	4,5
Водород	2	$(0,4-1) \cdot 10^8$	1,25 при 14 К	10^{-16} — 10^{-17}	71	$(1-2) \cdot 10^{-6}$	0,08—0,1	$(6-10) \times 10^3$	14	20,3	17

служит изолятором и находится в сильном поле [Л. 7]. При уменьшении поляризации в упомянутых жидкостях из-за роста температуры или испарения пондеромоторная сила $\frac{E^2}{2} \nabla \epsilon$ может вызывать течение с существенной скоростью.

В табл. 1 приведены литературные данные о физических свойствах некоторых жидких диэлектриков [Л. 9.—13], их электрической прочности [Л. 8 и 11] и о мере проявления ПЭГД — характеристической скорости $v_d = E_{пр} \sqrt{\frac{\epsilon - \epsilon_0}{\rho}}$, полученной путем приравнивания кинетической энергии $\rho \frac{v^2}{2}$

и максимальной энергии поля в веществе $\frac{1}{2}(\epsilon - \epsilon_0) E_{пр}^2$. Как видно из табл. 1, при полях, близких к пробивным, возможны течения со скоростью порядка 10 м/сек. В умеренных полях $E \approx 10^7$ в/м характеристическая скорость составляет около 1 м/сек. При слабом поле обнаружено [Л. 14] повышение значения ϵ/ϵ_0 до 1300 в растворе монодисперсных фракций дезоксирибонуклеиновой кислоты (ДНК) с длиной макроионов 7400 Å при концентрации ДНК 0,01%, что авторы [Л. 14] подтвердили с помощью теоретического расчета. Реализация $\epsilon/\epsilon_0 = 10^3$ в электрически прочной жидкости при поле 10^7 в/м позволит резко усилить эффекты ПЭГД, так как характеристическая скорость возрастет до 30 м/сек, а электрическое давление $\frac{1}{2}(\epsilon - \epsilon_0) E^2$ до 10 атм.

Типичным проявлением ПЭГД является опыт Поля [Л. 15], который располагал точечный электрод с потенциалом 100 кВ около поверхности поляризуемой жидкости и наблюдал выброс жид-

кости в воздух на высоту до 1,2 м. Коэффициент полезного действия подобного насоса Поль оценил в 25%.

Сравнивая величину v_d с аналогичной характеристической скоростью тепловой гравитационной конвекции, получаем:

$$\frac{v_d}{v_{конв}} = E \sqrt{\frac{\epsilon - \epsilon_0}{2g\rho\beta\Delta T l}}, \quad (1)$$

где ρ — коэффициент объемного расширения; ΔT — разность температуры; l — размер канала. Как правило $\frac{v_d}{v_{конв}} \gg 1$.

По характеристической скорости можно определить число Рейнольдса, показывающее отношение электрических сил к вязким:

$$Re = \frac{v_d \delta \rho}{\eta} = \frac{U \sqrt{\rho(\epsilon - \epsilon_0)}}{\eta}.$$

Оно зависит от величины напряжения $U = E\delta$, приложенного к стенкам канала.

Исходные уравнения ПЭГД, описывающие течение абсолютно непроводящей, немагнитной, незаряженной и несжимаемой жидкости таковы [Л. 16]:

уравнение неразрывности

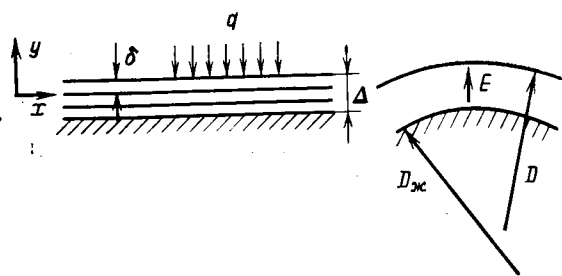
$$\operatorname{div} \vec{v} = 0; \quad (2)$$

уравнение импульсов

$$\rho \frac{d\vec{v}}{dt} = \frac{\partial \tau_{ij}}{\partial x_j} + \rho \vec{F} - \frac{E^2}{2} \nabla \epsilon + \nabla \left(\frac{E^2}{2} \rho \frac{\partial \epsilon}{\partial \rho} \right); \quad (3)$$

уравнение энергии

$$\rho \left[\frac{du}{dt} - \vec{E} \frac{d}{dt} \left(\frac{\vec{D}}{\rho} \right) \right] = \lambda \nabla^2 T + \Phi, \quad (4)$$



где

$$u = u_0 + c(T - T_0) + \frac{1}{2\rho} \left[\frac{D^2}{\epsilon} \left(1 + \frac{T}{\epsilon} \frac{\partial \epsilon}{\partial T} \right) \right];$$

соответственно смещение и поляризация

$$\left. \begin{aligned} \vec{D} &= \epsilon \vec{E}; \\ \vec{P} &= (\epsilon - \epsilon_0) \vec{E}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Важнейшим для последующих выкладок является электрическое уравнение состояния:

$$\epsilon = \epsilon(T); \quad \frac{\partial \epsilon}{\partial E} = \frac{\partial \epsilon}{\partial \rho} = 0. \quad (6)$$

В реальных диэлектриках ϵ в какой-то мере зависит от напряженности E и особенно от ρ , но в статье эта зависимость не учитывается. Зависимость $\epsilon(T)$ берется по опытным данным [Л. 12].

Для расчетных оценок удобно по опытным кривым определять пирозлектрический коэффициент $\frac{\partial \epsilon}{\partial T}$ и считать его постоянным. Обычно $\frac{\partial \epsilon}{\partial T} < 0$.

Несколько иное уравнение состояния в виде закона Кюри — Вейсса было использовано в [Л. 17], где показано, что при обтекании нагретой пластинки поляризуемой незаряженной жидкостью с ростом поля в пограничном слое скорость увеличивается, а толщина слоя уменьшается. Там же рассмотрено действие электрического поля на струю нагретой жидкости.

Реальные конструкции высоковольтных устройств имеют сложную форму, поэтому дальнейшие оценки ограничиваются простым случаем течения в длинном и узком канале высоковольтного кабеля [Л. 6 и 7], имеющем постоянное сечение при пренебрежимо малом влиянии входных участков на течение (см. рисунок).

Будем считать жилу кабеля одной из пластин конденсатора (нижней) или одной из стенок канала. Концентричные тонкие металлические перегородки делят весь поток охладителя на n частей. Полагая $\Delta = n\delta \ll D$ можно считать канал плоским.

Если считать течение ламинарным, исключить стрикционный член $\frac{E^2}{2} \rho \frac{\partial \epsilon}{\partial \rho}$ в силу допущения (6)

и предположить отсутствие в канале перепада гидростатического давления (т. е. отсутствие внешних перекачивающих устройств), то для проекции скорости на ось канала из (3) имеем:

$$\eta \frac{\partial^2 v_x}{\partial y^2} - \frac{E^2}{2} \frac{\partial \epsilon}{\partial T} \frac{\partial T}{\partial x} = 0. \quad (7)$$

Интегрируя (7) дважды при граничных условиях $v_x = 0$ при $y = 0$ и $y = \delta$, получаем простое выражение для средней скорости жидкости:

$$v_{\text{ср}} = \frac{\delta^2 E^2}{24\eta} \frac{\partial \epsilon}{\partial T} \frac{dT}{dx}. \quad (8)$$

Из (8) видно, что в канале возникает стационарное течение (течение Пуазейля) под действием возрастания температуры dT/dx обусловленного притоком тепла через стенки канала, в частности, из-за потерь в металле, т. е. появляется эффект самопрокачки жидкости, причем

$$\frac{dT}{dx} = \frac{\pi D q}{v_{\text{ср}} F \rho c}. \quad (9)$$

Здесь q — удельный тепловой поток к жидкости через стенку; $F = n\pi D \delta$ — площадь сечения всех n каналов; $\pi D q$ — приток тепла на единицу длины кабеля.

Из (8) и (9) получим:

$$v_{\text{ср}} = E \sqrt{\frac{\delta \frac{\partial \epsilon}{\partial T} q}{24n\eta\rho c}}. \quad (10)$$

Поскольку на практике обычно ограничен перепад температуры $\Delta T = L \frac{dT}{dx}$, где L — длина участка самопрокачки, исключим $v_{\text{ср}}$ из (9):

$$\frac{dT}{dx} = \sqrt{\frac{24\eta q}{\rho c n \delta^2 E^2 \frac{\partial \epsilon}{\partial T}}} = \sqrt{\frac{24\eta q n^2}{\rho c \frac{\partial \epsilon}{\partial T} \Delta U^2}}. \quad (11)$$

Удельный тепловой поток имеет двойное происхождение. В кабеле конечной проводимости основной источник тепла — джоулевы потери, поэтому

$$q = \frac{D_{\text{ж}}}{4} \frac{j^2}{\sigma}. \quad (12)$$

В этом случае

$$\frac{dT}{dx} = \sqrt{\frac{6\eta n^2 D_{\text{ж}} j^2}{\sigma \rho c \frac{\partial \epsilon}{\partial T} U^2 \Delta}} = \frac{nj}{U} \sqrt{\frac{6\eta D_{\text{ж}}}{\sigma \rho c \frac{\partial \epsilon}{\partial T} \Delta}}. \quad (13)$$

Если рассматривается сверхпроводящий кабель постоянного тока, то q — приток тепла через тепловую изоляцию из окружающей среды. Он составляет доли ватта на квадратный метр (в оценках принято $q = 0,3 \text{ вт/м}^2$).

Теперь покажем, откуда поступает энергия, затрачиваемая на течение жидкости. Из электрической сети она поступать не может в силу отсутствия токов проводимости и смещения. Как показано в [Л. 17], уравнение энергии для поляризуемой жидкости получается из исходного (4) в виде:

$$\rho c v_{\text{ср}} \frac{dT}{dx} + T v_{\text{ср}} \frac{d}{dx} \left(\frac{E^2}{2} \frac{\partial \epsilon}{\partial T} \right) = \frac{q}{\delta}. \quad (14)$$

На входе в канал при изменении поля от 0 до E жидкость поляризуется, и ее температура повышается на

$$\Delta T_1 = - \frac{T_1}{\rho c} \frac{E^2}{2} \frac{\partial \epsilon}{\partial T}. \quad (15)$$

Таблица 2

Параметры кабеля	Маслонаполненный кабель 30—90° С	Сверхпроводящий кабель (3—6,8)К
Диаметр жилы $D_{ж}, м$	0,08	—
Плотность тока $j, а/м^2$	10^6	—
Электропроводность меди $\sigma, \frac{1}{ом \cdot м}$	$4 \cdot 10^7$	—
Вязкость $\eta, \frac{н \cdot сек}{м^2}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-6}$
Плотность $\rho, кг/м^3$	860	125
Теплоемкость $c, \frac{дж}{кг \cdot К}$	1300	$4 \cdot 10^3$
Пироэлектрический коэффициент $\frac{\partial \epsilon}{\partial T}$	$-2 \cdot 10^{-13}$	$-5 \cdot 10^{-14}$
$\frac{\kappa}{в. м. К}$		
Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ/ϵ_0	2,3	1,055
Градиент температуры в канале $dT/dx, К/м$	3	$3,8 \cdot 10^{-3}$
Средняя скорость жидкости $v_{ср}, м/сек$	0,0126	0,019
Принятый подогрев жидкости $\Delta T, К$	60	3,8
Длина участка самопрокачки $L, м$	20	10^3
Число Рейнольдса Re	22	$1,9 \cdot 10^4$
Коэффициент полезного действия преобразователя тепла в кинетическую энергию η_k	$7,7 \cdot 10^{-6}$	$6,3 \cdot 10^{-6}$

Это явление иногда называется электрокалорическим эффектом. Подогрев на всей длине L канала от внешнего тепла определяется выражением:

$$\Delta T_2 = \frac{qL}{\rho c v_{ср} \delta} \quad (16)$$

Снижение температуры на выходе из-за деполяризации

$$\Delta T_3 = \frac{T_3}{\rho c} \frac{E^2}{2} \frac{\partial \epsilon}{\partial T} = \frac{1}{\rho c} \left(T_1 - \frac{T_1}{\rho c} \frac{E^2}{2} \frac{\partial \epsilon}{\partial T} + \frac{qL}{\rho c v_{ср} \delta} \right) \frac{E^2}{2} \frac{\partial \epsilon}{\partial T} \quad (17)$$

Поскольку $T_3 = T_1 + \Delta T_1 + \Delta T_2 > T_1$, величина снижения температуры при деполяризации нагретой жидкости на выходе больше, чем при поляризации холодной жидкости на входе. Здесь проявляется полная аналогия с тепловыми машинами, где работа расширения нагретого газа больше, чем работа сжатия холодного. Вместо давления в нашем случае — электрическое поле, а вместо объема газа — поляризация жидкости.

Выражение для к. п. д. преобразования тепла в кинетическую энергию жидкости получим в виде:

$$\eta_k = \frac{\Delta T_3 - \Delta T_1}{\Delta T_2} \approx \frac{1}{\rho c} \frac{E^2}{2} \frac{\partial \epsilon}{\partial T} \quad (18)$$

Для оценочных расчетов выбраны кабели двух типов: маслонаполненный с медными проводниками и сверхпроводящий постоянного тока с гелиевым охлаждением (табл. 2) напряжением 100 кв. Поскольку число Рейнольдса Re для жидкого гелия получилось таким, что течение может быть турбулентным, результат для гелия, вероятно, завышен. Однако о течении жидкого гелия в сильном поперечном электрическом поле известно немного и более определенные оценки сделать трудно.

Тем не менее, табл. 2 показывает заметное проявление поляризационных сил в течении жидких диэлектриков, так что отмеченный эффект заслуживает экспериментального исследования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Уравнения электрогидродинамики и коэффициенты переноса в сильном электрическом поле.— «Изв. АН СССР. МЖГ», 1969, № 2, с. 31—45. Авт.: Гогосов В. В., Полянский В. А. и др.
2. Рубашов И. Б., Бортников Ю. С. Электрогазодинамика. М., Атомиздат, 1971, 166 с.
3. Соу С. Гидродинамика многофазных систем. М., «Мир», 1971.
4. Пановский В., Филипс М. Классическая электродинамика, М., ГИФМЛ, 1963. 432 с.
5. Кубо Р. Термодинамика. М., «Мир», 1970, 302 с.
6. Meyerhoff R. W. Superconductivity Power transmission.— «Cryogenics», arg., 1971, p. 91—101.
7. Веников В. А., Зуев Э. Н., Околотин В. С. Сверхпроводники в энергетике. М., «Энергия», 1972, 537 с.
8. Балыгин И. Е. Электрическая прочность жидких диэлектриков. М., «Энергия», 1964, 228 с.
9. Diller D. E., Hanley H. J. M., Roder H. M.— The density and temperature dependence of the viscosity and thermal conductivity.— «Cryogenics», aug. 1970, p. 286—294.
10. Diller D. E. The specific heats of dense simple fluids.— «Cryogenics», June, 1971, p. 186—191.
11. Fallou B., Galand J., Bouvier B. Dielectric breakdown of gaseous helium at a very low temperatures.— «Cryogenics», arg., 1970, p. 142—146.
12. Ахадов Я. Ю. Диэлектрические свойства чистых жидкостей (Справочник). М., Изд-во стандартов, 1972. 411 с.
13. Адамчевский И. Электрическая проводимость жидких диэлектриков. Л., «Энергия», 1972. 295 с.
14. Шилов В. Н., Розен Ю. Я. Поляризация диффузного двойного слоя палочкообразных частиц и гигантская низкочастотная проницаемость полиэлектrolитов.— В кн.: Поверхностные силы в тонких пленках и дисперсных системах. Под ред. Б. В. Дерягина. М., «Наука», 1972, с. 102—114.
15. Шилов В. Н., Эстрела-Льопис В. Р. Теория движения сферических частиц суспензии в неоднородном электрическом поле.— В кн.: Поверхностные силы в тонких пленках и дисперсных системах. Под ред. Б. В. Дерягина. М., «Наука», 1972, с. 115—131.
16. Боа-те Чу. Термодинамика электропроводных движущихся сред.— В кн.: Плазма в магнитном поле. М., Атомиздат, 1962, с. 60—76.
17. Джаугаштин К. Е., Янтовский Е. И. Сегнетогидродинамика.— «Магнитная гидродинамика», 1969, № 2, с. 19—28. [16.2.1973]



Расчет напряжения зажигания разряда в гелии при низких температурах¹

РАЗЕВИГ Д. В., СОКОЛОВА М. В.

Московский энергетический институт

Различные методы расчета начальных напряжений в газах, хотя и предназначены для широкого круга условий, относятся к нормальным температурам газа. В настоящее время в связи с развитием криогенной техники встает задача расчетной оценки напряжений зажигания электрического разряда в газах при весьма низких температурах, близких к температуре сжижения. Была сделана попытка использовать имеющиеся методы расчета для определения начальных напряжений в гелии при низких температурах: от 10 К до критической $T_{кр}=5,2$ К и давлениях 1—5 атм.

Предлагаемая методика расчета основана на предположении, что развитие разряда и при очень низких температурах имеет тот же характер, что и при нормальной температуре. В этом случае подход к расчету может быть тот же, если учитываются высокие плотности газа, соответствующие условиям вблизи критических. Одновременно предполагается, что уравнение зависимости первого коэффициента ионизации от давления газа и напряженности электрического поля $\alpha/p=f(E/p)$ имеет при высоких плотностях газа тот же вид, что и в нормальных условиях [Л. 1]:

$$\frac{\alpha}{p} = A \frac{E}{p} e^{-B \frac{E}{p}}. \quad (1)$$

Если заменить эту кривую параболой, что возможно при не очень больших величинах E/p , то для гелия имеет место уравнение:

$$\frac{\alpha}{p} = a \left(\frac{E}{p} - b \right)^2 = 1,085 \left(\frac{E}{p} - 1,88 \right)^2, \quad 1/\text{атм} \cdot \text{см}. \quad (1a)$$

Как показано в [Л. 2], в этом случае уравнение для расчета начального напряжения (напряжения зажигания разряда) в гелии при давлениях газа, близких к атмосферному, и для однородного электрического поля может быть выведено на основании критерия Таунсенда:

$$U_0 = bpd + \sqrt{\frac{K}{a}} \sqrt{pd} = 1,88pd + 1,48 \sqrt{pd}, \quad \text{кв}, \quad (2)$$

где p — давление газа, атм; d — расстояние между электродами, см; b и K/a — постоянные, связанные с физическими характеристиками рассматриваемого газа [Л. 2]. Это уравнение, представляющее собой закон Пашена для гелия, было взято за основу при дальнейших расчетах.

Уравнение (2) и экспериментальные кривые, которым оно соответствует [Л. 2], получены для нормальной температуры газа. Переход к низким температурам осуществлялся аналогично методике

[Л. 3], предложенной им для расчета U_0 газа, находящегося при высокой температуре. При изменении температуры величина U_0 является уже функцией не pd , а ρd , где ρ — плотность газа, так как зажигание разряда зависит в первую очередь от числа молекул в разрядном промежутке. При отклонениях температуры от нормальной, если выполняется уравнение состояния идеального газа, т. е.

$$\rho = \frac{m}{v} = \frac{p}{RT}, \quad (3)$$

где m — масса газа; v — объем; R — газовая постоянная, переход от зависимости $U_0(pd)$ к зависимости $U_0(\rho d)$ осуществляется просто, так как по (3) давление и плотность пропорциональны друг другу.

Исходя из этого, в [Л. 3] предлагается определять U_0 газа, находящегося при высокой температуре, т. е. имеющего низкую плотность, по известному для этого газа закону Пашена $U_0(pd)$, найденному для нормальной температуры T_0 , заданному расстоянию между электродами и некоторому эквивалентному давлению

$$p_{\text{экв}} = p \frac{T_0}{T}, \quad (4)$$

соответствующему заданной высокой температуре T . Здесь p — реальное давление газа.

При низких температурах имеет место большая плотность газа; по (4) ей отвечает большое эквивалентное давление. Но, как известно, при высоком давлении наблюдается по экспериментам отклонение от закона Пашена, и метод, предложенный [Л. 3] Лёба, не может быть использован непосредственно. Для его применения требуется прежде всего уравнение для расчета напряжения зажигания разряда при высоких давлениях.

Как показано в [Л. 4], напряжение U_0 при высоких давлениях можно найти, если учесть влияние микровыступов на поверхности электродов. В этом случае электрическое поле в промежутке уже не является однородным, даже если оно образовано плоскими электродами, причем коэффициент неоднородности зависит от размеров выступов. В нашем случае все расчеты проводились с теми же размерами выступа, что и в [Л. 4]. Для этих условий коэффициент неоднородности электрического поля между плоскими электродами с выступом на одном из них определяется выражением:

$$k_n = \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{cp}}} = \frac{E_{\text{max}} d}{U} = 7,4. \quad (4a)$$

Если коэффициент неоднородности поля известен, а уравнение для $\alpha/p=f(E/p)$ выбрано в виде (1a), то в соответствии с [Л. 5] между максимальной напряженностью в разрядном промежутке

¹ Настоящая статья является последней работой Даниила Всеволодовича Разеви́га. В этой статье с наибольшей полнотой выражены идеи, развивавшиеся Д. В. Разеви́гом в отношении расчета начальных и разрядных напряжений газовых промежутков, и показана правомерность этих идей в широком диапазоне условий.

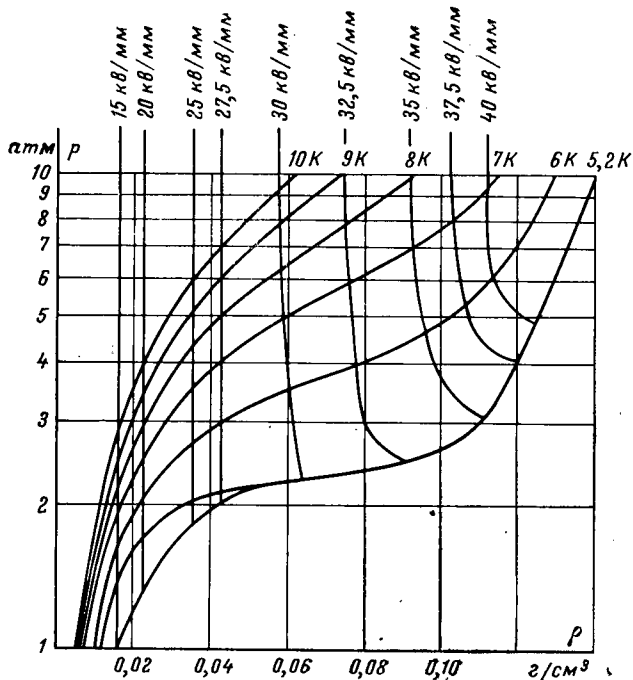


Рис. 1. Диаграмма «плотность—давление» гелия (по [Л. 7]) и кривые электрической прочности для $d=1$ мм (при $T=5,2$ К критическая изотерма).

ке, коэффициентами уравнения (1а), радиусом микровыступа r_0 и давлением газа p справедливо соотношение, которое для наших условий для гелия имеет вид:

$$\frac{E_{\max}}{1,88p} = 1 + 2,15 \left(\frac{1,95 \cdot 10^8}{p} \right)^{0,38},$$

где E_{\max} имеет размерность $кВ/см$, а p — $атм$.

С учетом (4а) это дает уравнение для определения начального напряжения в гелии в промежутке между плоскими электродами с выступом на одном из них:

$$U_0 = \frac{1,88pd}{7,4} \left[1 + 2,15 \left(\frac{1,95 \cdot 10^8}{p} \right)^{0,38} \right], \text{ кВ.} \quad (5)$$

Основная трудность в использовании этого выражения (5) состоит в нахождении величины эквивалентного давления, отвечающего большой плотности газа при низких температурах. Как было найдено экспериментально (например, в [Л. 6], при низких температурах нарушается пропорциональность между давлением газа и его плотностью. В [Л. 6] получено, что вблизи критических условий в гелии зависимость между давлением газа и его плотностью может быть представлена в виде изотерм (рис. 1). Как видно из рис. 1, начиная с температур газа $T=8-9$ К и давлений, больших 2 $атм$, имеет место очевидная непропорциональность между давлением газа и его плотностью, особенно сильная вблизи критического давления газа $p_{кр}=2,2$ $атм$. Это означает, что в этих условиях уравнение состояния идеального газа (3) уже не справедливо.

В литературе приводятся эмпирические уравнения зависимости плотности гелия от давления и

температуры вблизи критических условий, соответствующие изотермам рис. 1. Однако каких-то объяснений непропорционального роста плотности с давлением при низких температурах нет.

Для расчета U_0 по (5) были рассмотрены два пути нахождения эквивалентного давления, учитывающие большие плотности газа. Можно предположить, что электрическая прочность газа, определяемая числом молекул в разрядном промежутке, прямым образом зависит от плотности газа; тогда в (5) должно войти эквивалентное давление, пропорциональное величине плотности, найденной по рис. 1 для рассматриваемых температуры и давления. В этом случае имеем:

$$p_{\text{экв}} = p_0 \frac{\rho}{\rho_0}, \quad (6)$$

где ρ_0 — плотность гелия при $T=273$ К и $p_0=1$ $атм$, а ρ — действительная плотность, величина которой берется по рис. 1.

Второй способ нахождения эквивалентного давления основан на следующем возможном объяснении непропорционального увеличения плотности газа².

Переход от газообразного состояния гелия к жидкому вблизи критических условий происходит, видимо, не скачком, а соответствует некоторому интервалу температур, в пределах которого в газе образуются первые группы молекул — капельки; взаимодействие молекул в этих капельках отвечает уже жидкой фазе. При дальнейшем снижении температуры или изменении давления число таких капелек возрастает и охватывает всю среду. В начале процесса, когда число капелек мало, одновременно с их существованием в остальной части среды продолжает существовать гелий в обычном газообразном состоянии, для которого практически справедливо уравнение состояния идеального газа. В результате, хотя средняя плотность среды (учитывающая капельки) резко возрастает, плотность газообразной части возрастает пропорционально давлению.

Так как развитие разряда в такой сложной среде должно быть практически обусловлено движением свободных электронов среди молекул газа (число капелек мало), то и начальное напряжение должно определяться эквивалентным давлением, отвечающим лишь газообразному гелию. Тогда по (3) имеем:

$$p_{\text{экв}} = p \frac{T_0}{T}. \quad (7)$$

Для проверки правильности введенных допущений и выдвинутых предположений были проведены расчеты U_0 для гелия по двум величинам $p_{\text{экв}}$, соответствующим выражениям (6) и (7).

В расчетах было принято, что все коэффициенты уравнений (1а) и (2) остаются теми же, что и в нормальных условиях, поэтому и при низких температурах справедливо уравнение (5). Результаты расчетов сравнивались с экспериментальными

² Предложен Ю. С. Пинталем.

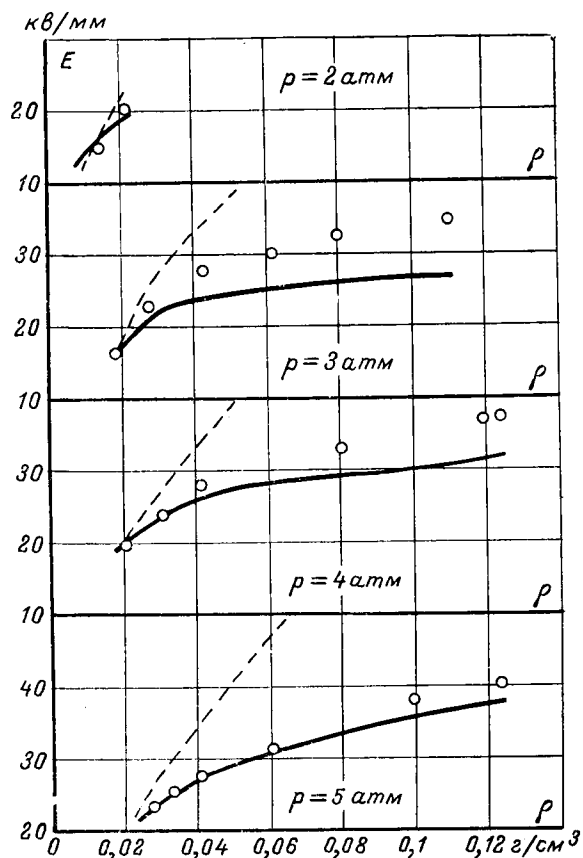


Рис. 2. Сопоставление расчетных величин пробивной напряженности гелия с экспериментальными данными [Л. 7] ($d=1$ мм).
— — — расчет по $\rho_{\text{экв}} = \rho \frac{T_0}{T}$; - - - - - расчет по $\rho_{\text{экв}} = \rho \frac{\rho_0}{\rho}$;
○ — эксперимент.

данными [Л. 6] (рис. 1), полученными им для расстояния между электродами $d=1$ мм. Данные [Л. 6] по экспериментальным величинам электрической прочности «холодного» газообразного гелия неплохо согласуются с экспериментальными данными ряда других авторов, особенно в области малых межэлектродных расстояний ($d=1-2$ мм), поэтому сравнение с расчетом проводилось только для столь малых d . Результаты сравнения приведены на рис. 2.

Во всех случаях при давлении $p > 2$ атм наблюдается значительное превышение над экспериментом расчетных значений $E_{\text{пр}} = U_0/d$, найденных по $\rho_{\text{экв}}$, пропорциональному соотношению плотностей. В то же время расчетные значения $E_{\text{пр}}$, найденные с учетом соотношения температур, отличаются от экспериментальных величин не более, чем на 20%, причем эта цифра относится только к давлению 3 атм.

При давлении 2 атм расчет обоими способами дает хорошее совпадение с опытными данными.

Соотношение расчетных и экспериментальных значений $E_{\text{пр}}$ свидетельствует в пользу высказанного предположения об увеличении средней плотности в газе, вызванном возникновением капель, в то время как развитие разряда определяется

лишь газовой средой. При давлении $p=2$ атм почти при всех температурах имеет место пропорциональное изменение плотности газа с давлением, поэтому и нет разницы в значении $\rho_{\text{экв}}$, найденном разными способами.

С повышением давления и уменьшением температуры средняя величина плотности увеличивается быстрее, чем растет давление, поэтому расчет по $\rho_{\text{экв}} = \rho \frac{\rho}{\rho_0}$ дает завышенное значение $E_{\text{пр}}$. Непропорциональное увеличение плотности не сказывается на развитии разряда лишь до определенного предела. Когда число капелек становится слишком велико (при температурах, меньших 6 К), их наличие уже начинает влиять на разрядное напряжение, повышая его значение. Поэтому во всех случаях при $T < 6$ К расчетные значения $E_{\text{пр}}$ лежат ниже экспериментальных. Особенно сильное расхождение имеет место при давлении 3 атм, так как оно ближе всего к критическому давлению гелия ($p_{\text{кр}}=2,2$ атм), и процесс образования капель идет здесь с наибольшей интенсивностью. Это видно и по рис. 1 — рост плотности газа здесь наибольший.

Подтверждением правильности последнего объяснения является анализ зависимости величин напряжения зажигания разряда в гелии при низких температурах от плотности газа (рис. 3), проведенный в [Л. 6]. Анализ показывает, что при увеличении плотности напряжение зажигания разряда в гелии изменяется аналогично тому, как это наблюдается в других газах с ростом давления. Сначала U_0 растет почти пропорционально плотности, затем по мере роста влияния микровыступов на электродах в соответствии с [Л. 4] рост замедляется.

При дальнейшем увеличении плотности гелия при значениях, соответствующих температурам вблизи критической и более высоким давлениям, наблюдается дальнейшее увеличение электрической

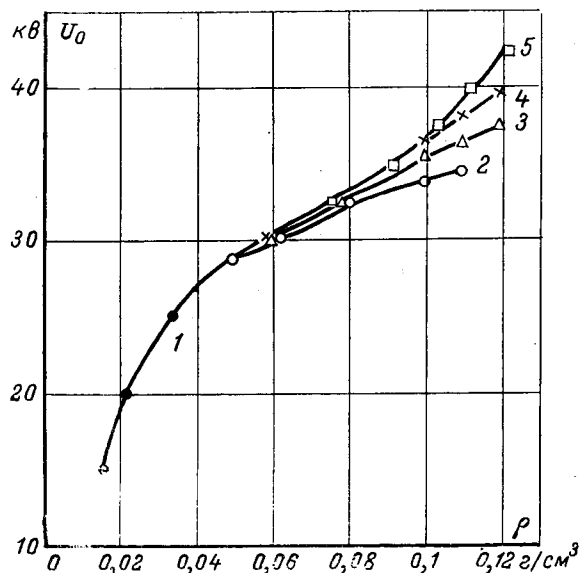
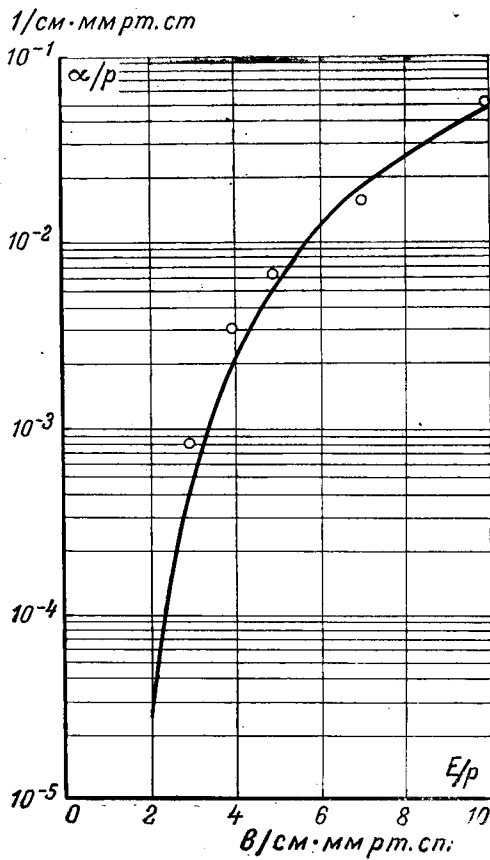


Рис. 3. Зависимость напряжения зажигания разряда в гелии (однородное поле, $d=1$ мм) от плотности газа (по [Л. 7]).
1 — 2 атм; 2 — 3 атм; 3 — 4 атм; 4 — 5 атм; 5 — 7 атм.

Рис. 4. Зависимость α/r от E/r для гелия.

— расчет по уравнению (7); O — эксперимент [Л. 9].

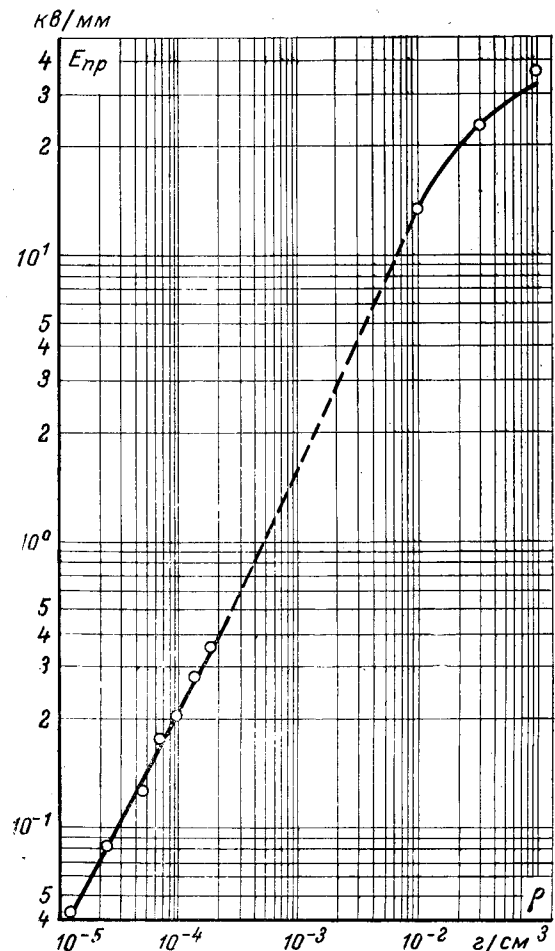
прочности. Последнее явление в [Л. 6] объясняется образованием ионов-капелек гелия, имеющих значительно меньшую подвижность, чем ионы, образованные при ионизации атомов гелия. Меньшая подвижность ионов-капелек ведет к увеличению напряжения зажигания разряда.

Таким образом, расчет напряжения зажигания разряда в гелии при низких температурах можно проводить по предлагаемой методике практически вплоть до критической температуры. Ошибка не превышает 20% и имеет столь большую величину лишь при давлениях вблизи критического.

Полученное хорошее совпадение экспериментальных и расчетных значений U_0 для гелия при низких температурах оправдывает сделанное выше предположение о том, что и в области очень малых величин E/r для гелия справедливо то же уравнение для $\alpha/r = f(E/r)$, которое было найдено в [Л. 1] для нормальных условий и $E/r = (4-10) \text{ в/см} \times \text{мм рт. ст.}$ В проведенных выше расчетах минимальная величина ($E_{пр}/\rho_{экр}$) соответствует $\rho = 5 \text{ атм}$ и $T = 5,2 \text{ К}$. В этом случае $\rho_{экр} = 263 \text{ атм}$. Из рис. 1 для 1 мм $E/r = 1,9 \text{ в/см} \cdot \text{мм рт. ст.}$

Таким образом, вплоть до $E/r = 1,9 \text{ в/см} \times \text{мм рт. ст.}$ справедливо все то же уравнение для гелия вида (1).

Экспериментальные значения α/r для гелия имеются только до $E/r = 3 \text{ в/см} \cdot \text{мм рт. ст.}$ [Л. 7] и неплохо согласуются с кривой, построенной по (1) (рис. 4).

Рис. 5. Зависимость пробивной напряженности гелия в однородном поле при $d=1 \text{ мм}$ от плотности газа.

O — эксперимент.

Проведенные расчеты показали возможность использования предложенной в [Л. 1—5] методики расчета на очень широкий диапазон условий. На рис. 5 проведено сопоставление экспериментальных и расчетных значений U_0 для гелия при диапазоне плотностей газа, соответствующих давлениям от 50 мм рт. ст. и нормальной температуре вплоть до давления 5 атм при $5,5 \text{ К}$, что соответствует изменению плотности на четыре порядка.

Во всем этом диапазоне в основу расчета заложен критерий самостоятельности разряда по Таунсенду

$$\gamma(e^{\alpha d} - 1) = 1$$

и уравнение для α/r вида (1). Экспериментальные данные по U_0 для гелия при низких давлениях взяты по [Л. 2].

Выводы. 1. Совпадение расчетных и экспериментальных величин напряжения зажигания разряда в гелии вплоть до температур сжижения газа позволяет считать, что и в области низких температур разряд развивается в соответствии с той же моделью, которая была положена в основу расчета по [Л. 1—5].

2. При проведении расчетов напряжения U_0 при низких температурах необходимо использовать

эквивалентное давление $p_{\text{экив}}$, которое определяется соотношением температур: нормальной и действительной температурой газа и действительным давлением, т. е. $p_{\text{экив}} = p(T_0/T)$. Расчет по эквивалентному давлению должен учитывать неоднородность электрического поля, создаваемую микровыступами на поверхности электродов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Разевиг Д. В., Соколова М. В. Первый коэффициент ионизации простейших газов и газовых смесей. — «Электричество», 1970, № 9, с. 48—53.
2. Разевиг Д. В., Соколова М. В. Начальные напряжения в смесях простейших газов. — «Электричество», 1970, № 11, с. 66—69.

3. Леб Л. Основные процессы электрических разрядов в газах. Гостехиздат, 1950, 672 с.
4. Агапов В. Г., Разевиг Д. В. Пробивные напряжения газовых промежутков при больших давлениях. — «Электричество», 1972, № 5, с. 32—34.
5. Разевиг Д. В. Начальные напряжения газового разряда в электрических полях различной конфигурации. — «Электричество», 1970, № 8, с. 14—19.
6. Meats R. J. Pressurized — helium breakdown at very low temperatures. — «Proc. IEE», v. 119, № 6, June, 1972.
7. Chanin L. M., Rork G. D. Experimental Determination of the First Townsend Ionization Coefficient in Helium. — «Phys. Rev.», v. 133, № 4 A, p. 1005, 1964.

[17.6.1973]



УДК 621.313.013

Экспериментально-аналитический метод определения магнитной проводимости воздушных зазоров периодических зубчатых магнитных систем

Доктор техн. наук, проф. ПУЛЬБЕР Ю. М., канд. техн. наук ЕРМОЛИН Ю. А.,
инж. КУРЕНКОВ Н. И., канд. техн. наук ДОМРАЧЕВ В. Г.

Москва

При проектировании и анализе магнитных систем электромеханических силовых и информационных приборов первостепенное значение имеет определение магнитной проводимости воздушного зазора. К таким устройствам, в частности, относятся индукторные машины, реактивные шаговые двигатели, индукционные зубчатые датчики, электромагнитные гистерезисные муфты, индуктивные потенциометры, синусно-косинусные трансформаторы и т. д.

Известно [Л. 1—3], что строгое аналитическое определение магнитной проводимости возможно только для узкого класса областей, границы которых, как правило, могут быть интерпретированы как координатные линии в выбранной системе координат. Применение интеграла Кристоффеля — Шварца [Л. 2] эффективно также лишь для сравнительно простых конфигураций областей, ограниченных отрезками прямых линий. При возрастании количества углов этот метод приводит подчас к непреодолимым математическим трудностям. Из числа приближенных методов следует указать на графические [Л. 3—6], успешно применяемые для расчета статических и квазистатических магнитных полей, однако точность расчета этими методами существенно зависит от навыка исследователя. Наиболее эффективными средствами анализа и расчета сложных потенциальных полей являются хорошо разработанные методы физического моделирования [Л. 7—9].

В статье рассматривается один экспериментально-аналитический метод определения статических плоских магнитных полей, обусловленных воздушным зазором с периодическими изменяющимися граничными условиями из-за наличия зубцов.

Магнитная проводимость стали принимается равной бесконечности. Для потенциального маг-

нитного поля в воздушном зазоре справедливо уравнение Лапласа в цилиндрической системе координат:

$$\rho^2 \frac{\partial^2 U}{\partial \rho^2} + \rho \frac{\partial U}{\partial \rho} + \frac{\partial^2 U}{\partial \varphi^2} = 0, \quad (1)$$

где U — потенциальная функция; ρ, φ — текущие координаты.

Введем удельную магнитную проводимость g , соответствующую проводимости воздушного зазора на одном полюсном делении при единичной аксиальной длине,

$$g = \frac{\Delta \Phi}{\Delta U}, \quad (2)$$

где $\Delta \Phi$ — магнитный поток, приходящийся на одно полюсное деление; ΔU — падение скалярного магнитного потенциала на длине воздушного зазора.

В свою очередь,

$$\Delta \Phi = \mu_0 \int_0^{2\pi/p} H_\rho(\rho, \varphi) \rho d\varphi, \quad (3)$$

где μ_0 — абсолютная магнитная проницаемость воздуха; $H_\rho(\rho, \varphi)$ — нормальная составляющая напряженности магнитного поля в зазоре на окружности с текущим радиусом ρ ($R_1 \geq \rho \geq R_2$); R_1 и R_2 — радиусы расточек статора и ротора соответственно; p — число полюсов магнитной системы.

Нормальная составляющая напряженности поля $H_\rho(\rho, \varphi)$ связана с потенциальной функцией $U(\rho, \varphi)$ являющейся решением уравнения (1), известным соотношением:

$$H_\rho(\rho, \varphi) = \frac{\partial U(\rho, \varphi)}{\partial \rho}. \quad (4)$$

Выше указывалось, что для сложных конфигураций границ статора и ротора аналитическое

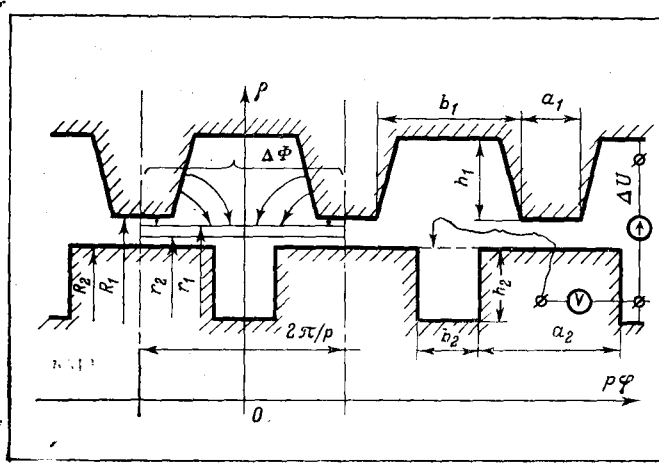


Рис. 1.

определение $U(\rho, \varphi)$ невозможно. Эта трудность с допустимым приближением может быть преодолена следующим образом.

Если в воздушном зазоре выделить некоторое кольцо с радиусами r_1 и r_2 ($R_1 \geq r_1 > r_2 \geq R_2$) (рис. 1) и экспериментально на модели с использованием электропроводной бумаги снять значение потенциала на радиусах r_1 и r_2 (т. е. найти граничные условия), то поле внутри кольца может быть определено аналитически. Для этого экспериментально полученные граничные условия аппроксимируются с заданной степенью точности аналитическими выражениями и решается задача Дирихле для кольца [Л. 10]. Поскольку в рамках принятых допущений поле создается падением скалярного потенциала ΔU , то для определения удельной магнитной проводимости остается справедливой формула (2). Обычно бывает удобно в модели выделить кольцо таким образом, чтобы $r_1 = R_1$ и $r_2 = R_2$, т. е. ограничить кольцо радиусами расточек статора и ротора.

Решением первой краевой задачи Дирихле для кольца является в общем случае функция вида [Л. 10]:

$$U(\rho, \varphi) = A_0 + B_0 \ln \rho + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \rho^{np} + B_n \rho^{-np}) \cos n p \varphi + \sum_{n=1}^{\infty} (C_n \rho^{np} + D_n \rho^{-np}) \sin n p \varphi, \quad (5)$$

где $A_0, B_0, A_n, B_n, C_n, D_n$ — постоянные, определяемые из условий на границах кольца.

Подставляя (5) в (4), получаем:

$$H_p(\rho, \varphi) = \frac{B_0}{\rho} + \sum_{n=1}^{\infty} n p (A_n \rho^{np-1} - B_n \rho^{-np-1}) \cos n p \varphi + \sum_{n=1}^{\infty} n p (C_n \rho^{np-1} - D_n \rho^{-np-1}) \sin n p \varphi. \quad (6)$$

Если граничные условия, аппроксимированные кусочно-гладкими функциями, удовлетворяют условиям Дирихле, то можно записать их разложения

в ряды Фурье следующего вида:

$$\left. \begin{aligned} U(R_1, \varphi) &= B_{01} + \sum_{n=1}^{\infty} B_{n1} \cos n p \varphi + A_{n1} \sin n p \varphi; \\ U(R_2, \varphi) &= B_{02} + \sum_{n=1}^{\infty} (B_{n2} \cos n p \varphi + A_{n2} \sin n p \varphi). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Полагая в (5) $\rho = R_1$ и затем $\rho = R_2$ и сравнивая с (7), легко определить

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= \frac{B_{01} \ln R_2 - B_{02} \ln R_1}{\ln \frac{R_1}{R_2}}; \\ B_0 &= \frac{B_{01} - B_{02}}{\ln \frac{R_1}{R_2}}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где B_{01}, B_{02} — коэффициенты разложения граничных условий в ряды Фурье:

$$\left. \begin{aligned} B_{01} &= \frac{p}{2\pi} \int_0^{2\pi/p} U(R_1, \varphi) d\varphi, \\ B_{02} &= \frac{p}{2\pi} \int_0^{2\pi/p} U(R_2, \varphi) d\varphi. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Таким же образом могут быть найдены постоянные A_n, B_n, C_n, D_n .

Однако для расчета магнитной проводимости достаточно определить только B_{01} и B_{02} . Действительно, подставляя (8) в (6) и интегрируя в соответствии с (3), получаем для g согласно (2):

$$g = \mu_0 \frac{2\pi}{p} \frac{B_{01} - B_{02}}{\ln \frac{R_1}{R_2}} \frac{1}{\Delta U}. \quad (10)$$

Следовательно, удельная магнитная проводимость воздушного зазора определяется только постоянными составляющими условий на границах кольца.

Условия на кольцо, ограниченном радиусами расточек статора и ротора, имеют вид (рис. 2, б и в):

$$\left. \begin{aligned} U(R_1, \varphi) &= \left\{ \begin{aligned} &\Delta U; \left(-\frac{\pi}{p} < \varphi < -\frac{\pi}{p} \frac{b_1}{a_1 + b_1}, \right. \\ &\left. \frac{\pi}{p} \frac{b_1}{a_1 + b_1} < \varphi < \frac{\pi}{p} \right); \\ &\Delta U - A_1 f_1(\varphi); \\ &\left(-\frac{\pi}{p} \frac{b_1}{a_1 + b_1} < \varphi < \frac{\pi}{p} \frac{b_1}{a_1 + b_1} \right); \end{aligned} \right. \\ U(R_2, \varphi) &= \left\{ \begin{aligned} &0; \left(-\frac{\pi}{p} < \varphi < -\frac{\pi}{p} \frac{b_2}{a_2 + b_2}, \right. \\ &\left. \frac{\pi}{p} \frac{b_2}{a_2 + b_2} < \varphi < \frac{\pi}{p} \right); \\ &A_2 f_2(\varphi); \\ &\left(-\frac{\pi}{p} \frac{b_2}{a_2 + b_2} < \varphi < \frac{\pi}{p} \frac{b_2}{a_2 + b_2} \right). \end{aligned} \right. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Функции $f_1(\varphi)$ и $f_2(\varphi)$, входящие в граничные условия (11), в большинстве случаев могут быть

с достаточной для практических расчетов точностью аппроксимированы выражениями вида:

$$\left. \begin{aligned} f_1(\varphi) &= \cos^{\alpha_1} p\varphi; \\ f_2(\varphi) &= \cos^{\alpha_2} p\varphi; \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где показатели степени α_1 и α_2 можно определить на основании обработки конечного числа точек, полученных экспериментально, по одному из выбранных критериев приближения, например, по минимуму средне-квадратического отклонения.

Удобство метода состоит в том, что из условий симметрии постоянные составляющие граничных условий A_1 и A_2 могут быть определены аналитически в функции величины ΔU и геометрических параметров системы.

Обратимся снова к рис. 2, а и рассмотрим бесконечно малый участок $\pm\Delta\epsilon$ при $\Delta\epsilon \rightarrow 0$. Очевидно, в этом случае на оси $p\varphi=0$ можно определить потенциал в любой точке зазора, рассматривая его ограниченным двумя коаксиальными цилиндрами с радиусами (R_1+h_1) и (R_2-h_2) и потенциалами на них $U_1=\Delta U$ и $U_2=0$ соответственно.

Решение задачи для этого случая имеет вид [Л. 2]:

$$U(\rho) = M + N \ln \rho, \quad (13)$$

где M и N — постоянные, определяемые из условий на границах.

Легко показать, что потенциалы в точках B_1 и B_2 (рис. 2, а) равны:

$$\left. \begin{aligned} U_{B_1} &= \Delta U \frac{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_1}}{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_1 + h_1}}; \\ U_{B_2} &= \Delta U \frac{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_2}}{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_1 + h_1}}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

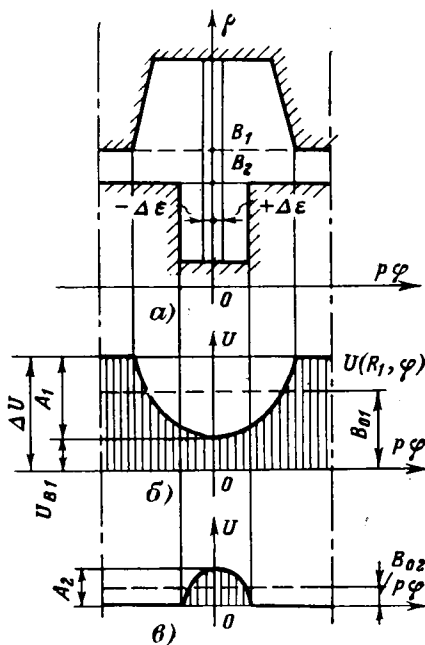


Рис. 2.

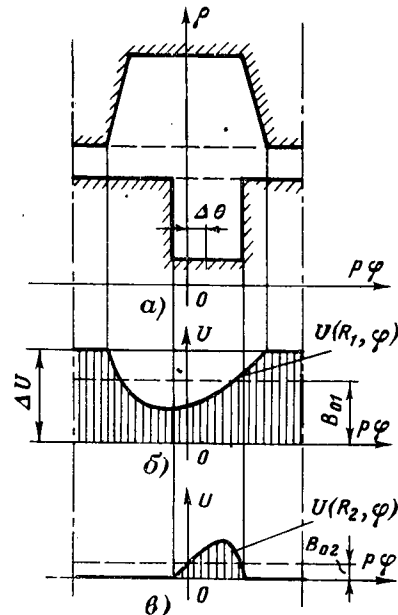


Рис. 3.

Отсюда

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= (\Delta U - U_{B_1}) = \Delta U \left(1 - \frac{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_1}}{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_1 + h_1}} \right); \\ A_2 &= U_{B_2} = \Delta U \frac{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_2}}{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_1 + h_1}}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Подставляя (15) в (11) с учетом (8) и (9), по формуле (10) определяем удельную магнитную проводимость:

$$\begin{aligned} g &= \frac{2^{2\beta_1} \mu_0}{p \ln \frac{R_2}{R_1}} \left[\pi + \frac{2b_1}{a_1 + b_1} \left(\frac{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_1}}{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_1 + h_1}} - 1 \right) 2^{\beta_1 - 2} \times \right. \\ &\times \left. B \left(\frac{\beta_1}{2}, \frac{\beta_1}{2} \right) - \frac{2b_2}{a_2 + b_2} \frac{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_2}}{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_1 + h_1}} 2^{\beta_2 - 2} B \left(\frac{\beta_2}{2}, \frac{\beta_2}{2} \right) \right], \end{aligned} \quad (16)$$

где согласно [Л. 11]

$$2^{\beta_1 - 2} B \left(\frac{\beta_1}{2}, \frac{\beta_1}{2} \right) = \int_0^{\pi/2} \cos^{\beta_1 - 1} \varphi d\varphi;$$

$$2^{\beta_2 - 2} B \left(\frac{\beta_2}{2}, \frac{\beta_2}{2} \right) = \int_0^{\pi/2} \cos^{\beta_2 - 1} \varphi d\varphi;$$

$B \left(\frac{\beta_1}{2}, \frac{\beta_1}{2} \right)$, $B \left(\frac{\beta_2}{2}, \frac{\beta_2}{2} \right)$ — табулированные бэта-функции, соответственно определяемые параметрами β_1 и β_2 . При этом $\beta_1 = \alpha_1 + 1$, $\beta_2 = \alpha_2 + 1$. В частном случае при $a_1 = a_2 = b_1 = b_2 = h_1 = h_2 = a$, $\beta_1 = \beta_2 = \beta$

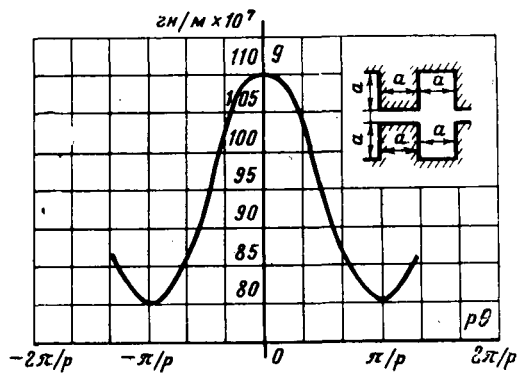


Рис. 4.

(зубцы статора и ротора имеют одинаковые размеры)

$$g = \frac{2\mu_0}{p \ln \frac{R_2}{R_1}} \left[\pi + \left(\frac{\ln \frac{R_2}{R_1}}{\ln \frac{R_2 - a}{R_1 + a}} - 1 \right) 2^{\beta-2} B \left(\frac{\beta}{2}, \frac{\beta}{2} \right) \right]. \quad (17)$$

При $h_1=0$, $\beta_2=\beta$ (гладкий статор и зубчатый ротор)

$$g = \frac{2\mu_0}{p \ln \frac{R_2}{R_1}} \left[\pi + \frac{2b_2}{a_2 + b_2} \frac{\ln \frac{R_2}{R_2 - h_2}}{\ln \frac{R_2 - h_2}{R_1}} 2^{\beta-2} B \left(\frac{\beta}{2}, \frac{\beta}{2} \right) \right]. \quad (18)$$

Ниже даны погрешности расчета удельной магнитной проводимости зубчатой магнитной системы с прямоугольными зубцами по известным методикам по отношению к предлагаемой. Геометрические параметры зазора выбраны следующими: $a=3,5$ мм; $R_1=38,5$ мм; $R_2=38$ мм; $p=32$.

Методика	$g \cdot 10^7$, гн/м	Погрешность по отношению к предлагаемой методике, %
Предлагаемая	110,0	
Буль Б. К. [Л. 3]	108,0	-1,8
Рихтер Р. [Л. 4]	102,5	-6,8
Pohl R. [Л. 5]	105,3	-4,3
Гордон Л. В., Сливинская А. Г. [Л. 12]	127,0	15,4
Ротерс Г. [Л. 13]	103,0	-6,3

Важно отметить, что анализируемый в статье метод расчета проводимости может быть успешно применен для определения изменения магнитной проводимости в функции угла поворота ротора относительно статора. Для этого на модели ротор смещается относительно статора на некоторый угол $\Delta\theta$ (рис. 3,а), и по снятым граничным условиям определяются их постоянные составляющие. По (10) с точностью до постоянного множителя определяется значение магнитной проводимости, затем снова задается некоторый относительный угол поворота, и вся процедура повторяется.

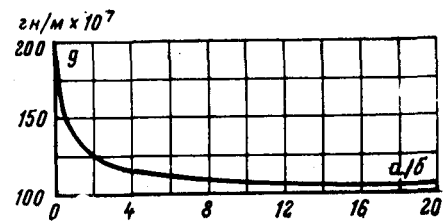


Рис. 5.

При перемещении ротора относительно статора на одно полюсное деление будет получено $\frac{2\pi}{p\Delta\theta}$

точек, которые могут быть аппроксимированы непрерывной зависимостью $g=g(\theta)$. При этом в положении, когда $\theta=0$, по (16) кривая $g=g(\theta)$ может быть «привязана» к некоторому масштабу проводимости, выраженному через геометрические параметры зазора. Таким образом, получена, например, для конструкции, описанной в [Л. 14], зависимость $g=g(\theta)$ (рис. 4) при конструктивных параметрах ранее рассмотренного зазора.

Рассматриваемый метод дает возможность, в частности, проанализировать также влияние глубины паза на магнитную проводимость зазора. На рис. 5 представлена кривая изменения магнитной проводимости в функции глубины паза a для прямоугольных зубцов. Анализ этой кривой показывает в частности, что при $a > (5-8)\delta$ радиальная высота зубцов мало влияет на величину магнитной проводимости воздушного зазора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Говорков В. А. Электрические и магнитные поля. М., Госэнергоиздат, 1960.
2. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. М., «Энергия», 1970.
3. Буль Б. К. Основы теории расчета магнитных цепей. М., «Энергия», 1964.
4. Рихтер Р. Электрические машины. М., Госэнергоиздат, 1961, т. 1.
5. Pohl R. Theory of pulsating — field machines. — «JIEE», 1946, t. 93, p. 11.
6. Сахаров П. В. Проектирование электрических аппаратов. М., «Энергия», 1971.
7. Расчет физических полей методами моделирования. Под ред. Люстерника Л. А. и Волынского Б. А. М., «Машиностроение», 1968.
8. Фильчаков П. Ф., Панчишин В. И. Интеграторы ЭГДА, моделирование потенциальных полей на электропроводной бумаге. Киев, Изд. АН УССР, 1961.
9. Егоров П. М. Экспериментальное исследование потенциальных полей посредством конформного преобразования моделей. — «Электричество», 1954, № 4.
10. Канторович Л. В., Крылов В. И. Приближенные методы высшего анализа. М., Физматгиз, 1962.
11. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М., Физматгиз, 1971.
12. Гордон А. В., Сливинская А. Г. Электромагниты переменного тока. М., «Энергия», 1968.
13. Ротерс Г. Электромагнитные механизмы (пер. с англ.). М., Госэнергоиздат, 1949.
14. Индукционный импульсный датчик скорости электромашиного типа. А. С. № 302667 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 15. Авт.: Пульвер Ю. М., Ерофеев Е. В., Куренков Н. И., Егнус А. С.

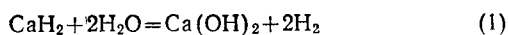
[5.7.1972]

Измерение содержания воды в маловлажных трансформаторных маслах

Канд. техн. наук ВАНИН Б. В., инж. ТРАВИНСКАЯ Е. Н.

ВНИИЭ

Принципиальные основы гидрид-кальциевого метода. Гидрид кальция CaH_2 представляет собой вещество, активно взаимодействующее с веществами, содержащими гидроксильные группы (вода, кислоты, спирты и др.). Реакция с водой протекает по уравнению:

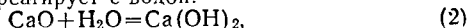


с образованием гидрата окиси кальция и водорода. При этом на одну грамм-молекулу гидрида кальция выделяется 54,1 ккал тепла.

Вследствие этой реакции с влагой воздуха зерна гидрида кальция всегда окружены оболочкой из гидрата окиси кальция. Кроме того, при длительном хранении гидрида кальция в герметизированной посуде происходит восстановление части гидрата окиси кальция до окиси кальция [Л. 1]. Реакция происходит особенно активно при повышенной температуре [Л. 2]. В сочетании с реакцией (1) она приводит к постепенному превращению гидрата окиси кальция в окись кальция. Таким образом практически реагент представляет собой композицию трех веществ: гидрида кальция, гидрата окиси кальция и окиси кальция.

Водород, образующийся при реакции (1), неполностью выделяется в свободном виде; часть его адсорбируется порошкообразным реагентом, так что для его полного освобождения требуется многократная температурная тренировка [Л. 3].

Окись кальция реагирует с водой:



но водород при этом не образуется, что может быть причиной заниженных результатов определения содержания воды в маслах.

Измерение содержания воды в маслах можно делать, регистрируя изменение давления газа в реакционной колбе или изменение объема газа при атмосферном давлении (волюметрический способ) [Л. 4]. Последний способ принят в предлагаемой методике, так как в этом случае проще совместить в одном аппарате операции предварительного насыщения масла воздухом и собственно измерения.

Из сказанного следует, что целесообразно использовать свежеразмолотый гидрид кальция, в котором содержание окиси кальция уменьшается за счет его реакции с влагой воздуха во время размола. В [Л. 1] для этой же цели рекомендуется в течение нескольких секунд пропускать через капсулу с реагентом неосушенный воздух из помещения. Количество гидрида кальция, используемого в опыте, должно быть по возможности минимальным.

Расчет показывает, что нагрев образца масла за счет выделяющегося во время реакции тепла при небольших влагосодержаниях проб невелик (немногие сотые доли градуса). Он учитывается в общей температурной поправке, рассчитываемой по показаниям введенного в реакционный сосуд термометра.

Кинетика реакции гидрида кальция с водой. Обозначим концентрацию воды в пробе масла символом c . Эта величина является функцией времени и убывает в процессе реакции от первоначального значения c_0 . Закон, по которому убывает c , зависит от агрегатного состояния воды, содержащейся в масле. Полагая, что вода находится в растворенном виде и считая также, что концентрация гидрида кальция остается в процессе реакции практически постоянной, получим, что реакция оказывается идущей по второму порядку [Л. 4]:

$$-\frac{dc}{dt} = Bc^2.$$

Решая это уравнение, получим:

$$1/c - 1/c_0 = Bt. \quad (3)$$

Это уравнение легко преобразовать к виду:

$$\frac{1}{c_0 - c} = \frac{1}{c_0} + \frac{1}{Bc_0^2 t}.$$

Поскольку разность $c_0 - c$ пропорциональна v (объем водорода, образовавшегося к моменту t), а c_0 пропорциональна v_0 (объем водорода, который должен был бы получиться, если бы вся вода, содержащаяся в пробе, прореагировала с гидридом кальция), последнее уравнение можно записать в виде:

$$t/v = t/v_0 + a, \quad (4)$$

где a — постоянная, зависящая от условий опыта (объема пробы масла, количества и качества реагента, интенсивности перемешивания и др.).

Если в качестве переменных в уравнении (4) принять t/v и t , оно графически представляется прямой линией. Предельное значение для объема выделившегося газа v_0 , соответствующее окончанию реакции, определяется как котангенс угла наклона прямой графика к оси абсцисс.

Графики зависимости t/v от t нередко обнаруживают небольшие отклонения от прямой в области начальных значений времени (рис. 1). Это вызывается несколькими причинами, в том числе не учитываемым теорией временем, необходимым для диффузии в масло и из масла в воздух водорода, образующегося при реакции, и не вполне одинаковой температурой верхнего и нижнего сосудов прибора (см. рис. 4). Как правило, прямолинейный участок графика хорошо прослеживается не ранее, чем через 10 мин после начала опыта, поэтому время опыта целесообразно выбирать равным примерно 45 мин.

Нет необходимости излишне затягивать время испытания. Опыт показывает, что прямолинейный характер зависимости сохраняется длительное время, и продолжение испытания сверх двух-трех часов ничего существенно нового не дает. Не следует

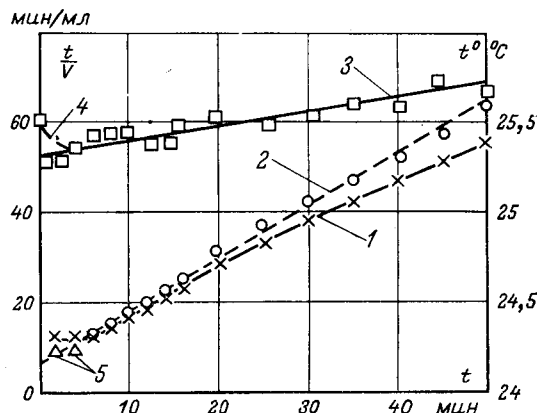


Рис. 1. Результаты испытания пробы масла.

1 — данные опыта без температурных поправок; 2 — то же с поправкой на изменение температуры; 3 — изменение температуры масла во время опыта; 4 — температура воздуха в реакционном сосуде перед началом опыта; 5 — опытные точки смещены в соответствии с разностью температур воздуха и масла в момент начала реакции. Объем пробы 87 мл. Давление воздуха 740 мм рт. ст. Содержание воды в пробе 7,0 мг/л.

затягивать испытание и по той причине, что длительное, производимое в течение многих часов, измерение может сопровождаться улетучиванием части водорода, а это вызовет преуменьшенный результат измерения. Продолжительное измерение нежелательно также из-за связанных с этим нарушений температурного режима.

На основании изложенного рекомендуемое время испытания выбрано равным 45 мин, интервалы времени между последовательными отсчетами объема v выбраны 3 мин с тем, чтобы полученных 15 точек графика было достаточно для надежного определения параметров прямолинейного участка и при необходимости их погрешностей. Встряхивание следует делать ежеминутно. Отклонение точек графика от прямой, обусловленное небольшим нагреванием пробы при встряхивании, компенсируется введением температурной поправки, как показано на рис. 1.

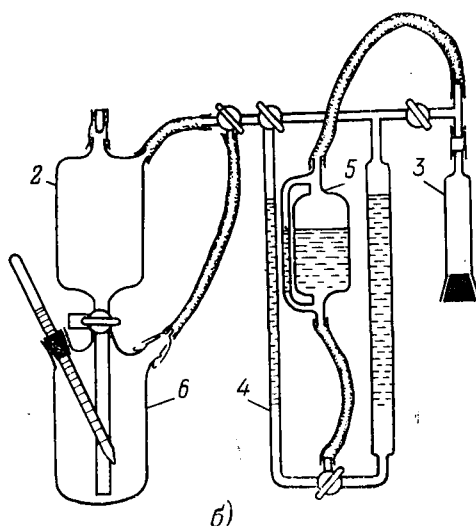
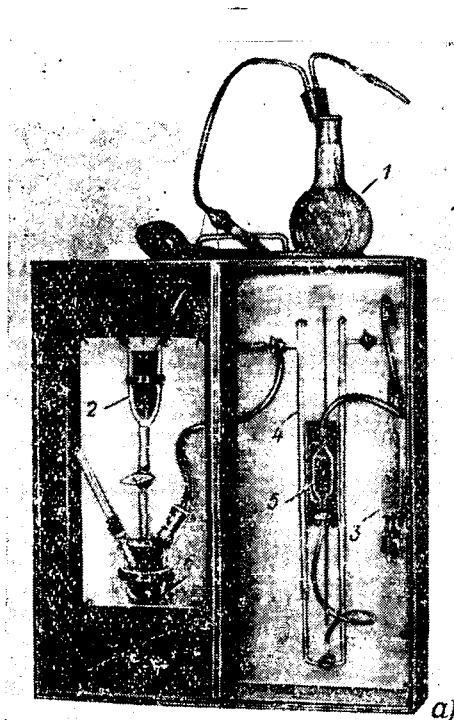


Рис. 2. Общий вид (а) и схема прибора (б).

1 — сифонное устройство; 2 — верхний сосуд; 3 — осушитель; 4 — микро-бюретка; 5 — уравнительная склянка; 6 — нижний сосуд.

Температурная поправка γ (мл/0,1 град) вычисляется по известным объемам V_1 реакционного сосуда и V_2 пробы масла и коэффициентам объемного расширения воздуха, масла и стекла. Если сосуд изготовлен из молибденового стекла, поправка вычисляется по формуле:

$$\gamma = \frac{V_1 - V_2}{2730} + V_2 \cdot 72 \cdot 10^{-6} - V_1 \cdot 16 \cdot 10^{-7}.$$

Объем выделяющегося водорода и измеряемый объем газа. Анализ явления перераспределения газов между маслом и свободным газовым пространством в реакционном сосуде, основанный на использовании законов для идеальных газов и закона Генри, показывает, что выделяющийся в реакционном сосуде газ представляет собой смесь водорода и воздуха и его объем, измеряемый по бюретке, не вполне равен объему, образующемуся при реакции водорода. Расчет показывает, что истинный объем водорода v связан с измеряемым объемом газа v_1 соотношением, которое зависит от ряда параметров, в том числе от степени наполнения реакционного сосуда пробой масла.

Для обычного случая, когда проба масла предварительно насыщена воздухом и в реакционном сосуде содержится только тот водород, который образовался при реакции, это соотношение имеет следующий вид:

$$v = v_1 \frac{\frac{V_1}{V_2} + A_2}{\frac{V_1}{V_2} + A_1}, \quad (5)$$

где A_1 , A_2 — растворимости воздуха и водорода в масле; V_1 , V_2 — свободный газовый объем в реакционном сосуде и объем пробы масла.

Положим, что $A_1 = 0,1$, $A_2 = 0,07$ [Л. 5]. Тогда из уравнения (5) видно, что, если проба почти целиком заполняет реакционный сосуд ($V_1/V_2 \approx 0$), измеренный объем превышает искомый примерно на 30%. Поэтому объем реакционного сосуда следует выбирать на 20—30% большим по сравнению с объемом пробы. В этом случае нет необходимости вводить небольшую (10%) поправку на рассматриваемую систематическую погрешность, так как небольшое влияние такого же порядка в противоположную сторону оказывает испарение воды из пробы масла в сухой воздух верхнего сосуда на предыдущей операции (насыщение пробы воздухом).

Описание прибора и методики измерения. Отбор пробы масла производится с помощью сифонного устройства (рис. 2, поз. 1), изготовляемого из стеклянного флакона и стеклянных (полиэтиленовых) трубок, продеваемых через резиновую пробку. После отбора пробы резиновую пробку вынимают, и флакон герметизируют с помощью навинчивающейся пробки и прокладки. Это же устройство используется для введения пробы масла (обычно 100 мл) в верхний сосуд 2 прибора. При этом во избежание внесения в пробу влаги воздуха воздух в сифонное устройство нагнетается с помощью резиновой груши через осушитель, наполненный фосфорным ангидридом или цеолитом. Сам прибор также защищен от влаги воздуха осушителем. В верхнем сосуде масло путем встряхивания сосуда (с этой целью верхний и нижний сосуды укрепляют на эластичных растяжках) заставляют дойти до состояния насыщения находящимся внутри прибора воздухом. Окончание этого процесса контролируют по микробюретке 4 объемом 2 мл, находящейся в правом отделении ящика прибора. С помощью уравнительной склянки 5 в приборе поддерживается атмосферное давление. Подготовленную таким образом пробу масла переливают в нижний сосуд, куда заранее помещают отмеряемую с помощью мерки небольшую порцию размельченного гидроксида кальция (10—100 мг) и небольшую (10 мл) порцию масла.

Объем газа, выделяющегося в результате реакции гидроксида кальция с находящейся в пробе масла водой, измеряют каждые 3 мин с помощью той же микробюретки. Для ускорения реакции сосуд каждую минуту встряхивают. Результаты отсчетов по бюретке v (с учетом поправок на небольшие изменения температуры и давления во время опытов) отмечают на графике (рис. 3) в виде зависимости t/v от t , где t — время от начала реакции. Опыт продолжают до тех пор, пока отчетливо выявится прямолинейный график этой зависимости (обычно для этого достаточно 40—45 мин). Предельное значение объема v_0 , соответствующее окончанию реакции, определяется как котангенс угла наклона прямой части графика к оси абсцисс. Расчетное содержание воды в масле находят

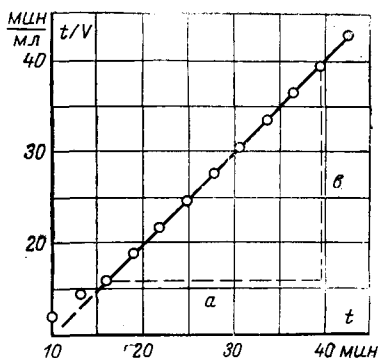


Рис. 3. Результаты испытания масла для трансформатора типа ТДЦГ-206000/500.

Объем пробы 100 мл; $v_0 = a/b = 1,0$ мг; $t = 25$ °С; $p = 760$ мм рт. ст.; $w = 7,4$ мг/л; количество воды в пробе 0,74 мг.

по формуле:

$$w = \frac{0,8}{V_2} v_0 \frac{r p}{760} \frac{273}{273+t}, \text{ мг/л,}$$

где p, t — давление и температура воздуха в приборе в начале опыта; V_2 — объем пробы масла. Если требуется выразить влажность в граммах воды на тонну масла, то полученный результат нужно разделить на удельный вес масла (обычно 0,9).

Значение средней квадратичной ошибки отдельного определения влажности образца дегазированного масла оказалось равным 0,5 мг/л. Среднее значение влажности при девяти параллельных определениях составляло 7 мг/л. Средняя квадратичная погрешность определения среднего значения составляла 0,17 мг/л.

Считая величину дисперсии постоянной при измерении влагосодержания любых маловлажных масел, получим, например, что при достоверной вероятности 0,95 определение

влагосодержания около 1 мг/л может быть сделано с погрешностью не более 100, 50 и 33% при одном, четырех и девяти измерениях.

Приведенные результаты дают также возможность предложить критерий для оценки согласованности результатов двух параллельных определений влажности. Поскольку средняя квадратичная погрешность для разности результатов двух таких определений равна $0,5 \sqrt{2} = 0,7$ мг/л, то при достоверной вероятности 0,95 результаты двух параллельных определений не должны различаться более, чем на 1,4 мг/л. В противном случае результаты измерений следует считать неверными.

На основании изложенного можно также сделать вывод, что в результатах определений влажности масел следует оставлять две значащие цифры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Knight H. S., Weiss F. T. Determination of traces of water in hydrocarbons.— «Anal. Chem.», 1962, v. 34, № 7, pp. 749—51.
2. Берг Л. Г. Газоволюметрия и ее перспективы в науке и практике. — «Труды Казанского филиала АН СССР, сер. химических наук», 1956, т. 3, с. 37.
3. Chester K., Rosenbaum, Walton Games H. The use of calcium hydride for the determination of the solubility of water in benzene, carbon tetrachloride and toluene.— «G. Am. Chem. Soc.», 1930, v. 52, p. 3568.
4. Гидридкальциевый метод определения содержания воды в топливе с учетом кинетики выделения водорода. — «Химия и технология топлив и масел», 1959, № 4. Авт.: Кусаков М. М., Ландау М. А., Лубман Н. М., Щецко М. И.
5. Выявление внутренних повреждений трансформаторов по анализу образующихся газов. Информэнерго, 1971, вып. 1.

[15.12.1972]

УДК 621.319.7.001.24

Применение метода линейного программирования для расчета потенциальных полей

ФАЙНШТЕЙН Э. Г.

Кривой Рог

Расчет потенциальных полей со сложной формой границ или граничных условий методами Галеркина — Рунта [Л. 1] часто очень затруднителен или даже невозможен из-за трудностей отыскания функции точно удовлетворяющей краевым условиям. Предложенный в [Л. 2] общий метод построения этой функции для кусочно-гладкого контура может быть применен в тех случаях, когда известны уравнения кусков кривых, образующих границу и эффективно реализован, если контур области поля составлен из алгебраических кривых (отрезков прямых, дуг окружности и т. п.).

В последнее время получили распространение методы, использующие идею метода, предложенного в [Л. 1] для решения задачи Дирихле. Суть его заключается в том, что решение задачи ищется в виде линейной комбинации функций $\varphi_k(x, y)$, удовлетворяющих уравнению Лапласа во всех точках рассматриваемой области:

$$\sigma = \sum_{k=0}^n a_k \varphi_k. \quad (1)$$

Здесь коэффициенты a_k определяются из условия минимума функционала

$$J = \int_{(\Gamma)} (\sigma - U)^2 dl, \quad (2)$$

где Γ — граница рассматриваемой области; U — заданные на Γ значения потенциала.

Среди упомянутых методов, позволяющих использовать для решения задачи возможности ЦВМ, следует отметить метод граничной коллокации [Л. 3 и 4].

При применении метода граничной коллокации для нахождения неизвестных постоянных a_k составляется система алгебраических уравнений в точках l_i на границе контура, называемых узлами коллокации:

$$\sigma |_{l_i} = U |_{l_i}, \quad (3)$$

где

$$i = 1, 2, \dots, n.$$

Этот метод, являющийся по своей природе интерполяционным, обладает известными недостатками подобных методов [Л. 4], в частности, неправильный выбор узлов коллокации приводит к расходящемуся процессу и от выбора систем аппроксимирующих функций существенно зависит скорость сходимости процесса решения.

Указанные недостатки устраняются применением интегрального метода [Л. 4], при котором граница области разбивается на n участков, на каждом из которых выполняется условие:

$$\int_{l_{i-1}}^{l_i} (\sigma - U) dl = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (4)$$

Применение интегрального метода затруднительно, если уравнение границы $y=f(x)$ сложно или если граница задана графически и имеет сложные очертания.

Для снижения трудоемкости решения задач с границами, описываемыми сложными функциями, в [Л. 4] рекомендуется метод переопределенной коллокации, специальная процедура которого достаточно сложна и трудоемка.

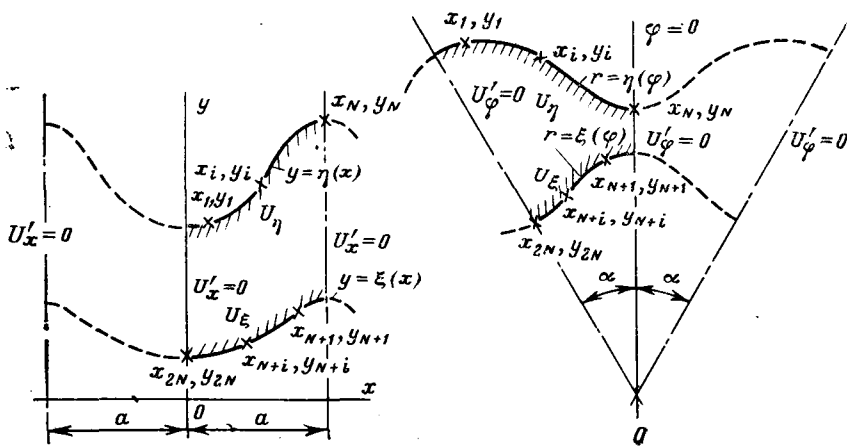


Рис. 1. Примеры смешанных граничных условий, при которых расчет поля сводится к задаче Дирихле.

Достоинством всех методов, использующих идею Треффтца [Л. 1], является наличие контроля точности полученного решения по неравенству:

$$|\sigma - U|_{(s)} \leq \max |\sigma - U|_{(\Gamma)}, \quad (5)$$

где s — рассматриваемая область с границей Γ .

Однако для непосредственной оценки точности требуется построение на контуре области разности между приближенным решением на границе и заданным граничным условием.

Если для определения коэффициентов a_k использовать критерий

$$J = \int_{(\Gamma)} |\sigma - U| dl = \min, \quad (6)$$

то при сохранении всех достоинств рассмотренных методов устраняются их существенные недостатки.

Задача минимизации функционала (6) после замены его суммой

$$I = \sum_{i=1}^N |\sigma_i - U_i| \Delta l_i = \min, \quad (7)$$

где \tilde{U}_i — значения выбранной системы функций (1) в N точках границы Γ ; U_i — заданные значения потенциала в тех же точках, может быть сведена к задаче линейного программирования [Л. 5].

При решении практических задач с использованием ЦВМ число N может быть достаточно большим. Благодаря этому может быть достигнута высокая точность замены J на I .

Задача минимизации функционала (7) эквивалентна следующей задаче линейного программирования [Л. 6].

Найти минимум целевой функции:

$$I = \sum_{i=1}^N z_i \Delta l_i, \quad z_i > 0; \quad (8)$$

при ограничениях

$$\left. \begin{aligned} z_i - \tilde{U}_i + U_i &\geq 0; \\ z_i + \tilde{U}_i - U_i &\geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Определенный в результате решения задачи набор $\{a_k^{(m)}\} = (a_0^{(m)}, a_1^{(m)}, \dots, a_n^{(m)})$ обеспечивает наименьшее в смысле (7) отклонение решения.

Достоинством предлагаемой модификации метода Треффтца является простота составления исходной системы условий задачи линейного программирования, возможность использования для решения на ЦВМ стандартных программ и непосредственная оценка точности полученного решения по результатам вычислений. Важно отметить, что задача линейного программирования всегда имеет решение и от выбора узлов l_i зависит только величина получающегося минимума целевой функции.

На практике часто встречаются задачи со смешанными краевыми условиями. Предлагаемый метод может быть приме-

нен для их решения, если вместо функции потенциала в (9) ввести предложенную А. Я. Сочевым [Л. 7] вспомогательную гармоническую функцию $\gamma(x, y)$, после определения которой напряженность поля H определяется из условий:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \gamma}{\partial x} &= \frac{\partial (\ln H)}{\partial y}; \\ \frac{\partial \gamma}{\partial y} &= -\frac{\partial (\ln H)}{\partial x}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Существует распространенный класс задач со смешанными краевыми условиями, когда область s ограничена с двух сторон прямыми, на которых нормальная производная равна нулю, и с двух других — кривыми $y = \eta(x)$ и $y = \xi(x)$, на которых задано значение потенциала (рис. 1). Для решения подобных задач необходимость сведения к задаче Дирихле

путем введения упомянутой вспомогательной функции $\gamma(x, y)$ отсутствует.

Рассматривая указанные прямые, как оси симметрии поля, которое может быть периодически продолжено по обе ограниченные прямыми стороны рассматриваемой области, если система функций (1) выбрана так, что на прямых обеспечивается равенство нулю нормальных производных $\frac{\partial \sigma}{\partial n} = 0$,

можно заметить, что для решения задачи достаточно минимизировать функционал ¹

$$I = \int_{(\Gamma_\eta)} |\sigma - U| dl + \int_{(\Gamma_\xi)} |\sigma - U| dl. \quad (11)$$

Здесь интегрирование производится вдоль кривых $y = \eta(x)$ и $y = \xi(x)$.

После замены интегралов суммами необходимо минимизировать:

$$I = \sum_{i=1}^{2N} \left| \sum_{k=0}^n a_k \varphi_k(x_i, y_i) - U_\lambda \right| \Delta l_i, \quad (12)$$

где $U_\lambda = U_\eta$, если $\Delta l_i \in l_\eta$; $U_\lambda = U_\xi$, если $\Delta l_i \in l_\xi$.

Для решения рассматриваемой задачи целесообразно выбрать следующие аппроксимирующие системы функций:

в декартовой системе координат (рис. 1, а) $U'_x|_{x=0} = U'_x|_{x=\pm a}$

$$\begin{aligned} U(x, y) = M_0 + M_1 y + \sum_{k=1}^n \left(A_k \operatorname{sh} \frac{k\pi y}{a} + \right. \\ \left. + B_k \operatorname{ch} \frac{k\pi y}{a} \right) \cos \frac{k\pi x}{a}; \end{aligned} \quad (13)$$

в полярной системе координат (рис. 1, б) $U'_\varphi|_{\varphi=0} = U'_\varphi|_{\varphi=\pm\alpha}$

$$U(r, \varphi) = N_0 + N_1 \ln r + \sum_{k=1}^n (C_k r^k + D_k r^{-k}) \cos \frac{k\pi\varphi}{\alpha}. \quad (14)$$

Задача расчета поля методом линейного программирования может быть сформулирована следующим образом.

В декартовой системе координат: минимизировать целевую функцию

$$I = \sum_{i=1}^{2N} z_i \sqrt{(x_i - x_{i-1})^2 + (y_i - y_{i-1})^2} \quad z_i > 0 \quad (15)$$

¹ Поле периодически, если потенциал $U(x, y)$ для некоторого $a, a \geq 0$ обладает свойствами $U(x \pm a, y) = U(x, y)$.

при ограничениях

$$\left. \begin{aligned} z_i - \sigma(x_i, y_i) + U(x_i, y_i) &\geq 0; \\ z_i + \sigma(x_i, y_i) - U(x_i, y_i) &\geq 0; \end{aligned} \right\} i = 1, 2, \dots, N; \quad (16)$$

$$\left. \begin{aligned} z_i - \sigma(x_i, y_i) + U(x_i, y_i) &\geq 0; \\ z_i + \sigma(x_i, y_i) - U(x_i, y_i) &\geq 0. \end{aligned} \right\} i = N + 1, N + 2, 2N.$$

В полярной системе координат:
минимизировать целевую функцию

$$I = \sum_{i=1}^{2N} z_i \sqrt{(r_i - r_{i-1})^2 + r_i^2 (\varphi_i - \varphi_{i-1})^2}, \quad z_i > 0. \quad (17)$$

при ограничениях

$$\left. \begin{aligned} z_i - \sigma(r_i, \varphi_i) + U(r_i, \varphi_i) &\geq 0; \\ z_i + \sigma(r_i, \varphi_i) - U(r_i, \varphi_i) &\geq 0; \end{aligned} \right\} i = 1, 2, \dots, N; \quad (18)$$

$$\left. \begin{aligned} z_i - \sigma(r_i, \varphi_i) + U(r_i, \varphi_i) &\geq 0; \\ z_i + \sigma(r_i, \varphi_i) - U(r_i, \varphi_i) &\geq 0. \end{aligned} \right\} i = N + 1, N + 2, \dots, 2N.$$

Выше рассматривалось применение метода линейного программирования для решения задач расчета двумерного поля. Метод может быть обобщен и на решении пространственных задач, если в качестве минимизируемого функционала принять:

$$J = \iint_{(S)} |\sigma - U| d\sigma, \quad (19)$$

где s — поверхность, на которой задано значение U , ограничивающая рассматриваемую область поля.

В заключение заметим, что систематические погрешности при применении предлагаемого метода к решению задач расчета потенциального поля возникают по причинам замены интеграла (6) суммой (7) с конечным числом слагаемых N и ограниченным числом n членов ряда аппроксимирующей потенциальной функции. Общая оценка зависимости погрешности от N и n не представляется возможной.

Из применения метода можно заключить, что в большинстве инженерных задач достаточная точность достигается при $N \leq 12$ и $n \leq 10$, причем интервалы Δl_i можно принимать равными. Число удерживаемых членов ряда аппроксимирующей потенциальной функции зависит от выбора вида этой функции. При решении вопроса о способе аппроксимации функции потенциала полезно использовать рекомендации [Л. 3 и 4]. Особенностью метода является возможность по величине минимизируемой функции I уточнять значения N и n , необходимые для достижения требуемой точности в процессе решения.

В приложении приведены примеры применения метода линейного программирования к расчету плоского поля и системы двух электродов. Для примеров использованы условия задач, решенных в [Л. 1 и 4] методами Галеркина, Треффца и граничной коллокации. Это позволяет произвести сравнительную оценку точности и трудоемкости решения различными методами.

Приложение. Пример 1. Рассмотрим задачу расчета поля конденсатора, одна обкладка которого образована круговым цилиндром радиуса R и имеет потенциал $U_0=1$, а вторая обкладка нулевого потенциала имеет в сечении квадрат со стороной $2a$, причем $a=2R$ (рис. 2).

Используем полярную систему координат. С учетом симметрии поля относительно четырех осей ($\varphi=0, \varphi=\frac{\pi}{4}, \varphi=\frac{\pi}{2}, \varphi=\frac{3\pi}{4}$) функцию потенциала ищем в виде:

$$\sigma = C_0 + C_{01} \ln r + \sum_{k=4,8,12,\dots} (C_k r^k + C_{-k} r^{-k}) \cos k\varphi. \quad (П-1)$$

Используя граничные условия на внутренней обкладке, исключим из (П-1) некоторые постоянные с помощью равенств:

$$\left. \begin{aligned} C_0 + C_{01} \ln R &= 1; \\ C_k R^k + C_{-k} R^{-k} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (П-2)$$

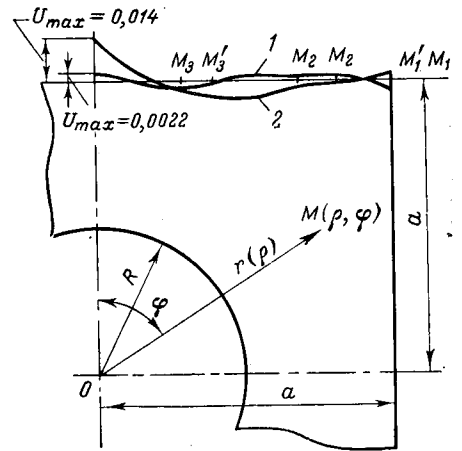


Рис. 2. Граничные условия и полученное распределение потенциала на границе при равномерном (1) и неравномерном (2) распределении узлов.

При этом для функции потенциала получим выражение

$$\left(\rho = \frac{r}{R} \right): \quad \sigma = 1 + C_{01} \ln \rho + \sum_{k=4,8,12,\dots} C_k R^k (\rho^k - \rho^{-k}) \cos k\varphi. \quad (П-3)$$

Для оценки влияния выбора узлов l_i решим задачу при двух условиях минимизации целевой функции (7), (8), (17): для равноотстоящих друг от друга узлов $\Delta l_i = 0,333... = \text{const}$

$$M_1 (\rho_1 = 2\sqrt{2}), \quad M_2 \left(\rho_2 = \frac{2\sqrt{13}}{3} \right), \quad M_3 \left(\rho_3 = \frac{2\sqrt{10}}{3} \right);$$

для выбранных в [Л. 4] узлов при решении методом граничной коллокации $\Delta l_1 = 0,2052; \Delta l_2 = 0,3725; \Delta l_3 = 0,4223$

$$M'_1 (\rho'_1 = 2\sqrt{2}), \quad M'_2 (\rho'_2 = 2,56), \quad M'_3 (\rho'_3 = 2,19).$$

Если ограничиться двумя первыми членами суммы (П-3), задача линейного программирования формулируется следующим образом.

В первом случае надо найти $C_{01}, C_4 R^4, C_8 R^8$, минимизирующие целевую функцию

$$I = z_1 + z_2 + z_3, \quad (П-4)$$

при ограничениях

$$z_1 \geq 0, \quad z_2 \geq 0, \quad z_3 \geq 0; \quad (П-5)$$

$$\left. \begin{aligned} y_1 &\equiv z_1 + 1,03972C_{01} - 63,98436C_4 R^4 + 4095,998C_8 R^8 + 1 \geq 0; \\ y_2 &\equiv z_1 - 1,03972C_{01} + 63,98436C_4 R^4 - 4095,998C_8 R^8 - 1 \geq 0; \\ y_3 &\equiv z_2 + 0,87701C_{01} - 23,48508C_4 R^4 - 9,32556C_8 R^8 + 1 \geq 0; \\ y_4 &\equiv -0,87701C_{01} + 23,48508C_4 R^4 + 9,32556C_8 R^8 - 1 \geq 0; \\ y_5 &\equiv +0,74587C_{01} + 5,516694C_4 R^4 - 329,001C_8 R^8 + 1 \geq 0; \\ y_6 &\equiv -0,74587C_{01} - 5,516694C_4 R^4 + 329,001C_8 R^8 - 1 \geq 0. \end{aligned} \right\} \quad (П-6)$$

Во втором случае надо найти $C_{01}, C_4 R^4, C_8 R^8$, минимизирующие функцию

$$I = z_1 \cdot 0,02052 + z_2 \cdot 0,3725 + z_3 \cdot 0,4223 \quad (П-7)$$

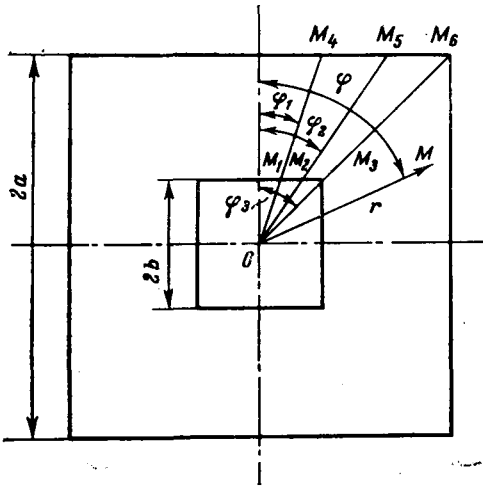


Рис. 3. Граничные условия и выбранные узлы для расчета поля в квадратной области с квадратным отверстием.

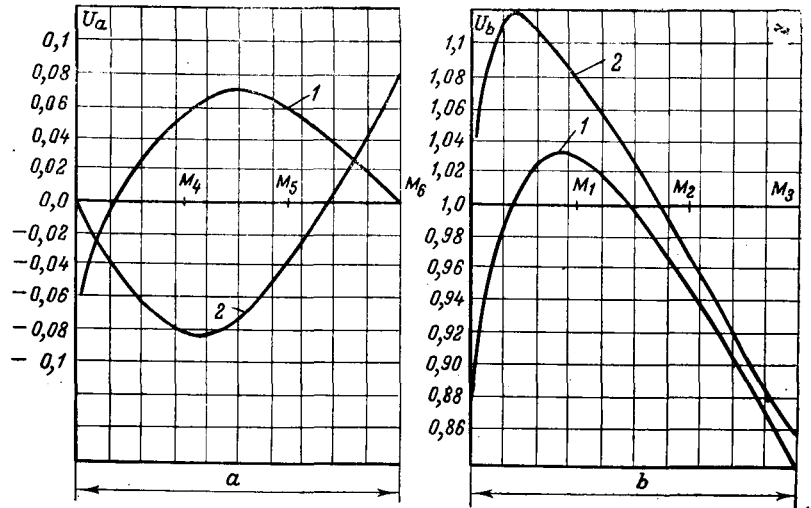


Рис. 4. Полученное в результате расчета методом линейного программирования (1) и методом граничной коллокации (2) распределение потенциала вдоль наружной и внутренней границ.

при ограничениях

$$\left. \begin{aligned} z_1 \geq 0, z_2 \geq 0, z_3 \geq 0; \\ y_1 \equiv z_1 + 1,03972C_{01} - 63,98436C_4R^4 + \\ + 4095,998C_8R^8 + 1 \geq 0; \\ y_2 \equiv z_1 - 1,03972C_{01} + 63,98436C_4R^4 - \\ - 4095,998C_8R^8 - 1 \geq 0; \\ y_3 \equiv z_2^* + 0,94007C_{01} - 38,7445C_4R^4 - \\ - 1160,83C_8R^8 + 1 \geq 0; \\ y_4 \equiv z_2 - 0,94007C_{01} + 38,7445C_4R^4 + \\ + 1160,83C_8R^8 - 1 \geq 0; \\ y_5 \equiv z_3^* + 0,7839C_{01} - 2,46796C_4R^4 - \\ - 516,889C_8R^8 + 1 \geq 0; \\ y_6 \equiv z_3 - 0,7839C_{01} + 2,46796C_4R^4 + \\ + 516,889C_8R^8 - 1 \geq 0. \end{aligned} \right\}$$

В результате расчетов на ЦВМ получены значения для первого и второго случаев соответственно:

C_{01}	C_4R^4	C_8R^8
-1,2944257	-0,55343381 10	-0,20192156 10
-1,2998465	-0,5957374 10	-0,7251549 10.

Следовательно, функция потенциала соответственно для первого и второго случаев имеет вид:

$$\tilde{U} = 1 - 1,29998465 \ln \rho - 0,5957374 \cdot 10^{-2} (\rho^4 - \rho^{-4}) \cos 4\varphi - 0,7251549 \cdot 10^{-5} (\rho^8 - \rho^{-8}) \cos 8\varphi; \quad (\text{П-10})$$

$$\tilde{U} = 1 - 1,2944257 \ln \rho - 0,55343381 \cdot 10^{-2} (\rho^4 - \rho^{-4}) \cos 4\varphi - 0,20192156 \cdot 10^{-5} (\rho^8 - \rho^{-8}) \cos 8\varphi. \quad (\text{П-11})$$

На рис. 2 построены значения потенциала, вычисленные по (П-10) и (П-11) на плоской границе. Как видно из рис. 2, отклонение полученных значений от заданных на границе не превышают в первом случае 0,22%, а во втором случае 1,4%.

Пример 2. Определить поле в конструкции (рис. 3), сечение которой представляет собой два соосных квадрата со сторонами $2a$ и $2b$ ($b = \frac{1}{3}a$). Положим, что потенциал на внутренней обкладке $U_b = 1$, а на внешней $U_a = 0$.

Примем, что аппроксимирующая потенциал функция имеет вид:

$$U = A_0 + A_1 \ln \rho + (A_4 \rho^4 + A_{-4} \rho^{-4}) \cos 4\varphi, \quad (\text{П-12})$$

где

$$\rho = \frac{r}{a}.$$

Минимизируем сумму отклонений потенциала на границах (7), (17) от заданного в равномерно распределенных точках:

(П-8) на нижней границе $\Delta l_i = \frac{1}{9} a$ ($i=1, 2, 3$) и на верхней границе $\Delta l_{i+3} = \frac{1}{3} a$. При этом

$$\cos \varphi_i = \cos \varphi_{i+3} = \frac{a}{r_{i+3}} = \frac{b}{r_i} = \frac{1}{\rho_i} \quad (i=1, 2, 3) \quad (\text{П-13})$$

(П-9) и узловыми точками являются M_1 ($\rho_1 = \frac{\sqrt{10}}{9}$), M_2 ($\rho_2 = \frac{\sqrt{13}}{9}$), M_3 ($\rho_3 = \frac{\sqrt{2}}{3}$), M_4 ($\rho_4 = \frac{\sqrt{10}}{3}$), M_5 ($\rho_5 = \frac{\sqrt{13}}{3}$), M_6 ($\rho_6 = \sqrt{2}$).

После определения $\ln \rho_i$, ρ_i^4 , ρ_i^{-4} , $\cos 4\varphi_i$ и подстановки полученных значений в ограничения (18) решение задачи методом линейного программирования дает следующие значения неизвестных коэффициентов потенциальной функции (приводятся округленные значения): $A_0 = 0,07158$, $A_1 = -0,9345$, $A_4 = -0,06291$, $A_{-4} = 0,00265$, т. е.

$$U = 0,07158 - 0,9345 \ln \rho - (0,06291 \rho^4 + 0,00265 \rho^{-4}) \cos 4\varphi. \quad (\text{П-14})$$

Методом граничной коллокации [Л. 4] получено выражение:

$$U = 0,07365 - 1,0136 \ln \rho - (0,0712 \rho^4 + 0,0024 \rho^{-4}) \cos 4\varphi. \quad (\text{П-15})$$

Для сравнения на рис. 4 построены значения потенциала по (П-14) и (П-15) на границах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Миролюбов Н. Н. и др. Методы расчета электростатических полей. М., «Высшая школа», 1963, 415 с.
2. Рвачев В. Л. Геометрические приложения алгебры логики. Киев, «Техника», 1967, 212 с.
3. Мительман Л. М. Решение задачи кручения методом последовательного приближения к контуру. М., Оборонгиз, 1965, 218 с.
4. Альтшулер И. Б. и др. Расчет электромагнитных полей в электрических машинах. М., «Энергия», 1968, 87 с.
5. Духовный М. А., Файнштейн Э. Г. О приближенном решении одной задачи неаналитического управления. — «Автоматика и телемеханика», 1967, № 4, с. 159—164.
6. Зуховицкий С. И., Авдеева Л. И. Линейное и выпуклое программирование. М., «Наука», 1967, 460 с.
7. Сочнев А. Я. Новый метод теоретического исследования магнитного поля электромагнитных систем. ДАН СССР, 1941, № 1, т. 33.

Влияние температуры проводов на потери электроэнергии в активных сопротивлениях проводов воздушных линий электропередачи

Доктор техн. наук ПОСПЕЛОВ Г. Е.

Минск

инж. ЕРШЕВИЧ В. В.

Харьков

В выражении для определения годовых потерь энергии в воздушной линии электропередачи (ВЛ)

$$\Delta \mathcal{E} = \int_0^{8760} I_t^2 R_t dt \quad (1)$$

величина R_t обычно принимается постоянной и выносится за знак интеграла. В действительности сопротивление провода зависит от его температуры ($\theta_{пр}$):

$$R_t = R_0 [1 + \alpha (\theta_{пр} - 20)], \quad (2)$$

где R_0 — приводимое в справочниках сопротивление провода при температуре $+20^\circ\text{C}$, соответствующее температуре заводского помещения, в котором провод изготовлен; α — температурный коэффициент, который для сталеалюминиевых проводов принимается равным 0,004 (изменение температуры провода на 10° изменяет сопротивление его на 4%).

Температура проводов ВЛ определяется нагревом протекающего по ним тока и условиями охлаждения в окружающей среде и в экстремальных случаях в течение года может изменяться от $+70^\circ\text{C}$ при предельных по условиям нагрева токовых нагрузках до -50°C при малых нагрузках и наиболее низких наружных температурах. Соответственно фактические сопротивления проводов (а следовательно, и потери мощности в них) могут увеличиваться по сравнению с расчетной величиной R_0 на 20% и уменьшаться примерно на 30%.

Установившаяся температура провода в любом заданном режиме может быть определена из условия теплового равновесия, при котором количество тепла, выделяемого в проводе протекающим током, равно количеству тепла, отдаваемого проводом в окружающую среду. Такое равновесие описывается уравнением:

$$I^2 R_0 [1 + \alpha (\theta_{пр} - 20)] = kF (\theta_{пр} - \theta_{окр}), \quad (3)$$

где I — ток в проводе, а; k — коэффициент теплоотдачи, равный количеству тепла, отводимого в 1 сек с 1 cm^2 поверхности провода при разности температур провода и окружающей среды в 1°C ; F — поверхность охлаждения провода, cm^2 ; $\theta_{пр}$, $\theta_{окр}$ — температуры провода и окружающей среды, $^\circ\text{C}$.

Коэффициент теплоотдачи, имеющий две составляющие [Л. 1], одна из которых определяется отдачей тепла лучеиспусканием ($k_{л}$), вторая — конвекцией ($k_{к}$), может быть определен как:

$$k = k_{л} + k_{к} = 2,8 [100 + 0,6 (T_{пр} - 273)] 10^{-2} + 8,95 \sqrt{\frac{pv}{d}}, \quad \frac{\text{вт}}{\text{м}^2 \cdot \text{град}}, \quad (4)$$

где p — давление воздуха, Па; v — скорость движения воздуха вблизи провода, м/сек; d — диаметр провода, м; $T_{пр}$ — температура провода, К.

Анализ выражений (3) и (4) показывает, что температура проводов ВЛ определяется в основном тремя параметрами: токовой нагрузкой, температурой окружающего воздуха и скоростью ветра (рис. 1). Кривые рис. 1 построены по уравнению (3) для провода АС-120 при атмосферном давлении, равном 1, и охватывают весь практический диапазон изменения указанных выше основных параметров [Л. 2]. Наружные температуры выше $+40^\circ\text{C}$ и ниже -40°C на территории СССР встречаются сравнительно редко. Время (на протяжении года), в течение которого ветер имеет скорость более 6 м/сек, в большинстве районов также мало, а минимальное из принятых в расчете значение v равняется 0,6 м/сек и соответствует перемещению воздуха за счет нагрева при полном

безветрии. Статистический анализ повторяемости различных скоростей ветра в разных районах нами не проводился, однако наиболее часто встречающимися, по-видимому, можно считать значения 2—4 м/сек. Влияние токовых нагрузок анализировалось в диапазоне от 0 до 1,2 $I_{доп}$. При этом под допустимой по условию нагрева проводов током $I_{доп}$ понималась токовая нагрузка, повышающая температуру провода при полном безветрии ($v=0,6$ м/сек) и температуре окружающего воздуха $+25^\circ\text{C}$ до предельного значения $+70^\circ\text{C}$ (именно такое значение $I_{доп}$ обычно приводится в справочных материалах) ¹.

Анализ температурных условий работы проводов различных сечений показал, что для всей шкалы сечений, применяемых на линиях электропередачи напряжением 35 кВ и выше, основные зависимости аналогичны приведенным на рис. 1 и отличаются незначительно. Так, например, температуры проводов АС-70 и АСО-500, находящихся в одинаковых условиях, разнятся не более, чем на 2—3 $^\circ\text{C}$ (см. рис. 2). Поэтому для качественного анализа влияния температуры проводов на потери мощности и энергии и приближенной количественной оценки этого влияния можно пользоваться кривыми рис. 3, построенными для средних условий.

Дальнейшее изучение температурных режимов проводов ВЛ может внести уточнения в полученные выше результаты (рис. 1 и 3). В частности, можно указать на необходимость более тщательного рассмотрения таких вопросов, как условия теплопередачи при отрицательных температурах, когда провод покрывается изморозью или инеем, влияния влажности возду-

¹ Естественно, что при лучших условиях охлаждения — обдувание проводов ветром и более низкие наружные температуры — могут допускаться и допускаются большие нагрузки, исходя из той же предельной температуры провода ($+70^\circ\text{C}$).

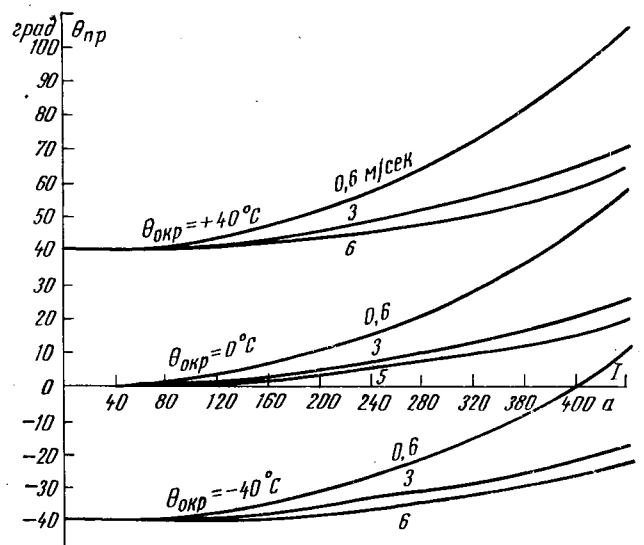


Рис. 1. Зависимость температуры провода АС-120 от температуры окружающего воздуха, скорости ветра и протекающего тока.

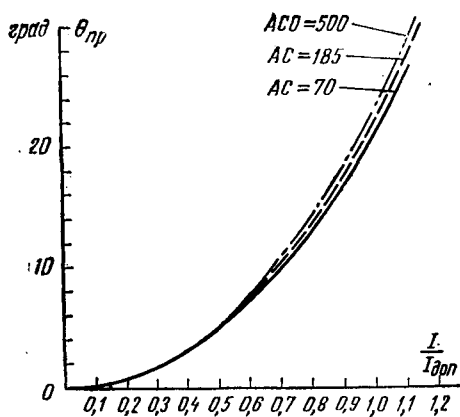


Рис. 2. Зависимость температуры проводов разных сечений от протекающего тока при $\theta_{окр} = 0^\circ\text{C}$ и средней скорости ветра 3 м/сек.

ха, взаимного подогрева проводов расщепленной фазы и др. Кроме того, для разработки инженерных методов расчета годовых потерь энергии с учетом фактической температуры проводов необходимо провести сбор и обработку обширной информации о метеорологических условиях различных районов. Однако уже проведенные исследования и их анализ позволяют сформулировать некоторые результаты, представляющие практический интерес.

Наиболее значительные изменения температуры проводов происходят за счет изменения температуры окружающего воздуха. При малых и средних токовых нагрузках (60—70% от допустимых по условиям нагрева проводов и менее) и средних скоростях ветра температуру провода можно считать равной температуре окружающего воздуха. Это положение распространяется на большинство ВЛ, так как экономическая плотность тока составляет 0,3—0,5 допустимой плотности.

При больших токовых нагрузках (начиная с 30—40% $I_{доп}$ и малых скоростях ветра величина протекающего по линии тока оказывает существенное влияние на температуру провода: как видно из рис. 1 и 2, при нагрузке одной из линий с одинаковыми проводами вдвое большим током температура провода может повышаться на 15°C и более (величина потерь мощности при этом увеличивается на 6% и более). Это обстоятельство может сказываться при технико-экономическом анализе вариантов с резко стлечающейся загрузкой линий, например, при рассмотрении целесообразности дублирования линий, загруженных близко к пределу по условиям нагрева.

Увеличение средней скорости ветра в зоне малых абсолютных значений существенно улучшает условия отвода тепла, выделяющегося в проводе при протекании тока: при больших токовых нагрузках увеличение скорости ветра вдвое может снижать температуру провода на $10\text{—}15^\circ\text{C}$. Рост скоростей ветра выше 5—6 м/сек сказывается незначительно.

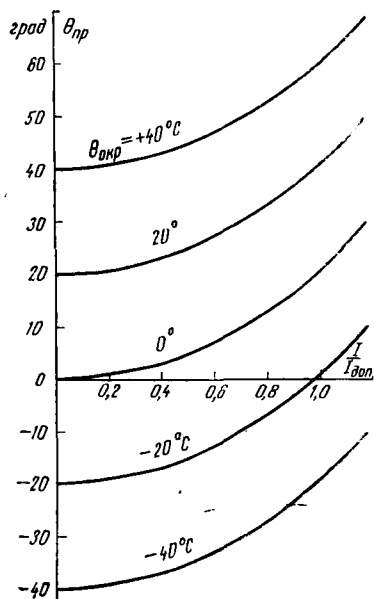


Рис. 3. Зависимость температуры проводов от температуры окружающего воздуха при средней скорости ветра.

Для количественной оценки влияния температуры проводов на значение годовых потерь энергии были проделаны проверочные расчеты потерь в 1 км линии с проводами АС-120 при двух значительно отличающихся плотностях годового графика нагрузки ($T_{max} = 6300$ и 4500). Расчеты проведены по характерным графикам нагрузки рабочих и выходных дней, каждый из которых содержал 7—10 ступеней. Потери мощности для каждой ступени графика определялись в двух вариантах:

при допущениях $\theta_{пр} = +20^\circ\text{C} = \text{const}$, обычно принимаемом в расчетах электрических сетей;

с учетом фактической температуры провода при данной нагрузке, средней скорости ветра 3 м/сек и принятом годовом ходе среднемесячных температур окружающего воздуха.

Суточный ход температуры не оказывает практического влияния на значение потерь энергии и может не учитываться. Это объясняется тем, что при небольшом (по сравнению с годовым) суточным изменением температуры суточный максимум температуры, приходящийся на 12—16 ч, не совпадает по времени с наступлением ни утреннего, ни вечернего максимумов нагрузки. По-видимому, даже можно считать, что наибольшие в течение суток нагрузки (утро и вечер) имеют место при температурах, близких к среднесуточным.

Выполненный нами пример расчета потерь энергии за сутки для графика нагрузки с неравномерностью $P_{min}/P_{max} = 0,5$ и суточного диапазона изменения наружной температуры в 20°C показал, что учет фактического суточного хода температуры по сравнению с учетом ее среднесуточной величины увеличивает потери примерно на 1%. Анализ влияния внутри-месячных изменений температуры не проводился, однако есть основания полагать, что он не внесет существенных уточнений по сравнению с расчетами по среднемесячным температурам.

Основные результаты проведенных расчетов годовых потерь энергии приведены в таблице.

Анализ результатов первого расчета таблицы (при максимальной нагрузке 350 а) и климатических характеристик территории СССР показывает, что в условиях СССР необходимость корректировки в сторону увеличения потерь, подсчитанных обычным способом, возникает лишь в безветренных южных районах и только для линий с загрузкой, близкой к допустимой, при большой плотности годового графика нагрузки либо при наступлении годового максимума в летнее время. Учет температуры провода, существенно превышающей $+20^\circ\text{C}$, необходим также при рассмотрении электрических сетей зарубежных стран, расположенных в тропическом и субтропическом поясах.

Более распространенные в условиях СССР случаи характеризует второй расчет, приведенный в таблице (при максимальной нагрузке 175 а). Как видно из таблицы, при средне-годовых температурах воздуха, близких к нулю, фактические

Время года	Средняя температура воздуха, $^\circ\text{C}$	Потери энергии, тыс. квт·ч				Разница, %	
		при $\theta_{пр} = +20^\circ\text{C}$ (ΔE_p)		при фактической температуре провода ($\Delta E_{ф}$)		$T_{м=6300}$	$T_{м=4500}$
		$T_{м=6300}$	$T_{м=4500}$	$T_{м=6300}$	$T_{м=4500}$		

Максимальная нагрузка 350 а (0,92 $I_{доп}$)

Зима	0	46,6	26,6	45,4	25,4	+2,6	+4,7
Весна	+20	35,0	19,4	36,5	20,0	-4,1	-3,0
Лето	+30	31,8	17,0	34,4	18,2	-7,6	-6,6
Осень	+15	39,6	23,3	40,7	23,7	-2,7	-1,7
Год в целом	+16,3	153,0	86,3	157,0	87,3	-2,5	-1,2

Максимальная нагрузка 175 а (0,46 $I_{доп}$)

Зима	-20	11,6	6,6	9,9	5,6	+17,1	+17,9
Весна	0	8,8	4,9	8,2	4,5	+7,5	+8,9
Лето	+15	7,9	4,3	7,8	4,2	+1,3	+2,4
Осень	-5	9,9	5,8	9,0	5,3	+10,0	+9,4
Год в целом	-2,5	38,2	21,6	34,9	19,6	+9,5	+10,2

потери примерно на 10% ниже, чем подсчитанные по средней расчетной температуре +20 °С. Это означает, что в районах севернее Москвы и Ленинграда, на Урале и в Сибири учет фактической температуры проводов при определении годовых потерь энергии следует считать обязательным.

В примере расчета, приведенном в таблице, погрешность определения потерь получилась практически не зависящей от годового числа часов использования максимума. Однако следует иметь в виду, что уменьшение плотности графика может сопровождаться изменением помесечного распределения потребления (а следовательно, и потерь). При этом в случае роста удельного веса потребления (и потерь) в зимние месяцы, т. е. при низких температурах погрешность может несколько увеличиться.

Приближенной количественной характеристикой годового хода температур (но зато и наиболее доступной) можно считать среднегодовую температуру. Среднегодовые температуры (в °С) некоторых характерных районов СССР по данным [Л. 3] приведены ниже:

Верхоянск	—16
Воркута	—6
Иркутск	—2
Свердловск	+1
Москва и Ленинград	+4
Киев	+7
Тбилиси	+13
Ашхабад	+16

До проведения более подробных исследований представляется возможным учитывать температуру провода, вводя в расчеты потерь мощности активные сопротивления линий, подсчитанные исходя из среднегодовой температуры рассматриваемого района. При этом в величину годовых потерь энергии вносится погрешность, обусловленная в основном двумя факторами:

нагрузки, превышающие среднегодовые, имеют место в период, когда температуры ниже среднегодовых, поэтому расчетные потери энергии за год будут выше фактических;

при расчете активного сопротивления линии по среднегодовой температуре окружающего воздуха не учитывается подогрев провода протекающим током, что несколько занижает расчетную величину потерь энергии.

Противоположное действие указанных факторов частично компенсирует друг друга, в связи с чем предлагаемое использование показателя среднегодовой температуры следует считать приемлемым для практических расчетов годовых потерь энергии. Необходимо особо отметить важность учета фактической температуры проводов при определении потерь мощности в зимних условиях, т. е. в период прохождения максимума нагрузки, когда наружные температуры в большинстве районов СССР существенно отличаются от +20 °С. Правильный расчет потерь мощности в максимум нагрузки в значительной степени определяет экономическую оценку годовых потерь энергии в технико-экономических расчетах (затраты на дополнительную мощность электростанций для компенсации потерь мощности могут составлять 50% и более общей суммы затрат на компенсацию потерь энергии) и играет существенную роль при анализе потерь энергии в условиях эксплуатации.

Выводы. 1. При определении величины и стоимости годовых потерь энергии в ВЛ должна учитываться температура проводов. Достижимое этим уточнение может составлять 10—15%.

2. Основным параметром, определяющим температуру проводов, является температура окружающего воздуха. Для линий, максимальная нагрузка которых не превышает 70—80% допустимой по условиям нагрева, температуру проводов при расчете потерь энергии можно считать равной среднегодовой температуре окружающего воздуха.

3. Необходимо разработать инженерную методику учета температуры проводов при определении величины и стоимости годовых потерь энергии. До разработки такой методики влияние температуры проводов может приближенно оцениваться по материалам настоящей статьи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Городецкий Г. М. Расчет электрических сетей. М., Госэнергоиздат, 1953, 346 с.
2. Справочник по климату СССР. Л., Гидрометеониздат, 1966, вып. 11, 156 с.
3. ГОСТ 14209-69. Трансформаторы (и автотрансформаторы) силовые масляные, нарузочная способность, 38 с.

[8.2.1972]



УДК 621.316.925.2.019.34

О критерии надежности устройств релейной защиты

ГЕЛЬФАНД Я. С.

Москва

Наиболее строгим методом выбора критерия надежности релейной защиты является сравнение затрат на изготовление, монтаж и эксплуатацию аппаратуры релейной защиты и экономического эффекта, определяемого использованием релейной защиты с определенным уровнем надежности. Затраты на выполнение релейной защиты обычно составляют небольшую долю от определяемого ею экономического эффекта и оптимальным, по-видимому, целесообразно считать такой выбор требований к надежности защиты, при котором отношение затрат к экономическому эффекту будет минимальным.

Оценка вероятного экономического ущерба, вызванного отказом или излишним срабатыванием релейной защиты в большинстве случаев весьма затруднительна, так как не каждое неправильное действие защиты приводит к недопуску электроэнергии или увеличению объема разрушений. Поэтому и выбор критерия надежности защиты на основании оценки экономической эффективности связан с трудоемким анализом, учитывающим многочисленные факторы, влияющие на условия применения защиты.

Учитывая незначительную долю общих капитальных затрат, приходящуюся на выполнение устройств релейной защиты, целесообразно рассмотреть и другие, менее строгие методы оценки требований к надежности защиты, не использующие в непосредственной форме данные об экономическом эффекте.

Одной из наиболее естественных возможностей такого рода является использование данных о надежности защищаемой системы. Эти данные в настоящее время используются, например, при расчете надежности электроснабжения¹. Надежность релейной защиты при таком подходе должна являться некоторой функцией надежности системы. Если исходить из предположения, что отказы срабатывания и излишние срабатывания не должны существенно увеличивать аварийность системы, то общий уровень надежности релейной защиты следует выбирать более высоким, чем уровень надежности защищаемой системы.

Однако требования к надежности необходимо предъявлять не ко всему комплексу защитных устройств системы, а к защите конкретных присоединений, причем должна рассматриваться надежность всей совокупности устройств защиты присоединения (основная, резервная и дополнительная защиты).

Непосредственное сравнение надежности релейной защиты с надежностью защищаемого ею присоединения неприемлемо в большинстве случаев из-за различных последствий, к которым приводят неправильные действия защиты и повреждения элементов. Для возможности проведения рассматриваемого сравнения надежности можно предложить следующий подход.

¹ Гук Ю. Б. и др. Теория и расчет надежности систем электроснабжения. М., «Энергия», 1970.

В системе следует подобрать такой случай повреждения (при полностью исправной защите), последствия которого эквивалентны с какой-то степенью приближения к последствиям отказа или излишнего срабатывания защиты. Эквивалентным повреждением можно с известной степенью допущения считать аварию с отключением тех же элементов, что и при отказе или излишнем срабатывании релейной защиты². Поскольку, как правило, известны средние данные о повреждаемости отдельных элементов системы, можно определить вероятность таких эквивалентных повреждений.

По-видимому, с надежностью защищаемой сети может сравниваться только аппаратная надежность устройств релейной защиты. Неправильные действия персонала могут быть учтены лишь косвенно, при выборе отношения вероятностей неправильного действия защиты и эквивалентных повреждений, на основании статистических данных об авариях по вине персонала служб релейной защиты.

Рассмотрим примеры выбора эквивалентных повреждений в системе.

1. Излишнее срабатывание защиты. Излишнему срабатыванию в нормальном режиме эквивалентно аварийное отключение защищаемого элемента. К значительно более тяжелым последствиям приводит излишнее срабатывание при внешних коротких замыканиях. При выборе эквивалентного повреждения для этого случая необходимо выбирать между двумя возможными вариантами: а) одновременное повреждение двух элементов; б) повреждение защищаемого участка в интервале времени, когда хотя бы один из смежных участков отключен для ремонта или плановой проверки, причем под смежным участком понимаются те элементы, короткое замыкание на которых может привести к излишнему срабатыванию защиты защищаемого участка.

Первый случай, как правило, имеет крайне малую вероятность, и поэтому интерес представляет лишь второй случай. Если за определенный период T известна вероятность повреждения защищаемого участка Q и сумма интервалов

² Предлагаемый подход, по-видимому, может найти применение при расчете надежности релейной защиты распределительных сетей. Однако не исключена возможность, что с известной степенью приближения предлагаемая методика может быть применима и к сетям общесистемного или межсистемного значения, где требования к надежности релейной защиты должны быть более дифференцированы, чем это рассмотрено ниже в примерах, иллюстрирующих основной принцип метода.

времени $\sum t_i$, в течение которых хотя бы один из смежных участков отключен, то вероятность эквивалентного повреждения за время T (если считать поток повреждений равномерным)

$$Q_0 = \frac{\sum t_i}{T} Q.$$

Поскольку значение $\sum t_i/T$ обычно значительно меньше единицы, более жесткие требования к защите предъявляются по условиям излишнего срабатывания при внешнем коротком замыкании. Этот случай и выбирается за расчетный.

2. Отказ в срабатывании защиты эквивалентен по последствиям отказу выключателя при отключении короткого замыкания или короткому замыканию на шинах, питающих защищаемое присоединение. Поэтому расчетная вероятность эквивалентного повреждения равняется сумме вероятностей отказа выключателя и короткого замыкания на шинах.

Требования к аппаратной надежности релейной защиты должны выбираться с таким расчетом, чтобы вероятности их отказа или излишнего срабатывания составляли бы некоторую долю от вероятностей соответствующих эквивалентных повреждений.

Выбор отношения указанных вероятностей должен находиться, по-видимому, в зависимости от назначения сети, ее номинального напряжения и ответственности потребителя. Если это отношение принять равным 0,1—0,15, то можно считать, что общий уровень аварийности сети практически не изменится, так как результирующая вероятность повреждений будет находиться в пределах точности расчета.

Вполне вероятно, что на первом этапе целесообразно принять за расчетные такие значения отношения вероятностей неправильной работы защиты и эквивалентных повреждений, которые подсчитаны на основании установившейся практики выполнения релейной защиты в сетях различного напряжения с применением существующей аппаратуры. По мере накопления опыта значения этих отношений могут изменяться в ту или иную сторону.

Следует иметь в виду, что при наличии нескольких защит присоединения их результирующая надежность срабатывания увеличивается, а надежность несрабатывания снижается. Получаемые требования относятся к результирующей надежности срабатывания и результирующей надежности несрабатывания всех защит рассматриваемого присоединения. Распределение вероятностей излишнего срабатывания или отказа между защитами присоединения должно выбираться при конкретном проектировании.

[3.10.1972]



УДК 621.311.016.35

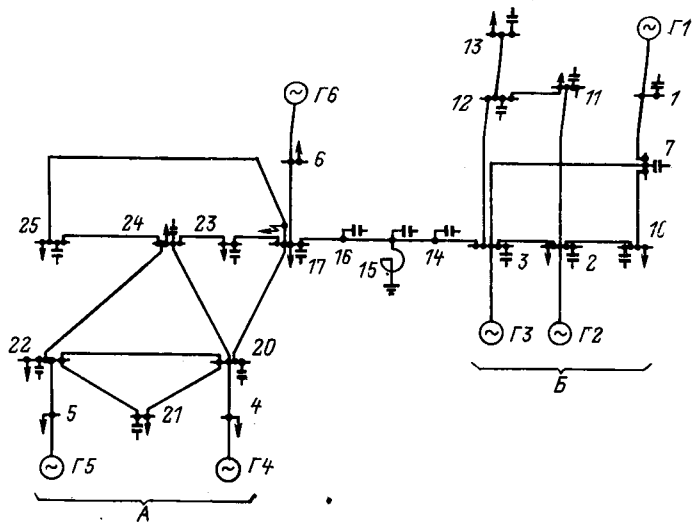
Влияние некоторых параметров схемы на динамическую устойчивость сложных энергетических систем

Канд. техн. наук СТЕФАН ИЛИЕВ
София, НРБ

Исследование переходных режимов в современных сложных энергетических системах производится исключительно при помощи ЦВМ. Несмотря на это, расчет параметров схемы и определение влияний их изменений является весьма трудной задачей даже для сравнительно небольших энергетических систем. Вот почему исследования, оценивающие влияние большого количества параметров с целью выявления слабо влияющих на динамическую устойчивость системы, позволяют принять правильные технико-экономические решения. Вычисления при упрощенных условиях и параметрах энергетических систем необходимы также и при реализации современных автоматизированных систем управления. Получить ответ в течение нескольких минут, является ли система устойчивой после изменений в схеме энергетической системы, можно только при соответствующих упрощениях в системе.

Настоящая статья отражает часть исследований, проведенных в связи с практической необходимостью в упрощенном математическом моделировании при расчете переходных процессов в системе и математическом обеспечении сооружаемой

в НРБ автоматизированной системы диспетчерского управления (АСДУ). В статье даны результаты исследований, проведенных в реальной сложной энергетической системе (см. рисунок) с целью установления влияния некоторых реактивных сопротивлений генераторов, индуктивных сопротивлений трансформаторов, параметров линий электропередачи и реакторов, находящихся в разных точках системы (на разном удалении от места короткого замыкания в системе). В исследованиях была использована теория планирования эксперимента (расчетов), позволяющая в аналитическом виде установить и разграничить влияние исследуемых параметров на устойчивость энергетической системы. Исследовались влияние на динамическую устойчивость следующих параметров схемы: индуктивного сопротивления генераторов G_3, G_4, G_5 и G_6 , трансформаторов $3-14, 4-20, 6-17$, активного, индуктивного и емкостного сопротивлений линий электропередачи $14-16, 17-20, 20-22$ и реактора, включенного в узле 15 (данные элементов схемы приведены в табл. 1 и 2). Исследование проводилось в два этапа с использованием теории планирования экспери-



мента — дробного факторного планирования. На первом были включены все указанные параметры схемы, однако из-за ограниченных возможностей принятой схемы планирования расчетов влияние активного и индуктивного сопротивлений линий электропередачи рассматривалась совместно через полное сопротивление z .

Применялась схема полного факторного планирования расчетов типа 2^k , которая, согласно принятому в [Л. 1] кодо-

Таблица 1

Узел	Нагрузка		Конденсаторы μF	ВЛ		Узлы	ВЛ	
	$P, Mвт$	$Q, Mв.а$		$R, ом$	$X, ом$		$R, ом$	$X, ом$
1	—	—	0,74	—	5,56	1—7	7,32	50,3
2	280	135	0,62	—	13,8	2—3	0	12,82
3	—	—	0,84	—	13,4	2—10	4,00	26,1
4	510	250	—	—	5,7	2—11	5,92	88,4
5	889	433	—	—	1,2	3—7	1,32	10,8
6	51	26	—	—	—	3—12	2,64	16,1
7	—	—	1,06	—	—	3—14	0	11,15
10	316	80	0,24	—	—	4—20	0	6,7
11	180	76	0,37	—	—	5—22	0	7,5
12	—	—	1,00	—	—	6—17	0	15,85
13	120	50	0,49	—	—	7—10	0	18,4
14	—	—	2,87	—	—	11—12	0	28,8
15	1	150	8,00	—	—	12—13	1,98	16,6
16	—	—	5,13	—	—	14—15	1,21	17,0
17	200	100	2,45	—	—	15—16	2,69	30,2
20	—	—	3,03	—	—	16—17	0	15,6
21	174	53	0,87	—	—	17—20	12,3	81,0
22	149	75	1,65	—	—	17—23	3,40	22,3
23	115	40	0,64	—	—	17—25	9,35	93,5
24	100	33	2,43	—	—	20—21	3,64	19,3
25	302	50	2,22	—	—	20—22	4,22	42,2
22—24	—	—	—	18,7	69,6	20—24	3,38	22,5
23—24	—	—	—	7,3	48,0	21—22	4,00	15,2
24—25	—	—	—	8,14	50,2			

Таблица 2

Узел	Генератор					
	$P, Mвт$	$Q_1, Mв.а$	$x'_d, ом$	$T_J, сек$	$\sigma, \%$	$T_p, сек$
1г	∞	∞	0	∞	—	—
2г	550	260	17,8	7,5	—	—
3г	550	230	20,3	7,5	—	—
4г	840	380	9,4	10	7	0,5
5г	834	540	21	7	7	0,5
6г	537	260	29,1	7,5	7	0,5

вому обозначению, может быть записана символично следующим образом:

(1), $a, b, ab, c, ac, bc, abc, d, ad, bd, abd, cd, acd, bcd, abcd$, где a, b, c, d — основные факторы x_1, x_2, x_3, x_4 ; в каждом ряду (номер опыта) схемы планирования латинская буква означает, что соответствующий фактор находится на высоком уровне «+1», а символом (1) обозначен первый ряд таблицы планирования, в котором все основные факторы взяты в нижнем уровне «-1». В принятой схеме планирования всем взаимодействиям присваиваются новые факторы, т. е. применяется насыщенное планирование типа 2^{15-11} . Таким образом, число исследованных параметров (независимых переменных) увеличивается до $k=15$, а их влияние на исследуемую зависимость y , характеризующую динамическую устойчивость энергетической системы сводится к линейному уравнению [Л. 1 и 2]:

$$y = b_0 + \sum_{i=1}^k b_i x_i,$$

где

$$b_0 = y_{cp};$$

$$\sum_{u=1}^N x_{iu} y_u$$

$$b_i = \frac{u=1}{N} \dots, \quad i = 1, 2, \dots, k; \quad u = 1, 2, \dots, N;$$

x_{iu} — значение (± 1) u -го расчета соответствующего столба i схемы планирования расчетов; y_u — результат u -го расчета;

$$x_i = \frac{X_i - X_{i\text{cp}}}{\Delta X_i},$$

ΔX_i — диапазон изменения параметра x_i ; $X_{i\text{cp}}$ — среднее значение (базисное), вокруг которого величина x_i варьирует в границах $\pm \Delta X_i$.

Значимость коэффициентов b_i и достоверность полученной зависимости y устанавливалась путем применения соответственно критериев Стьюдента и Фишера при достоверности $p=0,95$ [Л. 3 и 4].

Переходный режим вычислялся при двухфазном коротком замыкании на землю в начале линии 17—25 продолжительностью 0,12 сек и успешном АПВ через 0,4 сек.

Вариации основных параметров схемы (табл. 1 и 2) при исследованиях составляли $\pm 25\%$. Расчеты проводились на ЦВМ М-220М по программе ВНИИЭ. Критерием влияния параметров является изменение, которое они вносят в максимальный взаимный угол качания между роторами генераторов по отношению к углу первого генератора (шины постоянного напряжения) в продолжении всего переходного процесса. Регуляторы возбуждения всех генераторов учитывались упрощенным образом — постоянной э. д. с. E' за соответствующим индуктивным сопротивлением. Все нагрузки энергетической системы моделировались постоянными полными сопротивлениями в соответствующих узловых точках.

Результаты вычислений — уравнения регрессии — указаны в табл. 3.

На втором этапе основной целью являлось раздельное исследование влияния активного и индуктивного сопротивлений рассматриваемых линий электропередачи. Это осуществлялось при помощи дополнительных расчетов схемы планирования типа 2^3 с кодовым обозначением

(1), a, b, ab, c, ac, bc, abc .

Всем двойным взаимодействиям присваивается новый фактор. При этом число исследуемых параметров достигает $k=6$, а схема планирования соответствует дробному планированию вида 2^{6-3} . Результаты вычислений в виде уравнений регрессии приведены в табл. 4.

(В табл. 3 и 4 коэффициенты уравнений регрессии, оказавшиеся незначимыми после применения критерия Стьюдента, отмечены звездочкой.)

Результаты вычислений и определения уравнений регрессии, коэффициенты которых даны в табл. 3 и 4, показали, что генератор Г6, находящийся ближе всего к месту возмущения, влияет сильнее всех исследованных параметров системы, так как его коэффициент b_0 — весьма малая величина. Видно также, что индуктивное сопротивление генератора Г6 и трансформатор X_{6-17} сильно влияет на качания генератора при переходном процессе (изменение на 1% их суммарной величины меняет угол δ приблизительно на 20%). Этот факт подсказывает, что для увеличения устойчивости системы очень эффективным оказалось бы применение сильного регулирования напряже-

ния на этом генераторе. Известно, что в результате такого регулирования реактивные сопротивления генератора и трансформатора, связывающего его с системой, могут уменьшаться до величины, близкой к нулю.

Весьма положительный эффект для Г6 имело бы и уменьшение сопротивления Z и емкости C линии электропередачи 17—20 (изменение Z_{17-20} на 1% меняет угол δ на 5—10%).

Расчеты показывают, что увеличение мощности реактора, включенного в узле 15, благоприятно отразится на устойчивости генераторов Г4, Г5 и Г6 и мало скажется на генераторах Г2 и Г3. Генераторы Г2 и Г3, отдаленные от исследуемых параметрами схемы (R, X, C) системы А, оказывают очень слабое влияние. Активное сопротивление оказывает незначительное влияние на переходный процесс всех генераторов в системе.

Из табл. 4 видно, что индуктивные сопротивления линий электропередачи 17—20 и 20—22 незначительно влияют на качания генераторов Г4 и Г5 и существенно на качания генератора Г6. Из этого следует, что применение мероприятий по уменьшению сопротивления x этих линий является желательным и оправданным.

Очевидно, что аналогично будет сказываться на устойчивости и влияние погрешности исходных данных о параметрах схемы.

Вывод. Исследования показали, что применение теории планирования эксперимента при исследовании переходных режимов в сложных энергетических системах дает наглядную и дифференцированную картину влияния ряда факторов на режим системы, возможность быстрого и аргументированного анализа. Эти качества делают метод исключительно эффективным при принятии технико-экономических решений по ряду практических вопросов, связанных с сооружением и эксплуатацией сложных энергетических систем.

Таблица 3

Фактор	Коэффициенты	Уравнение регрессии				
		δ_{21}	δ_{31}	δ_{41}	δ_{51}	δ_{61}
$X_{Г3}$	θ_0	31,13	30,92	-24,73	-24,71	5,40
$X_{Г4}$	θ_1	2,35	5,89	1,29	3,91	-1,64
$X_{Г5}$	θ_2	2,10	1,96	13,77	8,25	8,08
$X_{Г6}$	θ_3	3,56	3,69	25,58	35,19	23,92
$X_{Г3-14}$	θ_4	2,65	2,47	11,30	8,02	16,84
$X_{Г4-20}$	θ_5	-1,23	-1,00	-8,06	-10,73	-3,58
$X_{Г5-17}$	θ_6	-0,12*	-0,11*	2,59	4,68	-3,11
Z_{14-16}	θ_7	-0,09*	0,15*	7,50	4,74	6,85
Z_{17-20}	θ_8	-0,83*	0,69*	6,11	2,63	-12,24
Z_{20-22}	θ_9	-0,19*	0,35*	-1,46	2,27	10,63
C_{14-16}	θ_{10}	-0,24*	-0,20*	9,03	5,05	-1,93
C_{17-20}	θ_{11}	-1,69	-1,81	-10,15	-12,79	-5,03
C_{20-22}	θ_{12}	0,92	0,45*	1,34	3,57	3,08
Q_{P15}	θ_{13}	0,30*	0,25*	5,52	2,78	3,44
	θ_{14}	1,25	1,06	1,27	4,29	-1,64

Таблица 4

Параметры	Коэффициенты	Уравнение регрессии				
		δ_{21}	δ_{31}	δ_{41}	δ_{51}	δ_{61}
R_{14-16}	θ_0	30,56	31,70	-36,70	-39,57	14,80
R_{17-20}	θ_1	-1,39	-0,46*	-0,55*	-0,95*	0,15*
R_{20-22}	θ_2	-0,19*	0,52*	-0,24*	0,18*	-0,40*
x_{14-16}	θ_3	-0,03*	-0,78*	0,45*	0,10*	0,23*
x_{17-20}	θ_4	-0,76*	0,08*	-1,92	-2,48	-14,46
x_{20-22}	θ_5	0,85*	0,14*	-0,87*	-0,47*	13,73
	θ_6	0,06*	-0,67*	1,13*	0,55*	12,35

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Налимов В. В., Чернова Н. А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. М., «Наука», 1965.
2. Илиев С. Влияние некоторых факторов и их погрешности на динамическую устойчивость энергосистем.— «Электричество», 1972, № 11.
3. Митропольский А. К. Техника статистических вычислений. М., «Наука», 1971.
4. Смирнов Н. В., Дунин-Барковский И. В. Курс теории вероятностей и математической статистики для технических приложений. М., «Наука», 1965.

[17.1.1973]



УДК 537.228.1.001.5

Исследование пьезокерамического генератора при динамических нагрузках

ШВЕДОВА Л. А.

Москва

Исследования по созданию пьезокерамического генератора (ПГ) для системы зажигания одноцилиндрового двигателя внутреннего сгорания выявили, что в этих условиях пьезоэлементы (ПЭ) должны работать в динамическом режиме нагружения, подвергаясь многократному циклическому давлению около 500 кг/см². В [Л. 1] показано, что многократное приложение к образцам больших механических нагрузок для большинства марок пьезокерамики приводит к ухудшению пьезокерамических постоянных и характеристик выходного напряжения ПГ. В отечественной литературе такие данные, насколько нам известно, отсутствуют. В [Л. 2] отмечается, что ПГ, состоящий из двух ПЭ диаметром 10 мм и высотой по 16 мм марки ЦТС-23, изготовленных по ГОСТ 13927-68, удовлетворяет требованиям по генерированию напряжения 15 кВ при

приложении усилий в 500 кг/см². Однако эти исследования проводились при статической нагрузке на гидравлическом прессе. Представлялось целесообразным исследовать ПЭ данной марки в динамическом режиме нагружения.

Описание установки. Стенд для исследования включает следующие узлы:

силовое устройство, обеспечивающее приложение и снятие механического усилия на ПЭ;
пьезоэлементы и изоляцию высоковольтного вывода ПГ;
измерительную и контрольную аппаратуру;
электропривод силового устройства.

В силовом устройстве принята связь, в которой электрический потенциал генерируется при прямом механическом воздействии на ПЭ. Силовое устройство состоит из системы

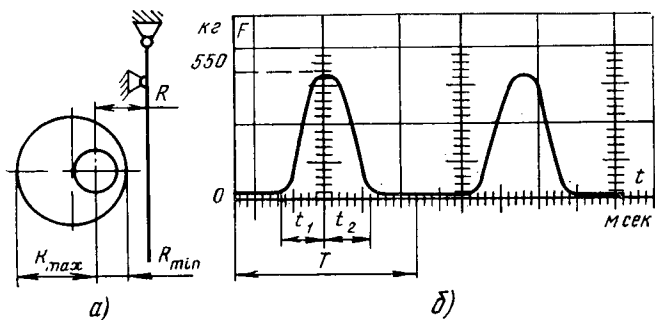


Рис. 1. Осциллограмма механических импульсов, прикладываемых к ПЭ силовым устройством.

рычагов, эксцентрика и держателя пьезоэлементов. Перечисленные узлы устройства смонтированы на специальной плите, которая крепится к электродвигателю. На вал электродвигателя насажен эксцентрик. При вращении эксцентрика он давит на один из рычагов. Увеличенное усилие через второй рычаг и гибкую связь передается на ПЭ. Плита имеет ось поворота и фиксирующее крепление относительно эксцентрика, что позволяет изменять значение радиуса R , где R — расстояние от оси вращения вала электродвигателя до рычага, измеренное по нормали (рис. 1). Изменением радиуса возможно менять амплитуду и форму импульса силы в широком диапазоне. Электродвигатель работает по схеме генератор — двигатель, что обеспечивает частоту вращения эксцентрика в пределах 100—2400 об/мин. Таким образом, на ПЭ можно прикладывать пульсирующее давление частотой в диапазоне 1,7—40 гц. Регулируемый диапазон амплитудной величины механической силы в данной установке находится в пределах 100—1000 кг. Длительность переднего фронта механического импульса составляет 5—30 мсек в зависимости от скорости вращения эксцентрика и настройки силового устройства.

Пьезогенератор состоит из двух ПЭ в форме цилиндров диаметром 10 мм и высотой по 20 мм марки ЦТС-23, изготовленных по ГОСТ 13927-68. Серебряные электроды на торцах ПЭ нанесли методом вжигания специальной пасты. В пару подбирались образцы с одинаковой величиной пьезомодуля d_{33} и емкости C_0 . Пьезоэлементы помещались в специальный держатель, выполненный из электроизоляционного материала. В держатель ПЭ помещались так, что их положительные электроды имели контакт с высоковольтным выводом, а отрицательные заземлялись через шайбу на массу устройства. Заземляемые торцы ПЭ опирались на стальные цилиндры из закаленной стали.

Определение амплитуды усилия и выходного напряжения ПГ. Расчет величины силы, прикладываемой к ПЭ с помощью эксцентрика, весьма сложен, так как неизвестны коэффициенты трения в опорах и система работает при значительных упругих деформациях, которые меняют плечи рычагов. Поэтому для оценки силы, действующей по ПЭ за один оборот эксцентрика, была применена тарировка устройства по статической нагрузке. На рис. 1,б дана осциллограмма импульсов силы при частоте вращения эксцентрика 2220 об/мин. Здесь T — период механического воздействия на ПЭ за время одного оборота эксцентрика. При указанной скорости вращения $T=27$ мсек (длительность развертки осциллографа 10 мсек/см); t_1 — время нагружения ПЭ от нуля до максимума; t_2 — время снятия нагрузки от максимума до нуля ($t_1=t_2=6,5$ мсек). В остальное время механического периода эксцентрик проскальзывает не касаясь рычага силовой системы.

Как следует из осциллограммы, выбранная силовая система устройства обеспечивает циклическое приложение механических усилий на ПЭ. С точки зрения надежности работы ПЭ в циклическом режиме нагружения выбранная система обеспечивает постепенное нарастание и постепенное снятие нагрузки и является поэтому наиболее благоприятной.

Пьезокерамические элементы подобно обычной керамике характеризуются достаточно высокой твердостью и вместе с тем хрупкостью [Л. 3]. Пьезокерамика обладает низким сопротивлением изгибу, невысокой прочностью на растяжение, но имеет довольно высокое сопротивление сжатию. Предел механической прочности при статическом сжатии для пьезокерамики ЦТС-23 составляет 3500 кгс/см² и является достаточно большим по сравнению с принятой нагрузкой 500 кгс/см², которая необходима для генерирования напряжения 15 кв. Одна-

ко при выборе рабочих механических усилий необходимо учитывать, что в момент электрического разряда происходит мгновенное снятие деформации ПЭ, что равносильно по результатам воздействию на образец импульсной ударной нагрузки. Кроме этого, циклическое воздействие нагрузки на ПЭ, когда она периодически прикладывается и снимается, обуславливает возникновение усилия сдвига [Л. 1].

Работа ПГ как источника электроэнергии характеризуется двумя крайними режимами [Л. 2].

Режим холостого хода. К ПЭ прикладывается механическая нагрузка. Происходит накопление электрических зарядов. Емкость разрядного промежутка мала по сравнению с емкостью пьезогенератора ($C_{ПГ} > C_{раз.пр}$). В течение этого процесса накапливается энергия разряда.

Режим короткого замыкания. К образцам приложена механическая нагрузка. Разность потенциалов достигла величины пробивного напряжения промежутка. Образовалась искра и сопротивление (активное) промежутка стало малым (емкость разрядного промежутка $C_{раз.пр} \gg C_{ПГ}$). В течение этого процесса выделяется энергия разряда.

Как указывалось выше, эксцентрик, вращаясь от электродвигателя через силовую систему рычагов, передает на ПЭ импульсы механических усилий, частота следования которых может регулироваться в пределах 1,7—40 гц. Следовательно, ПГ генерирует импульсы высокого напряжения такой же частоты. При этом амплитуда генерируемого напряжения зависит от амплитуды механического усилия и для испытуемой марки и геометрии ПЭ достигает 15—26 кв. Осциллографирование высоковольтных импульсных процессов представляет значительную сложность.

О генерирующей способности ПГ можно судить по измерению заряда, генерируемого ПЭ при их нагружении. С этой целью ПГ шунтируется большой емкостью. С помощью осциллографа измеряется напряжение на шунтирующей емкости. Измерение заряда не представляет особых трудностей, так как ПГ шунтируется большей емкостью, напряжение на емкости невелико и подключение измерительной схемы почти не изменяет параметров ПЭ. В этом случае ПГ работает в режиме короткого замыкания, так как шунтирующая емкость на три порядка выше собственной емкости $C_{ПГ}$. Кривые напряжения, записываемые при этом осциллографом характеризуют процесс при отсутствии пробоя на искровом разряднике.

Генерируемое напряжение

$$U = \frac{Q}{C_{ПГ} + C_{ш}} \quad (1)$$

При использовании осциллографа генерируемое напряжение

$$U_{вых} = U_{ос} \frac{C_{ш} + C_{ПГ}}{C_{ПГ}} \quad (2)$$

где $U_{ос}$ — напряжение, показываемое осциллографом; $C_{ПГ}$ — емкость ПГ, равная сумме емкостей двух C_0 ПЭ; $C_{ш}$ — емкость шунтирующего конденсатора, кабеля схемы и входа осциллографа.

Электрическая схема для осциллографирования выходного напряжения ПГ по указанной методике приведена на рис. 2.

При изучении ПГ чаще надо знать напряжение (разность потенциалов) разрядного промежутка. Для этого в работе использовался игольчатый трехэлектродный разрядник, применяемый для испытаний аппаратов зажигания.

При осциллографировании напряжения ПГ возникают две трудности:

подключение измерительной аппаратуры с входной емкостью, соизмеримой с емкостью ПГ, вызывает изменение условий работы ПЭ;

так как напряжение ПГ достигает величины 15—26 кв, то необходимо применение высоковольтного делителя напряжения.

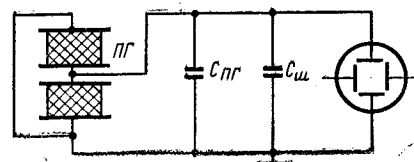


Рис. 2. Электрическая схема для осциллографирования выходного напряжения ПГ при отсутствии разрядного промежутка.

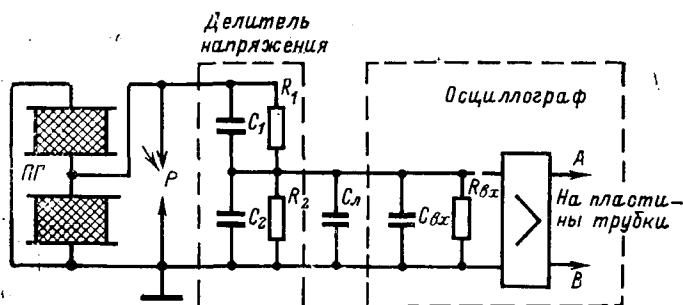


Рис. 3. Схема соединения ПГ с искровым разрядником, делителем напряжения и осциллографом.

при расчете которого важно:

а) подобрать параметры измерительной схемы, при которых осциллограф будет удовлетворительно воспроизводить форму входного импульса;

б) согласовать делитель с источником напряжения и с входом применяемого осциллографа.

Измерительную цепь можно представить в виде четырехполюсника, на вход которого подается исследуемый сигнал от источника, а к выходу присоединено измерительное устройство, позволяющее определять интересующий нас параметр сигнала. Такой четырехполюсник может включать в себе ряд устройств, каждое из которых имеет свой коэффициент передачи k и свою фазовую характеристику ψ . При осциллографировании высоковольтного импульсного процесса элементами четырехполюсника являются: длинная линия, делитель напряжения, усилитель осциллографа и т. д.

На рис. 3 представлены ПГ и измерительная цепь, в которую входят разрядник P , делитель напряжения, линия $C_{л}$ и осциллограф. Рассмотрим режим: разрядник — раздвинут. Если параметры делителя подобраны правильно, то полоса пропускания этой схемы определяется полосой пропускания усилителя осциллографа. Измерительным устройством в данном случае служит осциллографическая трубка, воспроизводящая изменения напряжения в точках A и B схемы.

Так как применяемый осциллограф обладает комплексным входным сопротивлением, зависящим от частоты составляющих сигнала, то и делитель напряжения должен обладать комплексным сопротивлением. Параметры делителя необходимо подобрать так, чтобы в исследуемой полосе сигнала делитель совместно с элементами входа осциллографа был частотно независимым. Коэффициент передачи делителя напряжения

$$k(p) = \frac{C_1 \left(p + \frac{1}{C_1 R_1} \right)}{C_1 \left(p + \frac{1}{C_1 R_1} \right) + C_0 \left(p + \frac{1}{C_0 R_0} \right)}, \quad (3)$$

здесь

$$C_0 = C_2 + C_{л} + C_{вх}, \quad (4)$$

где C_2 — емкость низковольтного плеча делителя; $C_{л}$ — емкость кабельной линии; $C_{вх}$ — емкость входа осциллографа;

$$R_0 = \frac{R_2 R_{вх}}{R_2 + R_{вх}}; \quad (5)$$

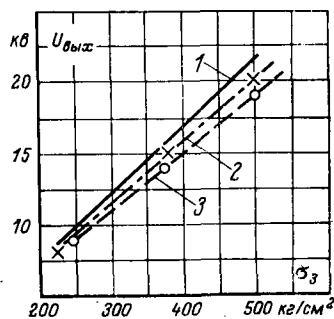


Рис. 4. Зависимость выходного напряжения от механического усилия для ПГ.

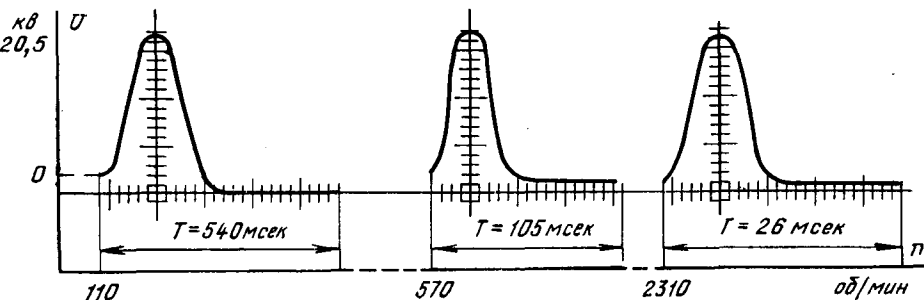


Рис. 5. Осциллограммы импульсов выходного напряжения ПГ от скорости приложения механических импульсов постоянной амплитуды.

R_2 и $R_{вх}$ — параметры делителя и входа осциллографа.

Условие независимости коэффициента передачи от частоты будет при $C_1 R_1 = C_0 R_0$. Данная схема равномерно пропускает весь интервал частот от 0 до ∞ .

Вопрос согласования источника электрической энергии ПГ с делителем сводится к правильному выбору параметров высоковольтного плеча делителя напряжения. Так как ПГ представляет собой ограниченный источник электрической энергии, то это обстоятельство накладывает на измерительную схему дополнительные требования.

Необходимо уменьшить величину емкости высоковольтного конденсатора делителя напряжения до минимума.

Этот минимум будет определяться заданной точностью постановки опыта:

$$C_1 / C_{ПГ} \leq \delta, \quad (6)$$

где δ — допустимое влияние измерительной схемы.

Форма импульса напряжения, записываемая осциллографом, зависит от значений сопротивлений R_1 и R_2 делителя. Симметричная форма импульса при отсутствии утечек преобразуется в несимметричную при наличии последних. Применение комплексного делителя напряжения позволило снять осциллограммы напряжения ПГ в режимах до пробоя искрового промежутка и в момент пробоя при амплитуде напряжения 10 кВ.

Экспериментальное исследование. Для выяснения работоспособности ПЭ выбранной марки и геометрии на длительное воздействие пульсирующей нагрузкой были проведены многочасовые испытания (32 ч). Так как скорость вращения эксцентрика сохранялась постоянной, то частота следования механических импульсов во всех опытах была постоянной. Эксперименту подвергалось несколько ПГ, для которых условия опыта отличались только величиной амплитуды механического импульса.

Многочасовые испытания ПЭ марки ЦТС-23 на механическую устойчивость циклическому воздействию пульсирующей нагрузкой показали, что механическая прочность пьезоэлементов при выбранной силовой системе воздействия импульса достаточна для длительной работы в диапазоне механических усилий 300—800 $кг/см^2$. Для исследования зависимости между величинами генерируемого напряжения и амплитудой механического импульса ПЭ устанавливались в силовое устройство; высоковольтный вывод ПГ подключался к осциллографу по схеме рис. 2. Электропривод вращал эксцентрик с частотой 1500 $об/мин$. Зависимость выходного напряжения от величин механической нагрузки показана на рис. 4. Здесь прямая 1 соответствует теоретическому расчету выходного напряжения; прямые 2 и 3 являются экспериментальными для одних и тех же ПЭ, но при разных способах приложения нагрузки. Выходное напряжение по прямой 2 получено при динамическом способе приложения нагрузки. Прямая 3 построена по значению пробивного напряжения шаровых разрядников диаметром 20 $мм$ при приложении статической нагрузки с помощью гидравлического пресса [Л. 2]. Наблюдается достаточно удовлетворительное совпадение результатов выходного напряжения. Независимость от частоты приложения нагрузки в рассматриваемом диапазоне частот подтвердил и следующий эксперимент. При постоянной амплитуде механического усилия изменялась скорость вращения эксцентрика. Высоковольтный вывод ПГ подключался к осциллографу по схеме рис. 2. На рис. 5 даны осциллограммы этого эксперимента. Частота вращения эксцентрика изменялась в пределах 110—2310 $об/мин$. Как видно из осциллограмм, амплитуда генерируемого напряжения во всем диапазоне скоростей сохраняется постоянной. Результаты этого эксперимента имеют важное значение, так как независимость

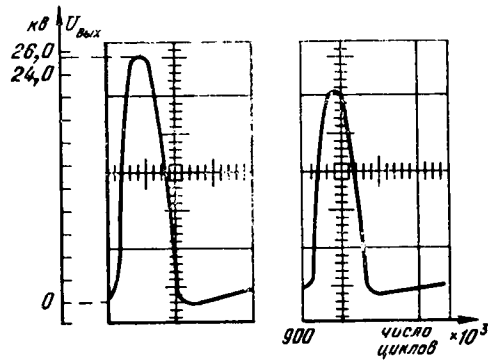


Рис. 6. Осциллограммы импульсов выходного напряжения ПГ от числа циклов механических импульсов постоянной амплитуды.

величины выходного напряжения ПГ от скорости приложения нагрузки в рассматриваемом диапазоне частот позволяет предполагать, что пьезоэлектрическая система зажигания будет иметь преимущества по скоростным характеристикам по сравнению с классической системой зажигания двигателей внутреннего сгорания.

На рис. 6 даны осциллограммы выходного напряжения, генерируемого ПГ, отражающие стабильность работы ПЭ при многочасовом приложении пульсирующей нагрузки. На ПЭ действовала пульсирующая сила амплитудой 600 кг. Частота следования механических импульсов сохранялась постоянной (25 гц). Высоковольтный вывод ПГ подключался к осциллографу по схеме рис. 2. Пьезогенератор работал без искрового промежутка на шунтирующую емкость. Периодически фотографировался импульс генерируемого напряжения. Амплитуда генерируемого напряжения определялась по формуле (2). Как следует из осциллограммы, приложение 9×10^5 циклов механических импульсов с амплитудой 600 кг привело к снижению выходного напряжения на 19%. Однако стабильность выходного напряжения для марки пьезокерамики ЦТС-23 возрастает с уменьшением амплитуды механического импульса и при амплитуде 235 кг снижение величины генерируемого напряжения составило 4% после приложения $2,7 \times 10^6$ циклов нагрузок. Результаты исследования влияния величины механического усилия на стабильность выходного напряжения ПГ при многочасовом приложении нагрузки приведены в таблице.

Для обеспечения стабильного и высокого значения выходного напряжения путем снижения величины прикладываемого механического напряжения необходима специальная технология обработки пьезокерамики, обеспечивающая повышение пьезомодуля d_{33} .

Особый интерес представляло снять осциллограммы напряжения в режиме пробоя искрового промежутка. Для получения этих осциллограмм ПГ подключался к измерительной схеме по рис. 3. Разрядный промежуток игольчатого трехэлектродного разрядника, включенного в цепь, изменялся. На рис. 7 представлены эти осциллограммы. Как следует из них, напряжение при наступлении пробоя резко падает.

Падение напряжения происходит настолько быстро, что луч осциллографа не оставляет следа на фотоленке. На осциллограмме видим разрыв линии записи. Затем после разряда начинается вновь подъем напряжения. Второй пробой происходит при снятии механического усилия с ПЭ. При сохранении генерируемого напряжения ПГ, но уменьшении искрового зазора разрядника осциллограмма показывает, что в этом случае разряд состоит из нескольких следующих один за другим отдельных пробоев.

Выводы. 1. Разработанные силовая система, методика и электрические схемы измерения генерирующей способности ПГ

Образцы ПГ	σ_0 , кг/см ²	Число циклов механических нагрузок	Генерируемое напряжение ПГ $U_{\text{вых}}$, кВ		ΔU , %
			начало опыта	окончание опыта	
I	570	9×10^5	23	20	13
II	480	$2,8 \times 10^6$	19	17	11
III	380	$2,8 \times 10^6$	15	13,6	9
IV	300	$2,7 \times 10^6$	12	11,5	4

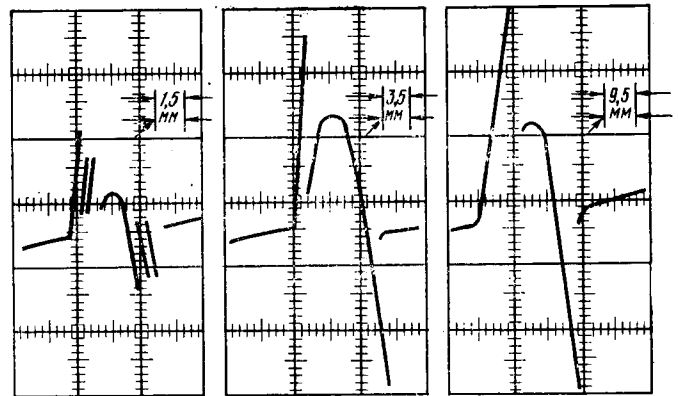


Рис. 7. Осциллограммы разрядных напряжений ПГ при разных расстояниях искрового промежутка.

позволили выявить работоспособность ПЭ в динамическом режиме нагружения.

2. Исследование генерирующей способности ПГ при воздействии динамических нагрузок в диапазоне частот 1,7—40 гц показало независимость величин выходного напряжения от частоты.

3. Достаточно стабильное значение выходного напряжения ПГ при воздействии динамических нагрузок сохраняется при значении амплитуды механического импульса около 200—250 кг для выбранной марки, геометрических размеров ПЭ и силовой системы приложения нагрузок.

4. Для обеспечения высокого значения выходного напряжения (не менее 15 кВ) ПГ при сниженной величине механического импульса необходима специальная технология обработки ПЭ, обеспечивающая повышение пьезомодуля d_{33} .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kodama Y., Osada M. Study on Piezoelectric Ceramics for High Voltage Generation.— «Sumitomo Electric Technical Review», 1967, № 10, pp. 102—108.
2. Шведова Л. А. О пьезоэлектрическом генераторе для двигателя внутреннего сгорания. — «Электричество», 1971, № 10, с. 60—62.
3. Смажеская Е. Г., Фельдман А. Б. Пьезоэлектрическая керамика. М., «Советское радио», 1971. 198 с.
4. Шведова Л. А. Исследование стабильности выходного напряжения при воздействии динамических усилий на пьезоэлементы. Материалы семинара.— «Новые пьезо- и сигнето-материалы и их применение». Изд. МДНТП, 1972, с. 107—110.
5. Стекольников И. С. Электронная осциллография кратковременных процессов. М., Гостехиздат, 1952, 258 с.

[10.4.1973]

Определение параметров однополупериодной схемы питания активно-индуктивной нагрузки с шунтирующим конденсатором

ПЕТРОВ В. П.

Москва

Для упрощения схемы и повышения надежности питания активно-индуктивной нагрузки постоянного тока (электромагнитных муфт, контакторов и т. п.) часто осуществляют через однополупериодный выпрямитель непосредственно от сети (без трансформатора), согласуя напряжения источника питания и нагрузки посредством конденсатора. Литература, посвященная исследованию однополупериодного выпрямителя с активно-индуктивной нагрузкой, шунтированной конденсатором, весьма ограничена. Лишь в статье Доманицкого С. М. и Коссова О. А. («Электричество», 1964, № 9) имеются материалы, которые могут быть использованы для расчета указанного выпрямителя в частном случае, когда угол проводимости вентиля выпрямителя не превышает 60° . Однако и в этом случае возможность использования предложенной методики довольно ограничена из-за трудоемкости вычислений. Потребность в простой и удобной методике определения емкости согласующего конденсатора, а также токов и напряжений в схеме однополупериодного питания активно-индуктивной нагрузки ощущается достаточно остро.

Работа однополупериодного выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку, шунтированную конденсатором, описывается громоздкими выражениями, как правило, неразрешимыми в явном виде относительно нужного исследователю параметра. Следствием этого является громоздкость и сложность вычисления нужных параметров.

Избежать указанных затруднений возможно путем получения нужных зависимостей экспериментально по схеме выпрямителя на рис. 1. На основании анализа уравнений, описывающих работу однополупериодного выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку, шунтированную конденсатором, удается показать, что независимыми переменными, в функции которых наиболее целесообразно экспериментально снимать необходимые зависимости, являются при данной частоте сети произведение $L_n C$ и постоянная времени нагрузки τ :

$$\tau = \frac{L_n}{R_n}$$

Зависимости, снятые в функции указанных независимых переменных для частот сети 400 и 50 гц, приведены на рис. 2. Кривые рис. 2 (E_m — амплитуда напряжения сети; I_n — среднее значение тока нагрузки; I_{\max} и I_{\min} — экстремальные, т. е. соответственно максимальное и минимальное, мгновенные значения тока нагрузки) обеспечивают точность не менее 8%.

Для приведенных на рис. 2 пределов изменения τ и $L_n C$ при частоте 400 гц экстремальные, эффективное и среднее значения тока нагрузки практически одинаковы (с точностью до 2%). Это справедливо для среднего и эффективного значений тока нагрузки при частоте 50 гц.

Пользуясь зависимостями рис. 2, весьма просто по заданным параметрам нагрузки R_n , L_n , амплитуде E_m напряжения сети и среднему значению тока нагрузки I_n (или напряжению на нагрузке) определить необходимое значение согласующей емкости. Для этого достаточно вычислить величину $I_n L_n / E_m$, отложить ее по оси ординат и, используя кривую с необходимым значением τ , найти на оси абсцисс произведение $L_n C$; затем из этого произведения, зная L_n , определить величину согласующей емкости.

Столь же несложно решать и обратную задачу: для данного значения согласующей емкости определить экстремальное

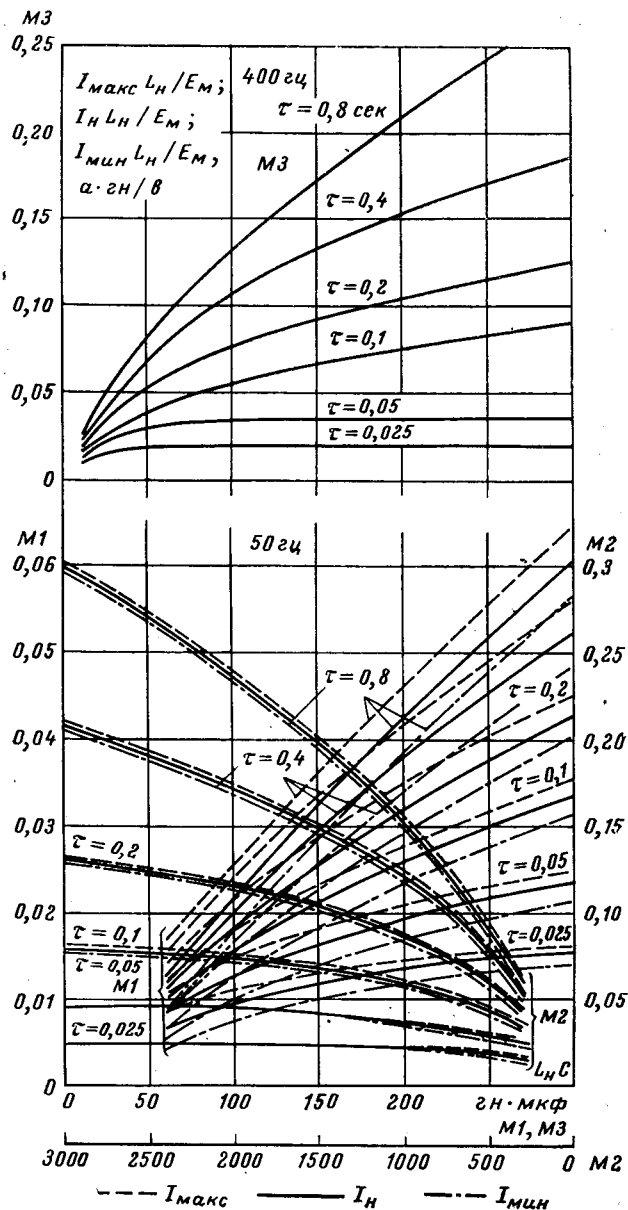


Рис. 2.

значение тока нагрузки или вычислить амплитуду напряжения сети, обеспечивающую необходимое среднее значение тока нагрузки. Для этого достаточно по оси абсцисс отложить заданное значение $L_n C$ и, используя кривую с надлежащим τ , найти на оси ординат соответствующие значения $I_{\max} L_n / E_m$, $I_{\min} L_n / E_m$, $I_n L_n / E_m$, затем аналитически определить I_{\max} , I_{\min} или E_m . Среднее значение тока, протекающего через вентиль, равно среднему значению тока в активно-индуктивной нагрузке, что следует учитывать при выборе вентиля.

[6.12.1972]

Заседание секции № 6 Научного совета АН СССР по теоретическим и электрофизическим проблемам энергетики

16 мая 1973 г. в Москве состоялось очередное заседание секции «Электрофизические проблемы переноса энергии и вещества в автономных электрогенерирующих устройствах» по теме «Процессы массопереноса в электрохимических генерирующих системах».

В работе секции приняли участие более 10 организаций из различных городов Советского Союза.

Во вступительном слове председатель секции член-корр. АН СССР **Н. С. Лидоренко** отметил, что реализуемые в автономных электрогенерирующих устройствах схемы преобразования энергии существенно отличаются от традиционных схем стационарной энергетики. Современные схемы реализуют различные физические явления и эффекты и базируются на применении новейших разделов науки и техники: электрохимии, термодинамики, теплофизики, физики плазмы, физики твердого тела, квантовой электродинамики и т. п.

Несмотря на бурное развитие систем автономной энергетики в настоящее время не существует ни общей теории, связывающей все виды преобразования энергии, ни прогнозирующей теории по каждому из видов преобразования. По-видимому, следует признать, что в исследуемых актах преобразования энергии реализуются более сложные модели электронного обмена, чем это описывается современной теорией. Сама проблема составляет новый раздел электротехники, которая может быть определена как область проявления многообразия свойств электрона и его поля, распространяющихся при определенных условиях в твердых, жидких, газообразных средах и на их границах.

Представляется чрезвычайно актуальным обсуждение перекрестного влияния различных явлений, в том числе и процессов тепло- и массопереноса на параметры систем преобразования энергии и информации.

В докладе **Н. С. Лидоренко** и **Г. Ф. Мучника** «Проблемы тепло- и массопереноса в электрогенерирующих системах» было рассмотрено существенное влияние проблем теплофизики на разработку и исследование электрохимических, фотоэлектрических, термоэлектрических и термоэмиссионных генераторов электрической энергии. Несмотря на различные принципы генерации энергии их объединяет наличие некоторых общих моментов: выработка электроэнергии при участии разнообразных рабочих тел, наличие трактов их подачи и лимитирующих стадий, зависимость эффективности преобразователей от градиентов температур и потенциалов и т. п.

С точки зрения теплофизики для электрохимических систем генерирования энергии необходимо решить ряд проблем, связанных с подводом реагентов, отводом продуктов реакций, и тепла в условиях пористой неоднородной среды при наличии электрохимических реакций и фазовых переходов.

Фотоэлектрические преобразователи представляют собой многослойную конструкцию, состоящую из материалов *pn*-типа, оптического стекла, обеспечивающего надежную работу в условиях радиации, просветляющих покрытий, регулирующих области поглощения и отражения излучения, коммутационных и конструктивных слоев, обеспечивающих заданный тепловой режим работы.

В термоэлектрических генераторах возникнет специфическая теплофизическая проблема, требующая создания материала, обладающего одновременно эффективной электрической анизотропией, заданными диэлектрическими и теплопроводящими свойствами, с электроизоляционными слоями между коммутационными шинами полупроводников и теплопроводами.

Теплофизические проблемы в термоэмиссионных преобразователях состоят в создании полей температур и тепловых потоков для обеспечения необходимых параметров катода и анода. Самостоятельное значение имеют нестационарные режимы. В общем случае необходимо решить трехмерное уравнение теплопроводности с внешней нелинейностью — излучение, электронное охлаждение катода и т. д. и внутренней нелинейностью — переменные теплофизические и физические параметры.

Можно сформулировать основные теплофизические проблемы систем прямого преобразования энергии: развитие теории тепло- и массопереноса в системах; разработка методов оптимального приема, распределения и сброса тепла; расчет тепловых и электрических полей; определение теплофизических свойств материалов.

В докладе **Н. С. Лидоренко**, **В. М. Власова** и **И. Б. Рубанова** «Влияние эффектов массопереноса в пористых газодиффузионных электродах на процессы генерации электрической энергии» были рассмотрены аномальные с точки зрения классической гидродинамики эффекты массопереноса в пористом электроде топливного элемента при наличии электрохимических реакций, фазовых переходов и границ раздела газа, электролита и гидрофильно-гидрофобного твердого тела.

В докладе рассмотрены примеры аномальных эффектов массопереноса в пористом теле, существенно влияющих на выходные параметры генерирующей системы.

Рассмотрен эффект проникновения газа сквозь пористое тело, смоченное электролитом, против сил капиллярного давления в случае, когда малый размер пор должен препятствовать вытеснению жидкости из капилляров. Специальные работы позволили установить, что проникновение газов обуславливает процессы, зависящие от электрических свойств поверхности и определяющие гидрофильность или гидрофобность пористой среды.

В гидрофобной пористой среде проникновение газов в жидкость против избыточного давления объясняется повышенном давлении газа у закрытых жидкостью концов пор за счет парциального давления паров жидкости, которое не успевает сбрасываться из-за сопротивления пористой среды стейфновскому потоку.

В гидрофильной пористой среде перенос газа осуществляется за счет электрохимического переноса в результате функционирования концентрационного элемента, работающего на разности концентрации газа в электролите.

Рассмотрен эффект проникновения электролита сквозь гидрофобное пористое тело в газовую полость против градиента газового давления. Можно предположить, что природа этого явления связана с выравниванием концентрации электролита, которое приводит к конвективному течению в жидкой фазе, возникновению внутренних перепадов давления и накоплению электролита. Однако имеющийся экспериментальный материал подтверждает и другие объяснения этого явления.

Установление физической природы описанных явлений оказывает существенное влияние на создание оптимизированного электрода и повышение эффективности работы генератора.

Доклад **Г. Ф. Мучника** и **З. Р. Каричева** «Аномальный массоперенос по жидкой и газовой фазам в пористых средах» был посвящен углубленному исследованию микрокинетических процессов в пористых электрогенерирующих системах. Как теоретически, так и экспериментально было показано, что наряду с известными ранее диффузионными процессами переноса газа возможен и по электрохимическому механизму, который в большинстве случаев является определяющим. Расчеты на ЦВМ хорошо совпали с экспериментальными результатами, что позволяет проводить прогнозирующие оценки.

Измерения интенсивности движения жидкости против градиента давления газа в капиллярной среде с переменной смачиваемостью поверхности с помощью оригинальных экспериментальных методов замедленной микрокиносъемки позволили дать качественное объяснение возможному механизму этого явления. Можно предположить, что явление связано с движением пленок электролита по гидрофильным поверхностям под действием градиентов поверхностного натяжения (эффект Марангони). В результате цикла работ значительно улучшились функциональная работоспособность и выходные электрические параметры источника электроэнергии.

В докладе **И. Г. Мееровича** «Исследование влияния локальных процессов тепло- и массообмена на интегральные ха-

характеристики электрогенерирующей системы» рассмотрена задача тепло- и массообмена при движении реагентов топливного элемента в плоских каналах произвольной формы. Задача решается с помощью моделирующего устройства, где фиксируется прохождение фронта окрашенной жидкости в исследуемом канале. Показано, что линии равного времени движения жидкости (линии фронтов) совпадают с изотермами и линиями равных концентраций. В приближении закона Дарси получено аналитическое решение задачи, которое совпало с результатами, полученными на моделирующем устройстве. Для учета влияния неравномерности поля температур и концентраций на работу электрогенерирующей системы был использован специальный интегратор, позволяющий определять как распределение потенциала по поверхности электрода, так и суммарный генерируемый ток. В результате исследований получены суммарные вольт-амперные характеристики электрогенератора, которые позволяют анализировать ухудшение характеристик при переходе от электрода к электрогенерирующей системе.

Доклад **А. Р. Гордона** «Исследование тепло-массопереноса при фазовом превращении на пористых поверхностях в электрогенерирующих устройствах» был посвящен процессам массопереноса при вынужденном движении потока парогазовой смеси вдоль охлаждаемой гидрофильной пористой поверхности, играющей роль разделителя жидкой и газовой фаз, в условиях гравитации, близкой к нулю. Перенос конденсата сквозь пористую структуру представляет специфическую задачу, существенно отличающуюся от классической задачи фильтрации. На параметры такого течения влияют такие физико-химические факторы, как полярность воды, наличие растворенного газа и коллоидных частиц, кислотность водного раствора, двойные электрические слои и т. п. В результате исследования предложена многослойная модель пористой мембраны, закономерности фильтрации в которой подтверждаются экспериментальными результатами.

Серия докладов была посвящена вопросам массопереноса в теории электрохимических преобразований информации.

В докладе **Д. А. Попова** «Некоторые вопросы расчета электрохимических датчиков ускорения и давления» был проведен расчет переходной и частотной характеристик электрохимического преобразователя, в качестве модели которого взят канал между параллельными электродами. Задача сводится к учету конвективной диффузии при заданном профиле скорости. В отличие от ранее опубликованных работ задача рассматривается с учетом продольной диффузии. Показано, что время релаксации тока слабо зависит от величины скорости и практически совпадает с чисто диффузионным временем.

Доклад **М. С. Касимзаде, Р. Ф. Халилова, Д. К. Дворянкина и И. Б. Тер-Сааковой** «Некоторые вопросы массопереноса в электрокинетических преобразователях информации» был посвящен методам улучшения метрологических характеристик,

упрощению конструкции и технологии изготовления преобразователей, базирующихся на процессах массопереноса через пористые системы. Предложено использование взамен преобразующих пористых элементов из электроизоляционных материалов металлических капиллярных систем, в частности мелкопористых металлических сеток. Успешные эксперименты позволяют сделать вывод о перспективности этого усовершенствования.

Экспериментально обнаружено, что чувствительность по току электрокинетического преобразователя с ограниченным объемом рабочей жидкости увеличивается, если его предварительно подвергнуть воздействию постоянного тока. Изменение чувствительности системы происходит в результате объемного перераспределения исходных и образовавшихся на электродах электропроводных примесей, содержащихся в рабочей жидкости. Эти продукты изменяют объемное сопротивление жидкости и исходное строение двойного электрического слоя в капиллярах пористого тела, проходя через него под действием электроосмоса. Обнаруженные эффекты позволяют управлять чувствительностью электрокинетических преобразователей как в генераторном, так и в электроосмотическом режимах, расширяя тем самым их функциональные возможности.

В докладе **Б. Н. Костенко** «Изменение плотности йод-йодидного электролита в приэлектродных пространствах диффузионных преобразователей информации» исследовался механизм изменения плотности электролита при протекании тока с целью нахождения расчетных зависимостей и определения влияния состава электролита на изучаемый процесс. Путем составления электродных балансов и учета миграционного переноса и диффузии вещества между катодной и анодной камерами получены соотношения для расчета возникающей разности плотностей электролита в приэлектродных пространствах с учетом природы индифферентного электролита. Изменение плотности электролита может являться причиной движения электролита, влияющего на режим диффузии носителей, а следовательно, на стабильность рабочих характеристик электрохимических преобразователей.

В принятом на заседании секции решении отмечается, что современный уровень развития систем преобразования энергии требует нового комплексного подхода к исследованиям и разработкам электрогенерирующих систем с рассмотрением взаимного влияния процессов электрофизики, электрохимии, тепло- и массообмена и т. п. и нелинейных эффектов в сложных системах с распределенными параметрами. Учитывая отсутствие в настоящее время прогнозирующей теории в области систем прямого преобразования энергии, следует одобрить попытки создания общей методологии описания электрогенерирующих процессов, в том числе для сложных многокомпонентных систем.

К. т. н. Ю. С. Бортников



УДК 621.314.061.3

Научно-техническая конференция «Повышение эффективности устройств преобразовательной техники»

В конце 1972 г. в Киеве проходила научно-техническая конференция «Повышение эффективности устройств преобразовательной техники». Конференция была организована Научным Советом АН СССР по теоретическим и электрофизическим проблемам энергетики, Научной комиссией АН УССР по проблеме «Преобразование параметров электрической энергии», Институтом электродинамики АН УССР, Киевским политехническим институтом и Украинским правлением научно-технического общества энергетики и электротехнической промышленности.

Цель конференции заключалась в обсуждении состояния и основных путей развития преобразовательной техники в Украинской ССР и других союзных республиках, а также эффективности использования преобразовательных устройств на предприятиях различных областей промышленности и транспорта.

В конференции, посвященной 50-летию образования Советского Союза, приняли участие более 350 ведущих специалистов

в области преобразовательной техники из многих городов страны. Было заслушано и обсуждено около трехсот научных докладов и сообщений представителей академических, научно-исследовательских, проектно-конструкторских институтов, вузов, производственных объединений и промышленных предприятий.

На пленарные заседания было вынесено пять докладов. Чл.-корр. АН УССР **А. Н. Милых** осветил основные тенденции научных исследований в области стабилизации параметров электромагнитной энергии, а также результаты ведущихся в Институте электродинамики АН УССР научно-исследовательских работ по созданию высокоэффективных устройств преобразовательной техники.

В докладе акад. **Л. Р. Неймана** изложены основы обобщенной теории переходных процессов в электрических цепях с вентильными преобразователями. Применение данной теории позволяет при исследовании этого класса цепей снять ряд ограничений в отношении параметров элементов цепи, вида э. д. с., схемы преобразователя, способа регулирования и т. д.

С анализом современного уровня развития силовой полупроводниковой преобразовательной техники в Украинской ССР и его соответствии возрастающим потребностям различных отраслей народного хозяйства республики выступил **И. С. Васильюти** (Госплан УССР).

К. А. Липковский (ИЭД АН УССР) осветил деятельность Научной комиссии АН УССР по проблеме «Преобразование параметров электрической энергии», призванной осуществлять перспективное планирование и координацию всех научно-исследовательских работ, проводимых различными организациями Украины независимо от их ведомственной подчиненности.

Г. Ф. Бейдер (ВНИИ ГПЭ) ознакомил участников конференции с рядом вопросов патентно-изобретательской деятельности в области преобразовательной техники.

На конференции работало семь секций, объединивших специалистов по выпрямителям, инверторам, преобразователям частоты, регуляторам и стабилизаторам напряжения (тока), транзисторным преобразователям, системам управления, а также средствам повышения качества электрической энергии.

На секции «Выпрямители» докладчики освещали как общие вопросы разработки и исследования выпрямительных устройств, так и вопросы их применения в системах автоматизированного электропривода, на электрофицированном железнодорожном, рудничном и городском транспорте, в различных областях электротехнологии. Большое внимание было уделено проблеме повышения энергетических характеристик выпрямительных устройств. Оживленную дискуссию вызвал доклад **А. С. Леонovichа**, **В. И. Еланчика** об исследовании экономической эффективности применения тиристорных преобразователей в металлургии. С большим интересом было заслушано сообщение **Е. Ф. Глушкова**, **И. П. Таратуы** (ВЭИ) о разработке высоковольтных тиристорных блоков для ЛЭП.

Почти половину всех докладов секции «Инверторы» составили работы, направленные на повышение качества выходного напряжения, в частности, на улучшение его формы.

Наряду с работами теоретического плана, обобщающими исследования по наиболее важным направлениям развития автономных инверторов, на заседаниях секции было заслушано много докладов, посвященных вопросам конструирования, разработки и внедрения высокоэффективных тиристорных инверторов. Среди работ практической направленности особый интерес вызвали выступления сотрудника НИИХЭМЗ **И. И. Эпштейна** об автономных инверторах преобразователей частоты для регулируемых электроприводов и сотрудников ВНИИЭМ **Г. А. Зверева** и **Б. Э. Павлушкова** об электрооборудовании электромобилей.

Большая часть докладов в секции «Преобразователи частоты» была посвящена вопросам теории и разработки преобразователей частоты с непосредственной связью (ПЧНС) с естественной и искусственной коммутацией.

В докладах основное внимание уделено исследованию энергетических показателей ПЧНС, методике расчета силовых цепей, методам снижения низкочастотной модуляции. Ряд докладов был посвящен разработке и исследованию частотно-регулируемого привода с применением ПЧНС и преобразователей частоты с промежуточным звеном постоянного тока. Наряду с работами по вентильным преобразователям в отдельных до-

кладах рассматривались вопросы разработки и применения ферромагнитных делителей и умножителей частоты.

Доклады и сообщения, заслушанные на секции «Регуляторы и стабилизаторы напряжения (тока)», можно условно разбить на несколько групп.

К первой относятся работы, посвященные регуляторам и стабилизаторам постоянного напряжения на основе тиристорных и транзисторных широтно-импульсных преобразователей и регуляторам переменного напряжения — импульсным и с неискаженной формой выходного напряжения. Входят в эту группу и доклады по феррорезонансным стабилизаторам напряжения.

Вторая группа докладов была посвящена индуктивно-емкостным преобразователям (ИЕП), позволяющим стабилизировать величину тока в нагрузке с переменными параметрами. Обзорный доклад по этой теме сделал **И. В. Волков**, осветивший результаты теоретических исследований и разработки преобразователей такого типа в Институте электродинамики АН УССР. Интересный материал по параметрическому источнику тока представили сотрудники МЭИ **Н. Ф. Ильинский**, **О. Г. Кузнецов**, а также **К. Д. Гуттерман**, **А. И. Обух**, **В. А. Заварихин** и др.

В ряде докладов этой секции исследовалась актуальная проблема построения источников для экономичного заряда батарей накопительных конденсаторов.

На секции «Методы и средства повышения качества электрической энергии» наибольший интерес вызвали доклады, посвященные разработке методов и средств симметрирования режимов многофазных систем при подключении к ним несимметричных нагрузок, созданию статических источников реактивной мощности, снижению высших гармоник в промышленных сетях и компенсации отрицательного воздействия тиристорных преобразователей на питающую сеть, а также созданию фильтро-симметрирующих устройств и средств для контроля показателей качества электрической энергии.

На секции «Транзисторные преобразователи» обсуждалось состояние и перспективы развития силовых транзисторных преобразователей, а также вопросы повышения их экономичности и надежности, расширения частотного диапазона и улучшения весогабаритных показателей. Наибольший интерес вызвали доклады о миниатюризации силовых полупроводниковых устройств, об оптимизации схем и уменьшении габаритов и весов силовой транзисторной аппаратуры, о путях повышения рабочей частоты в преобразователях постоянного напряжения.

Доклады, заслушанные на секции «Системы управления», были в основном посвящены принципам построения и разработке отдельных блоков систем управления устройствами преобразовательной техники.

В решении конференции подчеркивается перспективность дальнейшего развития исследований в области преобразования параметров электрической энергии и необходимость улучшения координации научно-исследовательских работ по созданию и внедрению в народное хозяйство страны современных высокоэффективных устройств преобразовательной техники.

К. т. н. К. А. Липковский



НОВЫЕ КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

- Болотин И. Б., Эйдель Л. З.** Измерения в режимах короткого замыкания. 1973. 184 с. 62 к.
Дудиоминов М. С. Управление осветительными сетями. 1972. 88 с. (Б-ка электромонтера. Вып. 382). 18 к.
Ермолов Р. С. Цифровые частотомеры. 1973. 152 с. 67 к.
Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. Пер. с англ. 1973. 656 с. 2 р. 26 к.
Золотарев И. Д., Брюханов Ю. А. Автоматические анализаторы спектра рециркуляционного типа. 1973. 120 с. 32 к.
Кан К. Н., Николаевич А. Ф., Шанников В. М. Механическая прочность эпоксидной изоляции. 1973. 152 с. 67 к.
Касимзаде С. С., Халилов Р. Ф., Балашов А. Н. Электроникетические преобразователи информации. 1973. 136 с. 48 к.
Князевский Б. А., Чекалин Н. А. Техника безопасности и противопожарная техника в электроустановках. Изд. 2-е, перераб. и доп. Учебное пособие для средних специальных учебных заведений по электротехническим специальностям. 1973. 248 с. 63 к.
Коц Б. Э. Электромагниты постоянного тока с форсировкой. 1973. 78 с. 21 к.

- Магнитопроводы силовых трансформаторов (технология и оборудование).** 1973. 272 с. (трансформаторы. Вып. 24.) 96 к.
Памфилов Р. К. Принципы построения измерителей расогласования следящих систем. 1973. 112 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 496). 35 к.
Слоним Н. М. Алюминиевые провода при ремонте асинхронных двигателей. 1973. 136 с. 35 к.
Соммер А. Фото-эмиссионные материалы. Пер. с англ. 1973. 176 с. 1 р. 04 к.
Тутевич В. Н. Телемеханика. Учеб. пособие для вузов. 383 с. 1 р. 35 к.
Тиристорные преобразователи высокой частоты. 1973. 200 с. 90 к.
Черняк М. И. Калиброванные стеклянные оболочки. 1973. 112 с. 32 к.
Шабанов В. А., Павлов А. И., Чернышев В. М. Электропривод с глубоким регулированием скорости. 1973. 88 с. 25 к.
Шмелев В. К. Рентгеновские аппараты. 1973. 472 с. 1 р. 46 к.

ПРОФЕССОР Ф. А. ГОРЯИНОВ

(К 70-летию со дня рождения)

Профессор Федор Алексеевич Горяинов известен как специалист в области электрических машин. Научно-педагогическую, инженерную и общественную работу в этой области он ведет более 40 лет.

Ф. А. Горяинов родился в 1903 г., в 1929 г. он окончил электротехнический факультет МВТУ.

Деятельность Ф. А. Горяинова связана с Московским энергетическим институтом, где он работает с 1929 г. До 1934 г. Ф. А. Горяинов совмещал работу в МЭИ с работой в машинном отделе Всесоюзного электротехнического института имени В. И. Ленина.

В 1945 г. Ф. А. Горяинов защитил кандидатскую диссертацию. В 1947 г. ему было присвоено ученое звание доцента, а в 1962 г. — профессора. В 1959 г. Академия наук СССР присвоила Ф. А. Горяинову звание старшего научного сотрудника.

Профессор Горяинов Ф. А. — автор более 50 опубликованных научных работ. В 1962 г. издана его монография «Электромашинные усилители», отражающая многолетний труд автора в области этих машин. Ф. А. Горяинов является соавтором широко известного и много раз переиздававшегося учебника «Проектирование электрических машин».



В течение последних 30 лет Ф. А. Горяинов работает в области специальных машин для систем автоматического

регулирования. Под его руководством и при непосредственном участии были созданы серии электромашинных усилителей.

Научно-исследовательские работы, проводимые Ф. А. Горяиновым в области электромашинных усилителей, охлаждения и нагрева электрических машин, оказали практическую помощь промышленности в проектировании специальных машин.

Профессор Ф. А. Горяинов постоянно консультирует работников заводов и научно-исследовательских институтов по теории, расчету и конструированию электрических машин. Он является членом экспертной комиссии Комитета по делам изобретений и открытий при Совете Министров СССР.

Профессор Ф. А. Горяинов воспитал большое число кандидатов и докторов технических наук. Он является ответственным редактором выпуска «Электрические машины» в реферативном журнале «Электротехника и энергетика».

За успешную работу по воспитанию кадров инженеров-электромехаников Ф. А. Горяинов награжден орденом Трудового Красного Знамени и медалями СССР.

Группа товарищей

* * *

Редакция и редколлегия журнала «Электричество» сердечно поздравляют с 60-летием кандидата технических наук Александра Григорьевича Крайза, в течение более двадцати лет активно сотрудничающего в журнале в качестве рецензента и научного редактора в секции трансформаторостроения.

Желаем Александру Григорьевичу долгих лет жизни и больших творческих успехов.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (главный редактор), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: 103012 Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Л. М. Кузнецова

Сдано в набор 13/VIII 1973 г.
Формат 60×90¹/₈
Тираж 9503 экз.

Подписано к печати 3/X 1973 г.
Усл. п. л. 12
Зак. 335

T-16902
Уч.-изд. л. 14,20
Цена 80 коп.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

СО Д Е Р Ж А Н И Е

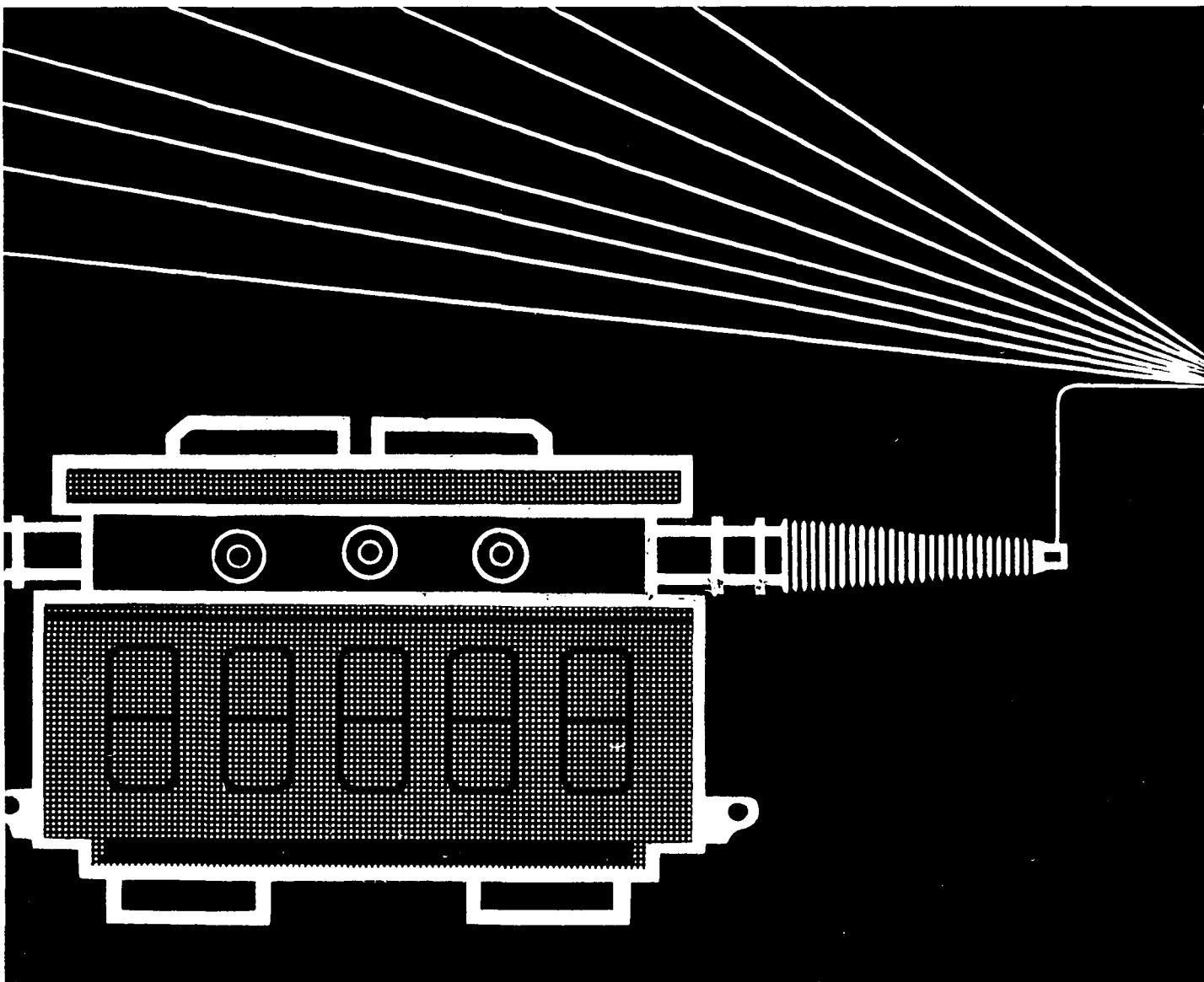
Каялов Г. М., Балабанян Г. А. — Оптимальное размещение конденсаторов в магистральных промышленных сетях	1	Брон О. Б., Лярский Б. А. — Давление, создаваемое электрической дугой при вхождении в узкие изоляционные щели	58
Ковалев И. Н. — Два метода расчета компенсации реактивных нагрузок в электрических сетях	5	Янтовский Е. И. — Течение незаряженной диэлектрической жидкости в поперечном электрическом поле	63
Кучумов Л. А., Черновец А. К., Орлов В. С., Либкинд М. С., Ярвик Я. Я. — Регулирование напряжения в сетях при помощи статического компенсатора с параметрическим регулированием	12	Разевиг Д. В., Соколова М. В. — Расчет напряжения зажигания разряда в гелии при низких температурах	67
Куренный Э. Г., Сорокин Ф. А. — Применение теории импульсных процессов к анализу изменения емкостных токов замыкания на землю	17	Пульер Ю. М., Ермолин Ю. А., Куренков Н. И., Домрачев В. Г. — Экспериментально-аналитический метод определения магнитной проводимости воздушных зазоров периодических зубчатых магнитных систем	71
Шрейнер Р. Т., Гильдебранд А. Д. — Оптимальное по быстродействию частотное управление скоростью асинхронного электропривода в замкнутых системах регулирования	22	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Анхимюк В. Л., Ильин О. П., Опейко О. Ф. — Синтез оптимальной релейной системы управления электроприводом	28	Ванин Б. В., Травинская Е. Н. — Измерение содержания воды в маловлажных трансформаторных маслах	75
Ключев В. И., Блейз Е. С., Евтеев Л. Н., Панов В. Г. — Анализ установившихся режимов работы следящих электроприводов с учетом кинематической погрешности передач	32	Файнштейн Э. Г. — Применение метода линейного программирования для расчета потенциальных полей	77
Андреев А. Н., Бондалетов В. Н. — Индукционное ускорение проводников и высокоскоростной привод	36	СООБЩЕНИЯ	
Зеленов А. Б., Пилецкий В. Т., Шевченко И. С. — Мостовые фазосмещатели с комбинированным принципом изменения фазы выходного сигнала	42	Поспелов Г. Е., Ершевич В. В. — Влияние температуры проводов на потери электроэнергии в активных сопротивлениях проводов воздушных линий электропередачи	81
Волотковский С. А., Бунько В. А., Пивняк Г. Г., Иоспа З. С., Беркович Е. И., Пресманн И. И. — Анализ аварийного режима однофазного преобразователя частоты на тиристорах	46	Гельфанд Я. С. — О критерии надежности устройств релейной защиты	83
Салютин А. А., Здрок А. Г. — Анализ работы трехфазных магнитных усилителей, включенных на входе выпрямителей	49	Стефан Илиев — Влияние некоторых параметров схемы на динамическую устойчивость сложных энергетических систем	84
Могилевский В. М. — Анализ поля однослойных эллипсоидальных соленоидов с постоянной плотностью ампервитков по образующей	54	Шведова Л. А. — Исследование пьезокерамического генератора при динамических нагрузках	86
		Петров В. П. — Определение параметров однополупериодной схемы питания активно-индуктивной нагрузки с шунтирующим конденсатором	90
		ХРОНИКА	91

C O N T E N T S

Optimum Allocation of Capacitors in Main Industrial Networks — G. M. Kayalov, G. A. Balabaniyan	1	The Pressure Caused by an Electric Arc Entering Narrow Insulated Slits — O. B. Bron, B. A. Liarski	51
Two Methods for Calculating kVAR Load Compensation in Networks — I. N. Kovalev	5	The Flow of an Uncharged Dielectric Fluid in a Cross-wide Electric Field — E. I. Yantovski	6
Voltage Regulation in Networks by a Static Compensator with Parametric Control — L. A. Kuchumov, A. K. Chernovets, V. S. Orlov, M. S. Libkind, J. J. Yarvik	12	Calculating the Ignition Voltage of Discharge in Helium at Low Temperatures — D. V. Razevig, M. V. Sokolova	6
Application of Impulse Theory for Analysing Ground Fault Capacitance Current Processes — E. G. Kurenniy, F. A. Sorokin	17	An Experimental and Analytical Method for Determining the Permeance of Air Gaps in Periodic Magnetic Circuits with Teeth — U. M. Pulier, U. A. Ermolin, N. I. Kurenkov, V. G. Domrachev	7
Optimum Response Frequency Control of the Speed of an Asynchronous Drive in Closed Loop Control Systems — R. T. Shreiner, A. D. Gildebrand	22	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Synthesis of an Optimum Relay System for Controlling an Electric Drive — V. L. Ankhimiuk, O. P. Ilyn, O. F. Opeiko	28	Measuring the Water Content in Low — Moisture Transformer Oils — B. V. Vanin, E. N. Travinskaya	7
Steady — state Analysis of Servo Drives with Account Taken of the Kinematic Error of Transmissions — V. I. Kliuchev, E. S. Bleis, L. N. Yevteyev, V. G. Panov	32	Application of Linear Programming Techniques for Calculating Potential Fields — E. G. Feinstein	7
Inductive Acceleration of Conductors and the High — speed Drive — A. N. Andreyev, V. N. Bondaletov	36	REPORTS	
Bridge Type Phase Shifters with Composite Phase Variation of the Output Signal — A. B. Zelenov, V. T. Piletski, I. S. Shevchenko	42	How Conductor Temperature Influences Energy Losses in Overhead Transmission Line Conductor Resistances — G. E. Pospelov, V. V. Ershевич	8
Fault Analysis of a Single — phase Thyristor Type Frequency Converter — S. A. Volotkovski, V. A. Bunko, G. G. Pivniak, Z. S. Ospa, E. I. Berkovitch, I. I. Presmann	46	On Reliability Criteria for Relay Protection Equipment — J. S. Gelfand	8
Analysis of Three — phase Magnetic Amplifiers Connected to the Input of Rectifiers — A. A. Saliutin, A. G. Zdrok	49	How Various Circuit Parameters Influence the Transient Stability of Complex Power Systems — Stephan Iliev	8
Analysis of the Field of Single — Layer Ellipsoidal Solenoids Having a Constant Ampere — Turn Density Along the Generatrix — V. M. Mogilevski	54	A Study of a Piezoceramic Generator Under Dynamic Loads — L. A. Shvedova	8
		Determining the Parameters of a Half — Wave Circuit Supplying an R — L Load with a Shunt Capacitor — V. P. Petrov	9
		CHRONICLE	9

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

- УДК 621.316.1.319.4
Оптимальное размещение конденсаторов в магистральных промышленных сетях. Каялов Г. М., Балабанян Г. А. — «Электричество», 1973, № 10.
Поставлены в общем виде и решены две основные задачи оптимального распределения заданной мощности конденсаторов в магистральных промышленных сетях, при любом характере и величине их реактивных нагрузок, в общем случае различных сечений на различных участках магистралей. Библ. 4.
- УДК 621.316.1.001.24
Два метода расчета компенсации реактивных нагрузок в электрических сетях. Ковалев И. Н. — «Электричество», 1973, № 10.
Обоснован метод эквивалентирования и метод парциальных расчетов, позволяющие комплексную многомерную задачу рационального размещения компенсирующих устройств в сети 220 кВ и ниже свести к совокупности более простых локальных задач пониженной размерности. Приводится соответствующий алгоритм расчета. Библ. 8.
- УДК 621.316.722.761.2
Регулирование напряжения в сетях при помощи статического компенсатора с параметрическим регулированием. Кучумов Л. А., Черновец А. К., Орлов В. С., Линькин М. С., Яркив Я. Я. — «Электричество», 1973, № 10.
Предлагаемый параметрический компенсатор реактивной мощности обеспечивает практически безынерционную компенсацию нагрузки любой крутизны и не требует для своей работы источников подмагничивания и систем автоматического управления. Его целесообразно применять там, где имеются резкопеременные нагрузки, приводящие к колебаниям напряжения на шинах.
- УДК 621.3.014.7.001.24
Применение теории импульсных процессов к анализу изменения емкостных токов замыкания на землю. Куренный Э. Г., Соколин Ф. А. — «Электричество», 1973, № 10.
В общем виде решена задача определения величины, длительности и частоты импульсов емкостного тока замыкания на землю, а также длительности и частоты выбросов и провалов этого тока за различные уровни настройки регулятора. Исходными для расчетов являются коэффициенты отклонения и частоты отклонений присоединений распределительной сети. Суммарный ток присоединений рассматривается как случайный процесс с пуассоновским распределением ординат. Даются указания по определению средних, максимальных и минимальных характеристик, а также по моделированию графика тока замыкания. Библ. 11.
- УДК 621.316.726:621.313.333
Оптимальное по быстрдействию частотное управление скоростью асинхронного электропривода в замкнутых системах регулирования. Шрейнер Р. Т., Гильдебранд А. Д. — «Электричество», 1973, № 10.
Для замкнутых систем частотного регулирования асинхронного двигателя, в которых в качестве управляющих параметров выбраны ток статора и абсолютное скольжение, найдены с использованием принципа максимума и динамического программирования оптимальные по быстрдействию способы управления изменением скорости. Библ. 8.
- УДК 62-52
Синтез оптимальной релейной системы управления электроприводом. Анхимюк В. Л., Ильин О. П., Опейко О. Ф. — «Электричество», 1973, № 10.
Анализируется метод построения релейной следящей системы при ограничениях фазовых координат и управляющего сигнала, основанный на минимизации интегрального квадратичного критерия. Приводится структурная схема такой системы. Полученные при аналоговом моделировании результаты показывают высокую точность обработки системой заданных перемещений с быстродвижением, близким к предельному. Библ. 2.
- УДК 538.323:531.55+621.3.067.5
Индукционное ускорение проводников и высокоскоростной привод. Андреев А. Н., Бондалетов В. Н. — «Электричество», 1973, № 10.
Исследуются условия оптимизации ускорения проводников в импульсном магнитном поле при разряде на индуктор конденсаторной батареи. Показано, что в общем случае в приближении теории цепей процесс зависит от восьми безразмерных параметров. Путем некоторых упрощений применительно к высокоскоростному индукционно-динамическому приводу число параметров уменьшено до пяти. Библ. 9.
- УДК 621.314.57
Мостовые фазосмещатели с комбинированным принципом изменения фазы выходного сигнала. Зеленев А. Б., Пилецкий В. Т., Шевченко И. С. — «Электричество», 1973, № 10.
Описаны схемы мостовых фазосмещателей с широким диапазоном изменения фазы выходного сигнала при реальной нагрузке в диагональной цепи. Процесс регулирования фазы осуществляется на основе комбинированного принципа управления. Излагаются результаты теоретических и экспериментальных исследований статических и динамических свойств фазосмещателей в зависимости от параметров схемы. Рассматривается возможность построения на основе мостовых фазосмещателей систем импульсно-фазового управления вентилями преобразователями. Библ. 4.
- УДК 621.314.26:621.316.9
Анализ аварийного режима однофазного преобразователя частоты на тиристорах. Волотковский С. А., Бунько В. А., Пивняк Г. Г., Иоспа Э. С., Беркович Е. И., Пресман И. И. — «Электричество», 1973, № 10.
При анализе аварийного режима однофазного преобразователя частоты на тиристорах рассмотрено опрокидывание инвертора преобразователя по схеме: управляемый выпрямитель — $L_{\Sigma} C_{\Sigma}$ -фильтр — инвертор повышенной частоты, работающий в режиме прерывистого входного тока. Показано влияние емкости фильтра на аварийный процесс.
- УДК 621.318.435.3.001.24
Анализ работы трехфазных магнитных усилителей, включенных на входе выпрямителей. Салютин А. А., Здрок А. Г. — «Электричество», 1973, № 10.
Рассмотрены электромагнитные процессы в магнитных усилителях при включении рабочих обмоток через вспомогательные вентили в линии источника. Характеристика намагничивания сердечников представлена наклонными прямыми, отражающими ненасыщенный и насыщенный ее участки. Получены уравнения, определяющие средние значения напряжений, характеристику управления магнитного усилителя, кратность регулирования и коэффициенты усиления. Библ. 5.
- УДК 538.244.2.001.24
Анализ поля однослойных эллипсоидальных соленоидов с постоянной плотностью ампер-витков по образующей. Могилевский В. М. — «Электричество», 1973, № 10.
Рассмотрен способ получения однородного магнитного поля в эллипсоидальных однослойных соленоидах с постоянной плотностью ампер-витков не по оси, а по образующей. При этом существенно упрощается технология изготовления и расширяются возможности генерации сильных полей.
Предложена методика и определены интервалы параметров соленоидов, при которых они наиболее эффективны по максимуму однородности и тепловой мощности, рассеиваемой в обмотке, на единицу веса. Библ. 8.
- УДК 621.316.542.064.42
Давление, создаваемое электрической дугой при вхождении в узкие изоляционные щели. Брон О. Б., Лярский Б. А. — «Электричество», 1973, № 10.
Исследуется на специально разработанной экспериментальной установке аэродинамическое давление, которое возникает при вхождении электрической дуги в узкие изоляционные щели. Установлено, что перед дугой, движущейся со звуковой скоростью, распространяется волна повышенного давления, которая в месте перехода вызывает появление отраженной волны, движущейся навстречу дуге, и волны, прошедшей в узкую щель.
Переход дуги из широкой щели в узкую и выход ее из последней сопровождается возникновением волн разряда. Библ. 5.
- УДК 621.315.615.538.3
Течение незаряженной диэлектрической жидкости в поперечном электрическом поле. Янтовский Е. И. — «Электричество», 1973, № 10.
Наряду с литературными данными о физических свойствах жидких диэлектриков (масла и сжиженных газов) приводятся оценки показателя ламинарного течения незаряженной диэлектрической жидкости в длинном канале с поперечным электрическим полем. Библ. 17.
- УДК 537.52.001.24
Расчет напряжения зажигания разряда в гелии при низких температурах. [Разевиг Д. В.], Соколова М. В. — «Электричество», 1973, № 10.
Показывается возможность использования имеющихся в литературе расчетных методов для определения напряжения зажигания разряда в гелии при температурах, близких к температуре сжижения. В основу расчета заложена та же модель развития разряда по Таунсенду, которая действует при нормальных температурах и давлениях.
Показано, что при температурах, вплоть до критической, напряжение зажигания разряда может рассчитываться по плотности газа, определяемой только соотношением температур: действительной и нормальной, равной 273 К. Предлагаемый способ расчета напряжения зажигания разряда в гелии при низких температурах дает хорошее согласие с экспериментальными данными, имеющимися в литературе. Библ. 7.
- УДК 621.313.013
Экспериментально-аналитический метод определения магнитной проводимости воздушных зазоров периодических зубчатых магнитных систем. Пульвер Ю. М., Ермолин Ю. А., Куренков Н. И., Домрачев В. Г. — «Электричество», 1973, № 10.
Рассматривается метод расчета магнитной проводимости в воздушном зазоре любой конфигурации зубчатых магнитных систем при допущениях, общепринятых в теории электрических машин и электрических аппаратов. По предлагаемому методу магнитная проводимость зазора определяется постоянной составляющей распределения скалярного магнитного потенциала на границах кольца, выделенного в воздушном зазоре. Библ. 14.
- УДК 621.314.212:621.315.615.2
Измерение содержания воды в маловлажных трансформаторных маслах. Ванин Б. В., Травинская Е. Н. — «Электричество», 1973, № 10.
Предлагается модифицировать известный гидрил-кальциевый способ определения воды в нефтепродуктах (ГОСТ 7822-53) применительно к маловлажным дегазированным трансформаторным маслам. Изменения касаются аппаратуры, деталей отбора пробы масла, процедуры измерений и направлены на сохранение пробы масла во влажностержальнике по возможности в исходном состоянии до момента измерения и на уменьшение влияния на результаты измерения посторонних факторов. Библ. 5.
- УДК 621.319.7.001.24
Применение метода линейного программирования для расчета потенциальных полей. Файнштейн Э. Г. — «Электричество», 1973, № 10.
Предложен метод приближенного решения задачи Дирихле, основанный на минимизации в точках границы области методом линейного программирования суммы абсолютных значений разности заданных значений потенциала и выбранной системы функции, удовлетворяющей уравнению Лапласа во всей области поля. Библ. 7.



ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ

Для непосредственного питания сети 400 кВ был разработан специальный тип станционного трансформатора. С преобразованием некоторых узлов он может отвечать всем требованиям тепловых, атомных и гидравлических электростанций. Этот трансформатор одно из изделий объединения VEM.

Наше внешнеторговое предприятие предлагает Вам многостороннюю программу этой промышленной отрасли: электроэнергетические установки и оборудование, установки и приспособления для высоковольтного испытания, установки и оборудование автоматизации, сигнальные установки для регулирования железнодорожного и уличного движений, а также установки и приспособления радиологической техники и медицинской электроники.

Изделия VEM — это только часть из всех установок и приборов электротехники и электроники, предлагаемых Германской Демократической Республикой. Уже свыше двадцати лет мы успешно представляем эту мощную промышленную отрасль в международной торговле.



Представительство в СССР:
Торгпредство ГДР в СССР, Отдел
«Электротехник—электроник»
Москва, ул. Димитрова, 31.

Запросы на проспекты и их копии направляйте: Москва, К-31, Кузнецкий мост, 12. Отдел промышленных каталогов ГПНТБ СССР. Приобретение товаров иностранного производства осуществляется организациями через министерства, в ведении которых они находятся.

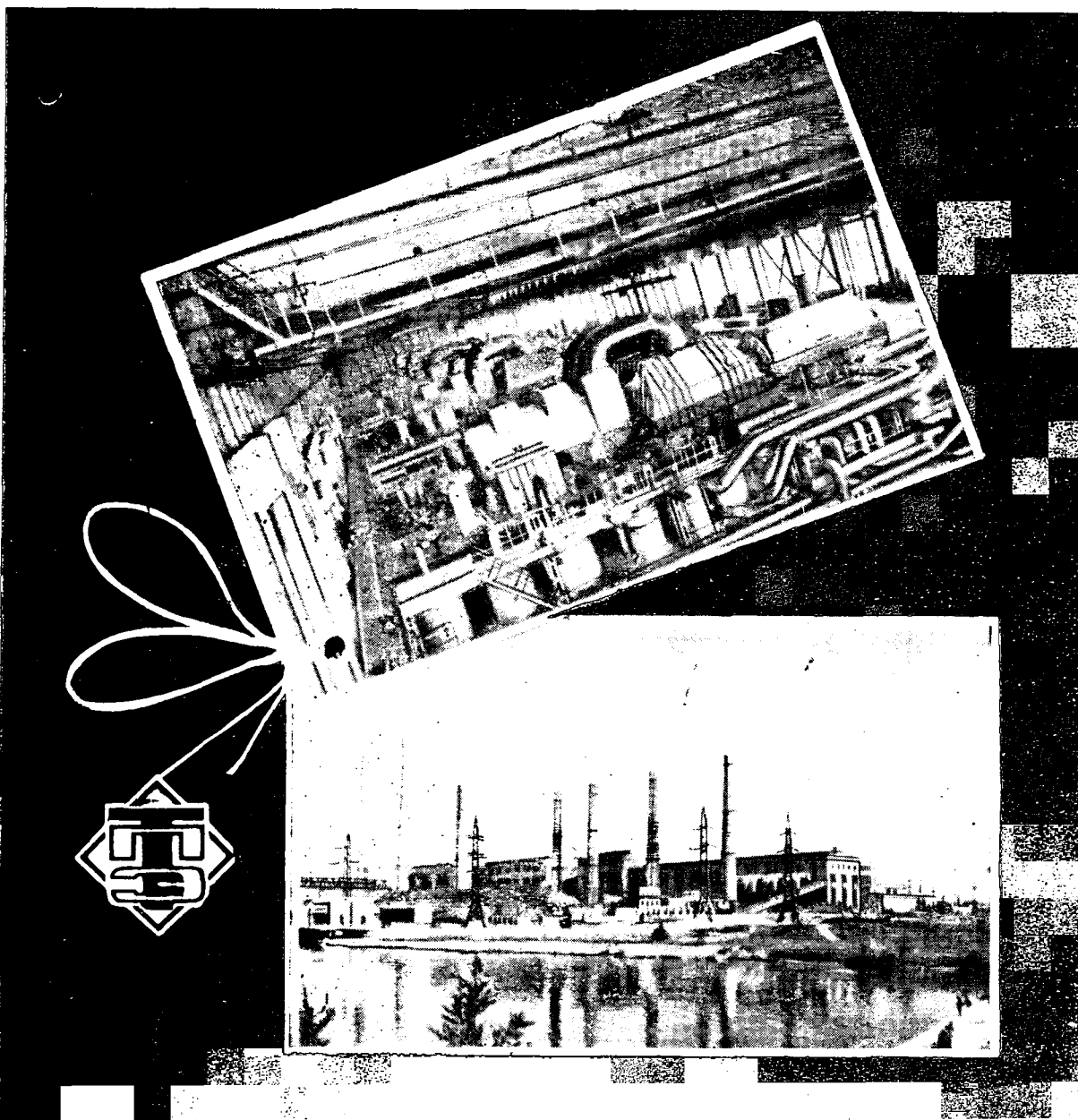
Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN · ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE



ВНИМАНИЮ ЗАРУБЕЖНЫХ ЧИТАТЕЛЕЙ!

ТЕПЛОВЫЕ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ ЛЮБОЙ МОЩНОСТИ МОЖНО ПОСТРОИТЬ ПРИ ТЕХНИЧЕСКОМ И ЭКОНОМИЧЕСКОМ СОДЕЙСТВИИ ВСЕСОЮЗНОГО ОБЪЕДИНЕНИЯ «ТЕХНОПРОМЭКСПОРТ»

В/О «Технопромэкспорт» строит теплоэлектростанции любых типов, работающих на самых разнообразных видах твердого, жидкого и газообразного топлива. Общая мощность тепловых электростанций, построенных при техническом содействии В/О «Технопромэкспорт» в различных странах мира, составляет около 13 млн. кВт.

В О «Технопромэкспорт»

— производит изыскательские работы, необходимые для проектирования;

— проектирует тепловые электростанции любой мощности с энергоблоками 30, 55, 100, 200, 300 тыс. кВт;

— экспортирует комплектное силовое и прочее электротехническое строительное и строительномонтажное оборудование;

— выполняет монтажные, пуско-наладочные и строительные работы;

— командировывает высококвалифицированных специалистов на место строительства и организует обучение национальных кадров как в СССР, так и в стране Заказчика.

В/О «Технопромэкспорт» — это высокое качество всех работ, передовая технология и гарантия надежности!

С вопросами просим обращаться по адресу:

В/О «Технопромэкспорт»
СССР, Москва, 113324,
Овчинниковская наб., 18/5
Телефон: 220-15-23. Телекс: 15