

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР  
ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКОВ  
И ЭЛЕКТРОТЕХНИКОВ ИМЕНИ АКАДЕМИКА Г. М. КРЖИЖАНОВСКОГО

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

УДК 621.316.761.2.016.2.001.2

## Статические компенсаторы активно-реактивной мощности в энергосистемах

БЕЛОУСОВ И. В., канд. техн. наук, СОКОЛОВ С. Г., канд. техн. наук

Москва

В последние годы за рубежом разрабатывается новое поколение компенсирующих устройств — статических компенсаторов реактивной мощности со сверхпроводниковой катушкой [1]. Техничко-экономическое сопоставление таких устройств с типовыми статическими тиристорными компенсаторами (СТК) показало, что новые источники реактивной мощности имеют преимущество перед СТК по потерям энергии при практически равных стоимостях оборудования [2]. Непрерывное улучшение номинальных параметров тириستоров, удешевление сверхпроводника и ожидаемый рост стоимости потерь энергии являются факторами, способными увеличивать в будущем экономические преимущества сверхпроводниковых компенсаторов реактивной мощности.

Можно предложить другой путь повышения эффективности этих устройств. Сверхпроводниковые компенсаторы, содержащие накопители энергии и преобразователи рода тока, при двухпараметрическом регулировании преобразователей могут функционировать в энергосистемах как статические компенсаторы активно-реактивной мощности. В этом качестве они не имеют аналогов среди известных компенсирующих устройств.

Одно из возможных применений — на промежуточных подстанциях дальних электропередач, где сверхпроводниковые компенсаторы осуществляют независимое регулирование активной и реактивной мощности, поддерживая напряжение в

промежуточных точках линии электропередачи не только по величине, но и по фазе. Направленным регулированием потоков активной и реактивной мощности эти устройства демпфируют качания генераторов при малых возмущениях в энергосистемах. Таким образом, компенсаторы активно-реактивной мощности обеспечивают мероприятия по повышению пропускной способности и устойчивости дальних электропередач.

Требования к статическим компенсаторам активно-реактивной мощности со стороны энергосистемы вытекают из оценки необходимых мощностей устройства и энергоемкости накопителя энергии. При качаниях синхронного генератора ротор приобретает энергию, определяемую из выражения

$$\mathcal{E} = \frac{T_J s^2}{2} P_{\text{ном}}, \quad (1)$$

где  $T_J$  — постоянная инерция генератора, с;  $s$  — относительное скольжение;  $P_{\text{ном}}$  — номинальная мощность, Вт.

Если принять предельные параметры энергоузла равными  $P_{\text{ном}} = 16 \cdot 10^9$  Вт,  $s = 0,02$  и  $T_J = 10$  с, то  $\mathcal{E} = 32 \cdot 10^6$  Дж.

При характерной частоте качаний  $f_k = 0,35$  Гц активная мощность компенсатора  $P_k$  рассчитывается по формуле

$$P_k = \pi f_k \mathcal{E} = 35,2 \cdot 10^6 \text{ Вт.}$$

Обменная энергия  $\mathcal{E}$  индуктивного накопителя при указанной частоте  $f_k$  составляет третью часть

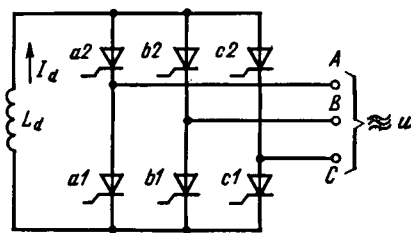


Рис. 1. Схема простейшего преобразователя:  $L_d$  — индуктивность обмотки сверхпроводящего накопителя;  $a1, b1, c1$  — тиристорные вентили

полной энергоемкости [3]. Следовательно, предельная энергоемкость накопителя в компенсаторе активной мощности, служащем для улучшения статической устойчивости крупнейших электростанций, не превышает  $10^8$  Дж. При меньших значениях относительного скольжения, постоянных времени генераторов и установленной мощности электростанций, встречающихся обычно на практике, энергоемкости  $10^7$  Дж будет достаточно для подавления колебательной неустойчивости.

Реактивная мощность, необходимая для регулирования напряжения на промежуточных подстанциях электропередач сверхвысокого напряжения, достигает сотен мегавольт-ампер [4]. Однако обмен реактивной мощности не связан с запасанием значительных порций энергии и не предъявляет к накопителю дополнительных требований по увеличению энергоемкости.

**Принципы двухпараметрического регулирования преобразователя.** В обычном преобразователе по схеме Ларионова (рис. 1) регулирование потока мощности, потребляемой индуктивным накопителем из сети, достигается изменением угла регулирования  $\alpha$ .

Поскольку накопитель обладает значительным запасом энергии, индуктивность его велика, а время разряда во много раз больше периода переменного напряжения сети, можно считать, что преобразователь связывает между собой источник тока (обмотка индуктивного накопителя) и источник напряжения (трехфазная сеть).

На рис. 2 представлены зависимости фазных токов и напряжений от времени. Фазовый сдвиг между ними всегда равен углу  $\alpha$ . Амплитуда основной гармоники фазного тока и комплексная мощность, потребляемая из сети, равны:

$$I_{1\pi} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d; \quad (2)$$

$$\dot{S} = S e^{j\alpha} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U I_d (\cos \alpha + j \sin \alpha), \quad (3)$$

где  $I_d$  — ток индуктивного накопителя;  $U$  — линейное напряжение трехфазной сети.

Анализ зависимости (3) показывает, что регулирование преобразователя по единственному параметру  $\alpha$  приводит к жесткой функциональ-

ной зависимости между активной и реактивной мощностью:

$$P^2 + Q^2 = S^2 = \frac{18}{\pi^2} U^2 I_d^2. \quad (4)$$

Конец вектора  $\dot{S}$  всегда лежит на полуокружности радиуса  $S$ . Его аргумент, равный углу управления  $\alpha$ , может меняться в пределах от 0 до  $180^\circ$ . Использовать индуктивный накопитель энергии, снабженный таким преобразователем, для регулирования как активной, так и реактивной мощности, невозможно, поскольку отсутствует независимость в выборе этих параметров режима.

Раздельное регулирование активной и реактивной мощности может быть достигнуто за счет управления преобразователем по двум параметрам, когда управляющее воздействие позволяет варьировать не только фазовый сдвиг между током и напряжением, но и амплитуду основной гармоники тока. Один из способов двухпараметрического регулирования преобразователя [5] иллюстрирует временная диаграмма токов и напряжений на рис. 3.

При регулировании по одному параметру и при условии  $\alpha \approx 90^\circ$  (рис. 2) в момент коммутации вентилей ( $t = t_1$ ) напряжение не участвующей в коммутации фазы, в данном случае фазы  $B$ , имеет промежуточное значение

$$U_C < U_B < U_A. \quad (5)$$

Это дает возможность видоизменить порядок коммутации вентилей, вводя в работу в момент времени  $t_1$  (или несколько раньше) не вентиль  $a1$ , а вентиль  $b1$  (рис. 3). При этом ток  $I_d$  протекает через пару вентилей одной и той же фазы, а именно вентили  $b2$  и  $b1$ , не проникая в сеть переменного тока (холостой ход преобразователя). В момент времени  $t_2 < t_3$ , для которого харак-

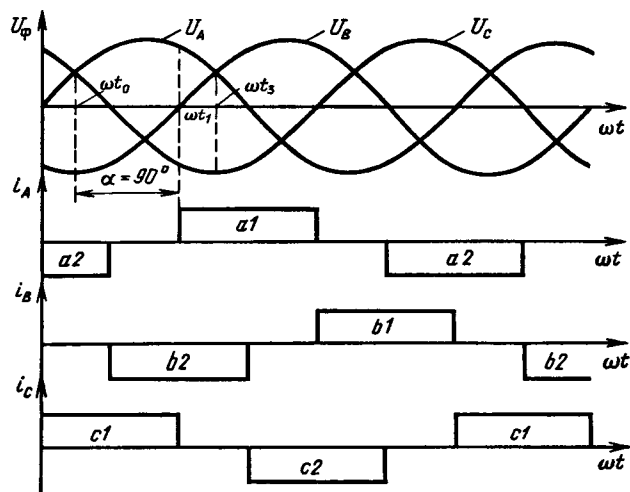


Рис. 2. Зависимости фазных напряжений и токов от времени

терно прежнее соотношение напряжений (5), происходит включение вентиля  $a1$ , а вентиль  $b1$  отключается. Периодическое повторение этого порядка коммутации вентилях во всех фазах преобразователя приводит к тому, что при сохранении сдвига фаз между напряжением и током форма фазного тока существенно меняется (рис. 3) и, в частности, снижается амплитуда его основной гармоники.

Описанный режим работы преобразователя определяется двумя параметрами — углом управления  $\alpha$  и углом  $\xi$ , соответствующим половине времени его холостого хода. Амплитуда первой гармоники фазного тока, отстающей от напряжения этой же фазы на угол  $\alpha$ , равна

$$I_{1m} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \xi\right) I_d, \quad (6)$$

а комплексная мощность, потребляемая из сети, определяется выражением

$$\dot{S} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \xi\right) U I_d (\cos \alpha + j \sin \alpha). \quad (7)$$

При этом параметры управления должны удовлетворять ограничениям:

$$0 < \xi < 30^\circ; \quad 0 < \alpha < 120^\circ; \quad \alpha + \xi < 120^\circ; \quad \alpha - \xi > 60^\circ.$$

Ввиду наличия этих ограничений активная и реактивная мощности не могут принимать произвольные значения. Область допустимых значений  $P$  и  $Q$  выделена на рис. 4 штриховкой. Она включает, помимо точек полуокружности  $EMNF$ , которые достижимы и при обычном управлении по одному параметру  $\alpha$ , также криволинейный треугольник  $OMN$ , внутри которого реализуется независимое регулирование активной и реактивной мощности. Несмотря на очевидные преимущества описанной стратегии управления, следует отме-

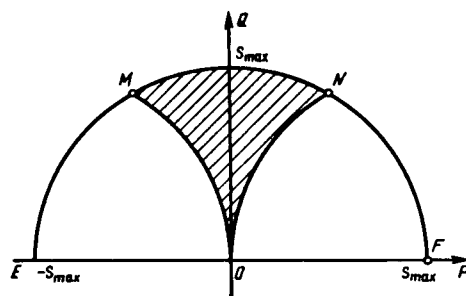


Рис. 4. Диаграмма мощности для  $(\alpha\xi)$ -регулирования

тить, что она не обеспечивает достаточной свободы регулирования режима системы, особенно при значениях  $Q$ , близких к нулю, когда диапазон по активной мощности весьма узок.

Более широкую область рабочих мощностей обеспечивает другой способ двухпараметрического управления, основанный на несимметричном управлении вентилями анодной и катодной групп мола. Использование для всех вентилях одинакового угла запаздывания коммутации  $\alpha$ , как это делается при однопараметрическом регулировании, необязательно. Не противоречит условию допустимости коммутаций и способ управления, когда вентили анодной группы ( $a1$ ,  $b1$ ,  $c1$ ) коммутируются с одним углом управления  $\alpha_+$ , а вентили катодной группы ( $a2$ ,  $b2$ ,  $c2$ ) вводятся в работу с другим углом управления  $\alpha_-$ . При этом фазный ток оказывается сдвинутым по отношению к напряжению на угол  $(\alpha_+ + \alpha_-)/2$ , а амплитуда его основной гармоники равна

$$I_{1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cos \frac{\Delta\alpha}{2} I_d, \quad (8)$$

где  $\Delta\alpha = \alpha_+ - \alpha_-$ ; комплексная мощность

$$\dot{S} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U I_d (e^{j\alpha_+} + e^{j\alpha_-}) = \dot{S}_1 + \dot{S}_2. \quad (9)$$

Каждый из углов  $\alpha_+$  и  $\alpha_-$  может меняться в пределах от 0 до  $180^\circ$ . В дальнейшем для краткости этот способ регулирования именуется  $(\alpha_+, \alpha_-)$ -регулированием в отличие от первого способа двухпараметрического регулирования, называемого  $(\alpha, \xi)$ -регулированием.

Для построения диаграммы мощностей и рабочей области, свойственной  $(\alpha_+, \alpha_-)$ -регулированию удобно представить мощность в виде суммы двух мощностей  $\dot{S}_1$  и  $\dot{S}_2$ , имеющих одинаковые модули, но разные аргументы, равные значениям углов управления  $\alpha_+$  и  $\alpha_-$ . На рис. 5 представлена диаграмма мощностей, построенная для  $(\alpha_+, \alpha_-)$ -регулирования. Рабочая область ограничена полуокружностью радиусом  $S_{max}$  и двумя полуокружностями вдвое меньшим радиусом:  $S_{max}/2 = |\dot{S}_1| = |\dot{S}_2|$ . Поскольку эта область шире, чем при  $(\alpha, \xi)$ -регулировании, следует

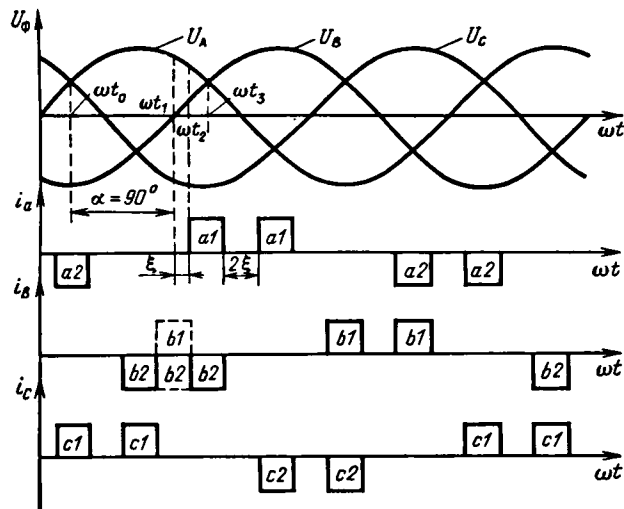


Рис. 3. Процесс коммутации при  $(\alpha\xi)$ -регулировании

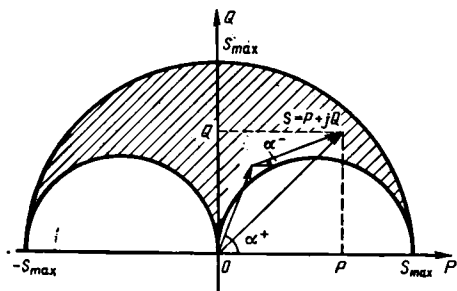


Рис. 5. Диаграмма мощностей для  $(\alpha_{+,-})$ -регулирования

считать более эффективным для использования в статическом компенсаторе активно-реактивной мощности.

Примененный критерий сравнения способов двухпараметрического регулирования не является единственным и исчерпывающим. Другой подход связан с сопоставлением спектров гармоник фазного тока. Значительный процент паразитных гармоник в токе влечет за собой использование дорогостоящих фильтров, что снижает достоинства установки. При  $(\alpha, \xi)$ -регулировании в токе отсутствуют все четные гармоники, а также гармоники с номерами, кратными трем. Ток, потребляемый из сети при  $(\alpha_{+,-})$ -регулировании, содержит в общем случае четные гармоники, что снижает его эффективность. В действующем компенсаторе на основе индуктивного накопителя [3] использован третий способ двухпараметрического регулирования. Он предполагает более сложную схему преобразователя с двумя трехфазными мостами. Каждый из мостов управляется по одному параметру, однако углы управления  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  в общем случае отличаются друг от друга, что в целом и обеспечивает двухпараметрическое регулирование преобразователя. В дальнейшем этот способ именуется  $(\alpha_{1,2})$ -регулированием. Поскольку ток и мощность, потребляемые из сети, определяются суммированием токов и мощностей отдельных мостов, задаваемых соотношениями (2) и (3), то для этого способа управления справедливы выражения

$$I_{1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2}\right) I_d; \quad (10)$$

$$\dot{S} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} UI_d (e^{j\alpha_1} + e^{j\alpha_2}) = \dot{S}_1 + \dot{S}_2, \quad (11)$$

которые лишь обозначениями отличаются от формул (8) и (9), характеризующих  $(\alpha_{+,-})$ -регулирование. Из этого следует, что диаграмма мощностей, свойственная  $\alpha_{1,2}$ -регулированию, ничем не отличается от диаграммы  $(\alpha_{+,-})$ -регулирования (рис. 5). В этом случае составляющие  $\dot{S}_1$  и  $\dot{S}_2$  получают наглядную интерпретацию как мощности отдельных мостов преобразователя.

Анализ  $(\alpha_{1,2})$ -регулирования показывает его

предпочтительность по сравнению с другими способами двухпараметрического регулирования. Обеспечивая, как и  $(\alpha_{+,-})$ -регулирование, наибольшую рабочую область в плоскости  $(P, Q)$ ,  $(\alpha_{1,2})$ -регулирование дает более совершенную форму фазного тока, в которой отсутствуют четные гармоники. Кроме того,  $(\alpha_{1,2})$ -регулирование допускает естественное усовершенствование за счет увеличения числа используемых мостов до трех, четырех и более. Плодотворной является также идея варьирования соотношением мощностей отдельных мостов. Это позволяет еще более расширить рабочую область преобразователя и усовершенствовать ее форму с целью достижения оптимальных характеристик статического компенсатора активно-реактивной мощности.

Гармонический анализ тока допускает два разных подхода. Один из них предполагает прямой расчет амплитуд каждой из гармоник. Другой подход основан на вычислении обобщенного показателя качества формы тока в виде коэффициента гармоник

$$K_r = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_i^2}}{I_1}. \quad (12)$$

Сумма в числителе выражения (12) может быть вычислена с использованием равенства Парсеваля [6].

Анализ способов двухпараметрического регулирования показывает, что значение коэффициента гармоник полностью определяется одним параметром — относительной величиной полной мощности компенсатора  $S^*$ , выраженной в долях максимальной мощности преобразователя  $S_{max}$ . Для рассмотренных выше способов регулирования

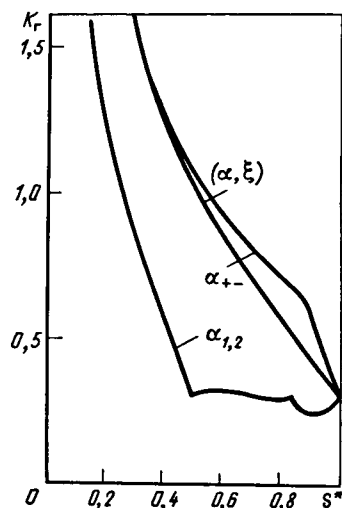


Рис. 6. Графики  $K_r(S^*)$ , соответствующие разным способам управления

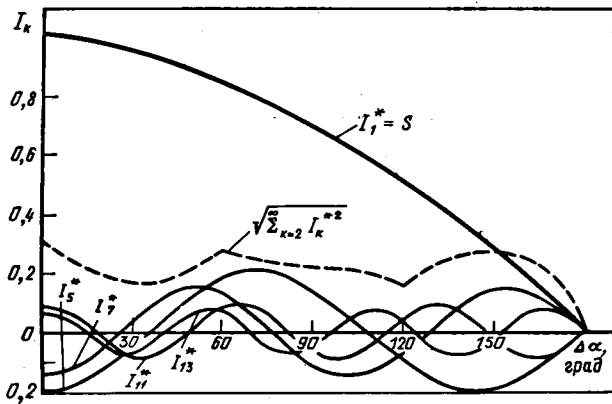


Рис. 7. Зависимости основных характеристик тока от  $\Delta\alpha$  по двум параметрам эти зависимости имеют вид:

$$K_r^2(\alpha, \xi) = \frac{2}{3} \frac{\pi}{S^{*2}} \arcsin \frac{S^*}{2} - 1; \quad (13)$$

$$K_r^2(\alpha_{+,-}) = \begin{cases} \frac{\pi}{3S^{*2}} \arcsin S^* - 1, & \text{если } S^* \in (0, \frac{\sqrt{3}}{2}); \\ \frac{\pi^2}{9S^{*2}} - 1, & \text{если } S^* \in (\frac{\sqrt{3}}{2}, 1); \end{cases} \quad (14)$$

$$K_r^2(\alpha_{1,2}) = \begin{cases} \frac{\pi}{6S^{*2}} \arcsin S^* - 1, & \text{если } S \in (0, \frac{1}{2}); \\ \frac{\pi}{3S^{*2}} \left( \arcsin S^* - \frac{\pi}{12} \right) - 1, & \text{если } S \in (\frac{1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2}); \\ \frac{\pi}{6S^{*2}} \left( \arcsin S^* + \frac{\pi}{6} \right) - 1, & \text{если } S \in (\frac{\sqrt{3}}{2}, 1). \end{cases} \quad (15)$$

Сравнение по величине указанных зависимостей  $K_r(S^*)$ , позволяющее окончательно решить вопрос об эффективности каждого из способов управления, удобнее всего провести в графической форме. Соответствующие графики приведены на рис. 6; видно, что наименьший коэффициент гармоник отвечает двухмостовой схеме преобразователя. Для одномостового преобразователя независимо от управления  $K_r$  имеет существенно большие значения. Таким образом, полученные результаты однозначно свидетельствуют в пользу целесообразности использования в статическом компенсаторе активно-реактивной мощности двухмостового (в общем случае многомостового) преобразователя.

Разложение в ряд Фурье токов, потребляемых отдельными мостами  $M_1$  и  $M_2$  (без учета фазового сдвига), хорошо известно:

$$i_{m1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin \omega t - \frac{1}{3} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t +$$

$$+ \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \quad (16)$$

Общий ток преобразователя, равный сумме токов (отдельных мостов), которые сдвинуты относительно друг друга на угол  $\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2$ , имеет тот же набор гармоник ( $n = 6k \pm 1$ ) с амплитудами

$$I_n = \frac{4\sqrt{3}}{\pi n} I_d \cos \left( \frac{n\Delta\alpha}{2} \right) \quad (n = 1, 5, 7, 11, 13, \dots) \quad (17)$$

На рис. 7 приведены графики этих зависимостей для пяти низкочастотных гармоник, а также для суммарного показателя содержания паразитных гармоник в токе. Изложенные результаты являются основой для разработки фильтров, улучшающих форму тока.

**Учет индуктивности трансформатора.** Приведенный анализ работы преобразователя носит приближенный характер, поскольку он не учитывает влияния на процесс коммутации индуктивности рассеяния трансформатора, через который компенсатор на базе индуктивного накопителя присоединяется к энергосистеме. Наличие последовательно включенной индуктивности увеличивает время перекоммутации тока с одного вентиля на другой. Угол коммутации  $\gamma$ , определяемый прежде всего индуктивностью трансформатора, зависит также от угла управления  $\alpha$ . При  $\alpha$ , близких к нулю или  $180^\circ$ , угол коммутации определяется выражением

$$\sin^2 \frac{\gamma}{2} = \frac{\pi}{6} \frac{S_{\max}}{S_r} U_k, \quad (18)$$

где  $S_r$  — мощность трансформатора;  $U_k$  — его напряжение к. з., выраженное в относительных единицах.

Работа преобразователя возможна только при условии  $\alpha < 180^\circ - \gamma$ . В [3] отмечается, что при учете ряда дополнительных факторов и типичных параметров трансформатора углы управления мостами не должны выходить за пределы диапазона

$$5^\circ \leq \alpha \leq 140^\circ. \quad (19)$$

Как следует из рис. 8, на котором показана диаграмма мощности двухмостового преобразователя, построенная с учетом (19), эти ограничения

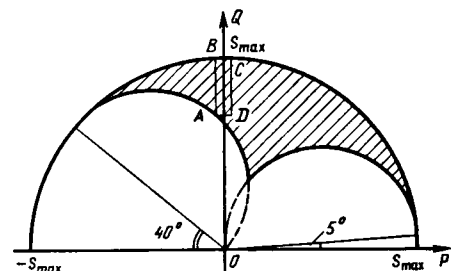


рис. 8. Диаграмма мощности с учетом индуктивности сети

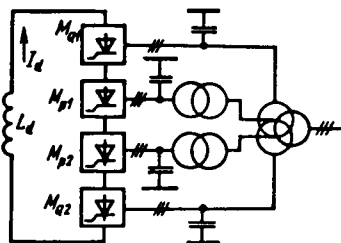


Рис. 9. Принципиальная схема статического компенсатора активно-реактивной мощности

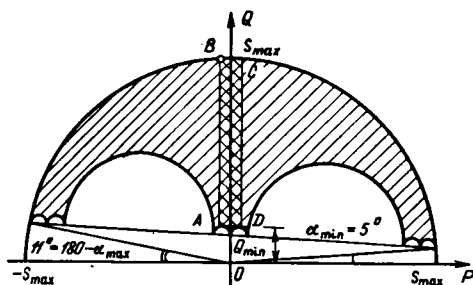


Рис. 10. Диаграмма мощности четырехмостового преобразователя

сильно снижают возможность независимого регулирования активной и реактивной мощности. Резко сокращена площадь области допустимых мощностей, и, что наиболее существенно, высота прямоугольника  $ABCD$ , содержащего собственно точки рабочих режимов, составляет лишь 30 % максимальной мощности преобразователя. Фактически это означает, что реактивная мощность при максимальной активной мощности может изменяться всего в 1,5 раза.

Ограничения отрицательного влияния индуктивности удается достигнуть путем подключения на вход преобразователя батареи конденсаторов по параллельной схеме. Конденсаторы, развязывая последовательную цепь тока, ускоряют процесс его коммутации и снижают угол  $\gamma$ . Вместе с тем, как отмечено в [2], степень компенсации не должна быть чрезмерной, поскольку слишком высокая скорость нарастания тока через тиристоры перегружает их, снижая срок службы. Рекомендованное в этой работе компромиссное значение эквивалентного реактанса  $x_s = 2\%$ . При этом согласно (18) угол коммутации  $\gamma \approx 11^\circ$ . В этом случае, как показывают расчеты, минимальная реактивная мощность  $Q_{\min} = 0,25 S_{\max}$ , т. е. кратность регулирования увеличивается до четырех.

Увеличение кратности регулирования реактивной мощности может быть получено на основе применения специальной схемы преобразователя, содержащей 4 моста, включаемых последовательно по постоянному току. Два из них  $M_{q1}$  и  $M_{q2}$  — имеют одинаковую мощность и предназначены

для регулирования потребляемой реактивной мощности. Два других моста —  $M_{p1}$  и  $M_{p2}$  — также равной, но существенно меньшей мощности ответственны за регулирование активной мощности компенсатора (рис. 9). Мощность каждого из мостов определяется напряжением обмотки трансформатора, к которой он присоединяется. Полная мощность преобразователя равна сумме мощностей всех его мостов:

$$S_{\max} = 2(S_P + S_Q). \quad (20)$$

Расчет требуемой мощности мостов и диапазона регулирования реактивной мощности проводится по заданным значениям общей мощности преобразователя и амплитуды колебаний активной мощности  $P$ . Методика такого расчета, а также способ построения диаграммы мощности (рис. 10) здесь не рассматриваются. Можно, однако, отметить, что  $S_P$  и  $S_Q$  должны удовлетворять соотношению

$$S_P = \frac{P + S_Q (\cos \alpha_{\min} + \cos \alpha_{\max})}{\sqrt{4 - (1 + \sin \alpha_{\max})^2}}, \quad (21)$$

которое совместно с (20) дает систему уравнений для определения мощности мостов. Через  $\alpha_{\min}$  и  $\alpha_{\max}$  обозначены экстремальные значения угла управления. Минимальная реактивная мощность определяется по формуле

$$Q_{\min} = S_P (1 + \sin \alpha_{\max}) + S_Q (\sin \alpha_{\min} + \sin \alpha_{\max}). \quad (22)$$

Расчет показывает, что при соотношении  $P : S_{\max} \approx 1 : 20$  значение  $Q_{\min}$  составляет лишь  $0,17 S_{\max}$ .

Достоинством рассмотренного технического решения следует считать и возможность раздельного регулирования активной и реактивной мощности. Это существенно упрощает реализацию конкретных законов регулирования режима энергосистемы.

**Выводы.** 1. Статические тиристорные компенсаторы активно-реактивной мощности позволяют осуществлять независимое регулирование активной и реактивной мощности в энергосистемах, что расширяет круг решаемых ими задач по сравнению с известными компенсирующими устройствами и обеспечивает многофункциональный характер их применения.

2. Для достижения наибольшего диапазона регулирования реактивной мощности и наименьшего содержания высших гармоник в рабочем токе статического компенсатора активно-реактивной мощности целесообразно применение многомостовой схемы преобразователя с раздельным регулированием мостов по активной и реактивной мощности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Boenig H. I., Hassenzahl W. V. Application of superconducting coils to reactive power control in electric

power systems.— IEEE Trans. on Magnetics, 1981, vol. MAG—17, N 1.

2. Boenig H. I., Cibulka F. A static VAR compensator using a superconducting coil.— IEEE Trans. on PAS, 1982, vol. PAS—101, N 10.

3. Boenig H. I., Hauer I. F. Commissioning tests of the Bonneville power administration 30—MI superconducting magnetic energy storage unit.— IEEE Trans. on PAS, 1985, vol. PAS—104, N 2.

4. Справочник по проектированию электроэнергетических систем.— М.: Энергоатомиздат, 1985.

5. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей.— М.: Энергия, 1978.

6. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике.— М.: Наука, 1964.

[24.06.86]

УДК 621.314.632.001.24

## Общие зависимости, характеризующие работу многофазных несимметричных выпрямителей

ИВЕНСКИЙ Г. В., доктор техн. наук

Северо-Западный заочный политехнический институт

Общие зависимости между входным и выходным токами в симметричных многофазных преобразователях с естественной коммутацией были получены Чернышевым М. А. [1], Шляпошниковым Б. М. [2] и в наиболее универсальном виде Поссе А. В. [3], использовавшим при выводе уравнений условие равенства мгновенных значений входной и выходной мощности.

Предлагаемая статья является развитием исследований [3]. В ней анализируются несимметричные преобразователи, которые все чаще применяются в промышленности, так как обеспечивают высокий коэффициент мощности при глубоком регулировании. Анализ проводится в общем виде и его результаты сохраняют справедливость при любом способе создания несимметрии [4], при наличии в схеме нулевых и дополнительных фазных вентилей, а также в тех случаях, когда для увеличения пульсности выходного напряжения нагрузка подключается к отводам уравнительного реактора через вспомогательные вентили [5].

Основные допущения: на вход преобразователя  $\Pi$  (рис. 1) подается симметричное трехфазное напряжение; мощность питающей сети переменного тока бесконечно велика; используются идеальные вентили и трансформаторы; в фазах трансформатора отсутствуют токоограничительные реакторы. В этих условиях процесс коммутации протекает мгновенно, и кривая выходного напряжения  $u_d$  состоит из отрезков синусоид выпрямленного напряжения. Однако в отличие от симметричных преобразователей, амплитуды этих синусоид, углы сдвига между соседними синусоидами и интервалы между моментами перехода кривой  $u_d$  с одной синусоиды на соседнюю могут быть неодинаковыми. Могут также иметься промежутки времени, в которых  $u_d=0$ .

Таким образом, в общем случае интервал повторяемости кривой  $u_d$  содержит  $k$  неодинаковых по длительности участков, в которых напряжение  $u_d$  описывается разными уравнениями (рис. 2). Теоретически  $k$  может быть любым целым числом. Практически чаще всего  $k=2$ .

Введем следующие обозначения:  $\phi = \omega t$  — время в угловых единицах, за начало отсчета времени ( $\phi=0$ ) примем момент прохождения через максимум напряжения фазы  $A$  на входе преобразователя;  $m$  — пульсность преобразователя;  $s$  — номер интервала повторяемости;  $U_{dmh}$  и  $\tau_h$  — амплитуда и начальная фаза косинусоиды, отрезок которой образует в интервале повторяемости  $s=0$  участок кривой  $u_d$  под номером  $h$  (нумерация участков производится на каждом интервале повторяемости заново, т. е.  $h=1, 2, \dots, k$ );  $\lambda_h$  — промежуток времени, соответствующий  $h$ -му участку кривой  $u_d$ ;  $\mu_h$  — интервал, на который начало  $h$ -го участка кривой  $u_d$  в нулевом интервале повторяемости сдвинуто относительно начала отсчета времени ( $\mu>0$ , если начало участка сдвинуто вправо). Из рис. 2 видно, что при  $h>1$

$$\mu_h = \mu_1 + \sum_{h=1}^{h-1} \lambda_h. \quad (1)$$

При принятых допущениях уравнения для входных фазных напряжений имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_A &= U_m \cos \phi; \\ u_B &= U_m \cos \left( \phi - \frac{2}{3} \pi \right); \\ u_C &= U_m \cos \left( \phi + \frac{2}{3} \pi \right), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $U_m$  — их амплитудные значения.

Из условия равенства мгновенной мощности

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

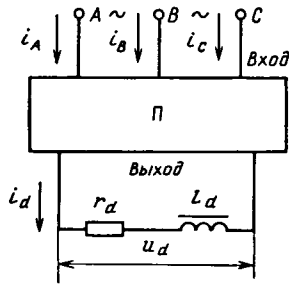


Рис. 1. Схема включения  $m$ -пульсного несимметричного преобразователя.

на входе и выходе преобразователя для каждого из участков кривой  $u_d$  по аналогии с [3] находим уравнения мгновенных значений входных токов:

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \frac{2}{3} \frac{U_{dmh}}{U_m} i_d \cos \left( s \frac{2\pi}{m} - \tau_h \right); \\ i_B &= \frac{2}{3} \frac{U_{dmh}}{U_m} i_d \cos \left( s \frac{2\pi}{m} - \tau_h - \frac{2}{3}\pi \right); \\ i_C &= \frac{2}{3} \frac{U_{dmh}}{U_m} i_d \cos \left( s \frac{2\pi}{m} - \tau_h + \frac{2}{3}\pi \right), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $i_d$  — выходной ток преобразователя.

Подставляя в уравнения (3) значения  $U_{dmh}$  и  $\tau_h$ , соответствующие  $h=1, 2, \dots, k$ , и принимая  $s=\text{const}$ , находим масштабные коэффициенты, связывающие входные токи с выходным в пределах интервала повторяемости, а подставляя последовательно разные значения  $s=0, 1, 2, \dots, (m-1)$ , получаем необходимую информацию для построения временных диаграмм входных токов за весь период.

Найдем уравнение действующего значения входного тока преобразователя  $I$  для случая, когда в выходную цепь включен реактор  $L_d$  бесконечно большой индуктивности, полностью сглаживающий его выходной ток ( $i_d = I_d = \text{const}$ ):

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sum_{h=1}^k \sum_{s=0}^{m-1} J_{mh}^2 \lambda_h \cos^2 \left( s \frac{2\pi}{m} - \tau_h \right)}, \quad (4)$$

где

$$J_{mh} = \frac{2}{3} \frac{U_{dmh}}{U_m} I_d. \quad (5)$$

Принимая во внимание, что [2]

$$\sum_{s=0}^{m-1} \cos^2 \left( s \frac{2\pi}{m} - \tau_h \right) = \frac{m}{2},$$

перепишем уравнение (4) и получим с учетом (5), удобную для пользования формулу:

$$I = \frac{I_d}{3} \sqrt{\frac{m}{\pi} \sum_{h=1}^k \left( \frac{U_{dmh}}{U_m} \right)^2 \lambda_h}. \quad (6)$$

В частном случае симметричного преобразователя, лишенного нулевых вентилей,  $k=1$  и  $\lambda_1 =$

$= \lambda = \frac{2\pi}{m}$ . При этом выражение (6) приводится к известному виду [3]:

$$I = \frac{J_m}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{U_{dm}}{U_m} I_D.$$

К такому же виду приводится уравнение (6) в случае несимметричного управления при равенстве амплитуд синусоид выпрямляемого напряжения  $U_{dmh}$  ( $h=1, 2, \dots, k$ ).

Запишем ток  $n$ -й гармоники фазы  $A$  в следующем виде:

$$i_{A(n)} = I_{(n)m} \cos(n\theta + \varphi_{(n)}),$$

где

$$I_{(n)m} = \sqrt{\left[ \sum_{h=1}^k a_{(n)h} \right]^2 + \left[ \sum_{h=1}^k b_{(n)h} \right]^2}; \quad (7)$$

$$\varphi_{(n)} = -\arctg \frac{\sum_{h=1}^k b_{(n)h}}{\sum_{h=1}^k a_{(n)h}}; \quad (8)$$

$a_{(n)h}$  и  $b_{(n)h}$  — коэффициенты, полученные при разложении в ряд Фурье кривой, которая на  $h$ -х участках интервала повторяемости совпадает с временной диаграммой входного тока, а на остальных участках проходит по оси абсцисс.

При  $L_d = \infty$

$$\begin{aligned} a_{(n)h} &= \frac{1}{\pi} \sum_{s=0}^{m-1} J_{mh} \int_{\mu_h + s \frac{2\pi}{m}}^{\mu_h + s \frac{2\pi}{m} + \lambda_h} \cos \left( s \frac{2\pi}{m} - \tau_h \right) \cos n\theta d\theta; \\ b_{(n)h} &= \frac{1}{\pi} \sum_{s=0}^{m-1} J_{mh} \int_{\mu_h + s \frac{2\pi}{m}}^{\mu_h + s \frac{2\pi}{m} + \lambda_h} \cos \left( s \frac{2\pi}{m} - \tau_h \right) \sin n\theta d\theta. \end{aligned}$$

По аналогии с [2] находим значения коэффициентов Фурье при  $n=lm \pm 1$  (где  $l$  — любое целое положительное число):

$$a_{(n)h} = \frac{m}{\pi n} J_{mh} \sin n \frac{\lambda_h}{2} \cos \left( n \mu_h + n \frac{\lambda_h}{2} \pm \tau_h \right); \quad (9)$$

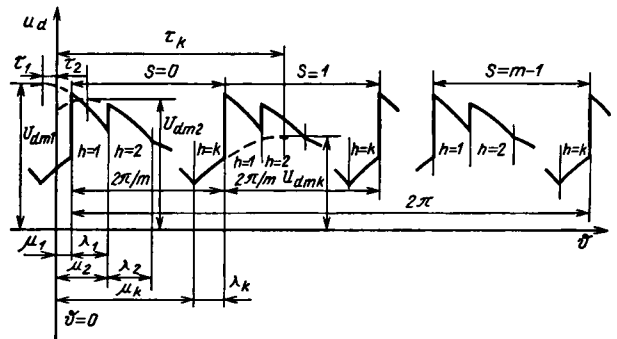


Рис. 2. Кривая выходного напряжения  $m$ -пульсного несимметричного преобразователя



$$b_{(n)h} = \frac{m}{\pi n} J_{mh} \sin n \frac{\lambda_h}{2} \sin (n\mu_h + n \frac{\lambda_h}{2} \pm \tau_h).$$

Знак плюс перед  $\tau_h$  относится к гармоникам с номерами  $n=lm+1$ .

При  $n \neq lm \pm 1$   $a_{(n)h} = b_{(n)h} = 0$ .

Уравнения (7) — (9) позволяют вычислить амплитуду и начальную фазу  $n$ -й гармоники входного тока  $I_{(n)m}$  и  $\varphi_{(n)}$  несимметричного преобразователя в общем случае.

Для частного случая  $k=2$  из (7) и (9) с учетом (1) получаем:

$$I_{(n)m} = \frac{m}{\pi n} \sqrt{\sum_{h=1}^2 J_{mh}^2 \sin^2 n \frac{\lambda_h}{2} + 2 \prod_{h=1}^2 J_{mh} \sin n \frac{\lambda_h}{2} \cos [n \frac{\pi}{m} \pm (\tau_2 - \tau_1)]}, \quad (10)$$

где знак плюс перед скобкой относится к гармоникам с номерами  $n=lm+1$ .

По сравнению с известным методом анализа входного тока несимметричных преобразователей, в основу которого положено условие равновесия м. д. с. по замкнутым магнитным цепям трансформатора и суммирование коэффициентов Фурье тока отдельных вентильных групп [4], расчет по приведенным выше формулам оказывается менее трудоемким по ряду причин:

1) упрощается определение мгновенных значений входного тока; это особенно существенно при сложной схеме соединения обмоток трансформатора, а также при подключении нагрузки к отводам уравнительного реактора через вспомогательные вентили [5];

2) для вычисления действующего значения входного тока и его гармонических составляющих не требуется предварительного нахождения мгновенных значений тока;

3) при расчете гармонических составляющих входного тока выпрямителя, состоящего из неоднородных вентильных групп, отпадает необходимость поиска энергетически эквивалентной схемы с однородными вентильными группами и не требуется разложения в ряд Фурье входных токов отдельных вентильных групп.

При отсутствии потерь энергии внутри преобразователя его коэффициент мощности выражается известным уравнением:

$$\kappa = \frac{U_d I_d}{\frac{3}{\sqrt{2}} U_m I} = \frac{\sqrt{2} U_{d0} I_d}{3 U_m I} B_U, \quad (11)$$

где  $U_{d0}$  и  $U_d$  — средние значения выходного напряжения при отсутствии и наличии регулирования;  $B_U = U_d / U_{d0}$  — коэффициент регулирования.

Преобразуя (11) с учетом (6), получаем удоб-

ную для расчетов формулу:

$$\kappa = \frac{B_U}{\sqrt{\frac{m}{2\pi} \sum_{h=1}^k \left( \frac{U_{dmh}}{U_{d0}} \right)^2 \lambda_h}}. \quad (12)$$

Составляющие коэффициента мощности определяются из приведенных выше соотношений; коэффициент сдвига  $\cos \varphi_{(1)}$  находится из (8) с учетом (9) при  $n=1$ ;

$$\cos \lambda_1 =$$

$$= \cos \left[ \arctg \frac{\sum_{h=1}^k J_{mh} \sin \frac{\lambda_h}{2} \sin (\mu_h + \frac{\lambda_h}{2} + \tau_h)}{\sum_{h=1}^k J_{mh} \sin \frac{\lambda_h}{2} \cos (\mu_h + \frac{\lambda_h}{2} + \tau_h)} \right]. \quad (13)$$

а коэффициент искажения  $\nu = I_{(1)m} / (\sqrt{2} I)$  вычисляется, если известны  $\kappa$  и  $\cos \varphi_{(1)}$ :

$$\nu = \frac{\kappa}{\cos \varphi_{(1)}}. \quad (14)$$

Коэффициент  $\nu$  можно также получить из (6), (7) и (9) при подстановке  $n=1$ .

В частном случае  $k=2$  формула для расчета коэффициента искажения с учетом (5), (6) и (10) приобретает вид:

$$\nu = \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi} \sum_{h=1}^2 U_{dmh}^2 \sin^2 \frac{\lambda_h}{2} + 2 \prod_{h=1}^2 U_{dmh} \sin \frac{\lambda_h}{2} \cos (\frac{\pi}{m} + \tau_2 - \tau_1)}}{\sqrt{2} I} \quad (15)$$

Достоинством полученных формул является их относительная простота и универсальность: в отличие от расчетных соотношений [4] они сохраняют справедливость при любой конфигурации силовой схемы преобразователя и любом способе создания несимметрии.

Важно также заметить, что формула (12) делает более наглядным анализ влияния углов регулирования  $\alpha$  на коэффициент мощности  $\kappa$ . Если амплитуды всех синусоид выпрямляемого напряжения  $U_{dmh}$  ( $h=1, 2, \dots, k$ ) одинаковы, то подкоренное выражение (12) — постоянная величина, на которую углы  $\alpha$  не влияют. В этом случае коэффициент мощности  $\kappa$  связан с коэффициентом регулирования  $B_U$  прямой зависимостью, свойственной симметричным преобразователям, т. е. несимметричное управление не обеспечивает повышения коэффициента мощности.

Если же амплитуды  $U_{dmh}$  не одинаковы, то при несимметричном управлении возможен режим, когда при увеличении  $\alpha$  будут сокращаться интервалы, в пределах которых кривая  $u_d$  образуется отрезками синусоид с более высокой амплитудой, и удлинятся интервалы, в которых исполь-

зуются синусоиды с более низкой амплитудой. Это приведет к уменьшению знаменателя в уравнении (12), вследствие чего зависимость  $\chi$  от  $V_U$  будет проявляться слабее. Такой же эффект достигается в том случае, когда при наличии реактора в выходной цепи преобразователя кривая выходного напряжения  $u_d$  содержит нулевые участки.

В качестве примера воспользуемся полученными формулами для исследования выпрямителя с активно-индуктивной нагрузкой  $r_d L_d$ , собранного по схеме (рис. 3) [6]. Он состоит из четырех секций, каждая из которых выполнена по трехфазной нулевой схеме. Две из них являются управляемыми и шунтированы диодами (они питаются от трансформатора  $Tr 1$ ); другие две секции — неуправляемые (питаются от трансформатора  $Tr 2$ ). Выходы секций соединены последовательно-параллельно через уравнивательный реактор  $УР$ . Трехфазные системы напряжений, выпрямляемые последовательно соединенными управляемой и неуправляемой секциями, сдвинуты между собой

на  $30^\circ$ , а угол сдвига между напряжениями одноименных секций параллельно работающих групп составляет  $60^\circ$ .

Векторные диаграммы вторичных фазных напряжений трансформаторов  $U_2$  приведены на рис. 4, а, там же построен вектор входного напряжения  $U_A$ , совпадающий по фазе с вектором  $U'_{2a}$ . Векторные диаграммы выпрямляемого напряжения для интервалов времени, когда шунтирующие диоды заперты, когда один из шунтирующих диодов проводит ток и когда оба шунтирующих диода проводят ток, соответственно построены на рис. 4, б, в, г.

Напряжение на выходе выпрямителя

$$u_d = 0,5(u^I + u^{II} + u^{III} + u^{IV}),$$

где  $u^I, u^{II}, u^{III}, u^{IV}$  — напряжения на выходе секций.

При угле регулирования  $\alpha = 0$  кривая напряжения  $u_d$  содержит 12 пульсаций за период. Среднее значение выходного напряжения равняется в этом случае удвоенному среднему значению напряжения на выходе одной секции:

$$U_{d0} = 2 \cdot 1,17 U_2 = 1,654 U_{2m}, \quad (16)$$

где  $U_2$  и  $U_{2m}$  — действующее значение и амплитуда вторичного фазного напряжения трансформатора.

При  $\alpha > 0$  кривая  $U_d$  становится шестипульсной ( $m=6$ ) и приобретает в пределах интервала повторяемости два разных участка ( $k=2$ ). В зависимости от величины  $\alpha$  возможны три режима работы, которые иллюстрируются временными диаграммами (рис. 5—7) и поясняются табл. 1. Формулы таблицы, связывающие углы  $\mu_h$  и  $\lambda_h$  с углами регулирования  $\alpha$ , вытекают непосредственно из временных диаграмм, а значения  $\tau_h$  и  $U_{dmh}$  получены из векторных диаграмм (рис. 4, б—г). Построение временных диаграмм тока фазы  $A$  на входе выпрямителя  $i_A^* = a_A / I_d^*$  (рис. 5—7) выполнено по формулам (3),  $I_d^* = I_d U_{2m} / U_m$  — выходной ток, приведенный к входу выпрямителя.

При  $\alpha \leq \frac{\pi}{6}$  (рис. 5) шунтирующие диоды все

Таблица 1

Исходные данные для расчета входного тока и энергетических показателей выпрямителя (рис. 3) при  $L_d = \infty$

Значение	$\mu_h$		$\lambda_h$		$\tau_h$		$U_{dmh}$	
	$h=1$	$h=2$	$h=1$	$h=2$	$h=1$	$h=2$	$h=1$	$h=2$
$0 - \frac{\pi}{6}$ (рис. 5)	$\alpha$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6} - \alpha$	$\frac{\pi}{6} + \alpha$	$-\frac{\pi}{12}$	$-\frac{\pi}{4}$	$U_{dm}^4$	$U_{dm}^4$
$\frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{2}$ (рис. 6)	$\alpha - \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2} - \alpha$	$\alpha - \frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{12}$	$-0,216\pi$	$U_{dm}^4$	$U_{dm}^3$
$\frac{\pi}{2} - \frac{5\pi}{6}$ (рис. 7)	$\alpha - \frac{2\pi}{3}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6} - \alpha$	$\alpha - \frac{\pi}{2}$	$0,118\pi$	$-\frac{\pi}{3}$	$U_{dm}^3$	$U_{dm}^2$

время заперты, и потому оба участка кривой напряжения  $u_d$  длительностью  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  представляют собой отрезки синусоид с одинаковой амплитудой, которая находится как полусумма ближайших по фазе векторов напряжений всех четырех секций (рис. 4, б):

$$U_{dm}^I = 1,673 U_{2m}. \quad (17)$$

При  $\frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$  (рис. 6) интервал времени  $\lambda_1$ , когда оба шунтирующих диода заперты, чередуются с интервалом  $\lambda_2$ , когда один из шунтирующих диодов проводит ток. Амплитуда синусоиды выпрямляемого напряжения в первом из этих интервалов выражается уравнением (17), а во втором интервале находится как полусумма ближайших по фазе векторов напряжений трех незапертых диодами секций (рис. 4, в):

$$U_{dm}^{\text{II}} = 1,197 U_{2m}. \quad (18)$$

При  $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$  (рис. 7) интервал повторности содержит участок длительностью  $\lambda_1$ , когда один из шунтирующих диодов проводит ток, и участок длительностью  $\lambda_2$ , в котором в проводящем состоянии находятся оба шунтирующих диода. Амплитуда синусоиды выпрямляемого напряжения для первого участка выражается уравнением (18), а для второго участка находится как полусумма ближайших по фазе векторов напряжений двух неуправляемых секций (рис. 4, г):

$$U_{dm}^{\text{III}} = 0,866 U_{2m}. \quad (19)$$

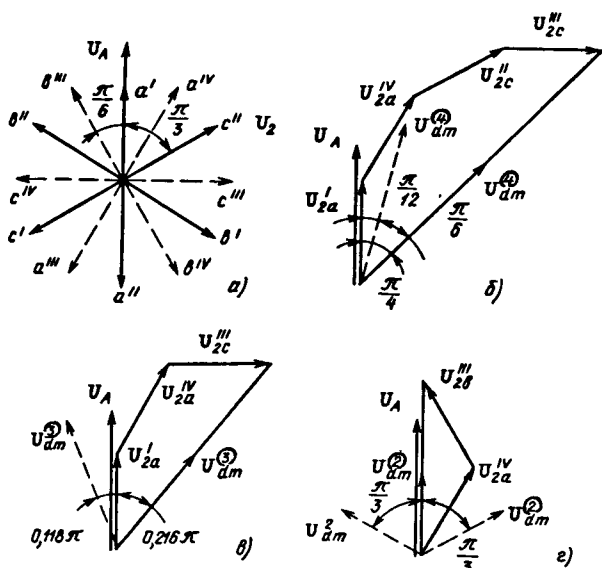


Рис. 4. Векторные диаграммы напряжений выпрямителя (рис. 3):

вторичные фазные напряжения трансформаторов (а); построение векторов выпрямляемого напряжения для интервалов времени, когда шунтирующие диоды заперты (б), когда один из шунтирующих диодов проводит ток (в), когда оба шунтирующих диода проводят ток (г)

Коэффициент регулирования  $B_U$  выражается следующими формулами:

$$\text{при } \alpha \leq \frac{\pi}{6}$$

$$B_U = \cos^2 \frac{\alpha}{2}, \quad (20)$$

$$\text{при } \frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$$

$$B_U = 0,5 \left[ 1 + \frac{1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)}{\sqrt{3}} \right] = 0,789 - 0,289 \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right). \quad (21)$$

Вследствие шунтирования двух секций рассматриваемого выпрямителя нулевыми вентилями интервалы проводимости фаз вторичных обмоток трансформаторов  $Tr1$  и  $Tr2$  имеют разную длительность. В этих условиях полученные в [4] расчетные соотношения не могут быть использованы для непосредственного определения энергетиче-

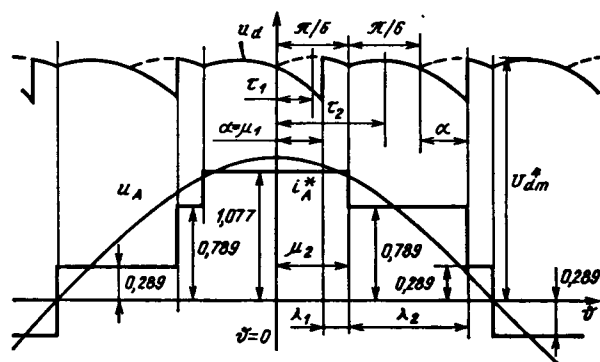


Рис. 5. Временные диаграммы выходного напряжения и входного тока выпрямителя (рис. 3) при  $\alpha \leq \frac{\pi}{6}$

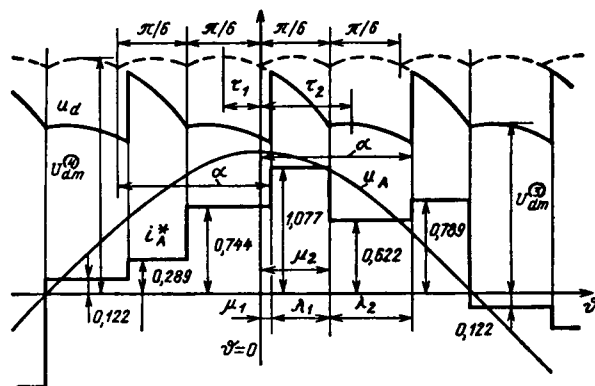


Рис. 6. Временные диаграммы выходного напряжения и входного тока выпрямителя (рис. 3) при  $\frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$

ских показателей выпрямителя, а формулы настоящей статьи сохраняют при этом справедливость. Подставляя в (6), (12), (13) значения  $U_{dmh}$ ,  $\lambda_h$ ,  $\mu_h$  и  $\tau_h$  из табл. 1, находим с уче-

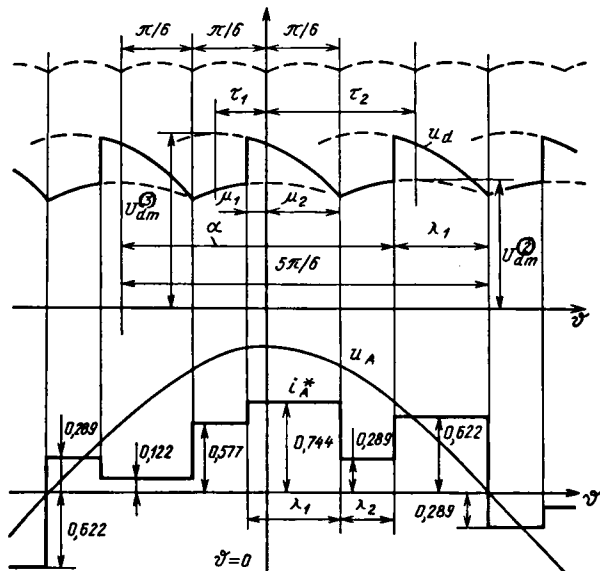


Рис. 7. Временные диаграммы выходного напряжения и входного тока выпрямителя (рис. 3) при  $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$

том (5), (16)—(21) выражения для действующего значения входного тока  $I^* = I/I_d$ , коэффициента мощности  $\kappa$  и тангенса угла сдвига  $\operatorname{tg} \varphi_{(1)}$  в функции угла регулирования  $\alpha$  (табл. 2).

Рассчитанные с помощью выражений (табл. 2) и уравнений (20) и (21) зависимости  $I^*$ ,  $\kappa$  и  $\cos \varphi_{(1)}$  от коэффициента регулирования  $B_U$  иллюстриро-

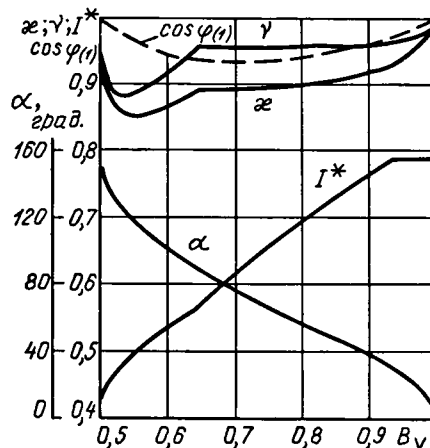


Рис. 8. Зависимости угла регулирования  $\alpha$ , действующего значения входного тока  $I^* = I/I_d$ , коэффициента мощности  $\kappa$ , коэффициента сдвига  $\cos \varphi_{(1)}$  и коэффициента искажения  $\gamma$  от коэффициента регулирования выходного напряжения  $B_U$  для выпрямителя (рис. 3)

Таблица 2

Действующее значение входного тока и энергетические показатели выпрямителя (рис. 3) при  $L_d = \infty$

Значение $\alpha$	$I^*$	$\kappa$	$\operatorname{tg} \varphi_{(1)}$
$0 \dots \frac{\pi}{6}$ (рис. 5)	0,789	$0,989 \cos^2 \frac{\alpha}{2} = 0,989 B_U$	$\operatorname{tg} \frac{\alpha}{6}$
$\frac{\pi}{6} \dots \frac{\pi}{2}$ (рис. 6)	$\sqrt{0,773 - 0,290 \alpha}$	$\frac{0,789 - 0,289 \sin(\alpha - \frac{\pi}{3})}{\sqrt{1,273 - 0,477 \alpha}}$	$1,673 \sin(\frac{\pi}{4} - \frac{\alpha}{2}) \sin \frac{\alpha}{2} + 1,197 \sin(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{12}) \times$ $\times \sin(\frac{\alpha}{2} - 0,133 \pi)$ $1,673 \sin(\frac{\pi}{4} - \frac{\alpha}{2}) \cos \frac{\alpha}{2} + 1,197 \sin(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{12}) \times$ $\times \cos(\frac{\alpha}{2} - 0,133 \pi)$
$\frac{\pi}{2} \dots \frac{5\pi}{6}$ (рис. 7)	$\sqrt{0,546 - 0,145 \alpha}$	$\frac{0,789 - 0,289 \sin(\alpha - \frac{\pi}{3})}{\sqrt{0,898 - 0,238 \alpha}}$	$1,197 \sin(\frac{5\pi}{12} - \frac{\alpha}{2}) \sin(\frac{\alpha}{2} - 0,133 \pi) + 0,866 \times$ $\times \sin(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{4}) \sin(\frac{\alpha}{2} - \frac{5\pi}{12})$ $1,197 \sin(\frac{5\pi}{12} - \frac{\alpha}{2}) \cos(\frac{\alpha}{2} - 0,133 \pi) +$ $+ 0,866 \sin(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{4}) \cos(\frac{\alpha}{2} - \frac{5\pi}{12})$

ваны графиком (рис. 8). Здесь же построены рассчитанная по (14) и проверенная по (15) зависимость коэффициента искажения  $\gamma$  от  $B_U$ , а также зависимость угла регулирования  $\alpha$  от  $B_U$  [уравнения (20) и (21)]. Обратим внимание на то, что при  $B_U \geq 0,933$  (т. е. при  $\alpha \leq \frac{\pi}{6}$ ), когда нулевые вентили не участвуют в работе, ток  $I^*$  не зависит от  $B_U$ , а между коэффициентами  $\kappa$  и  $B_U$  существует прямая пропорциональность, поскольку амплитуды синусоид выпрямляемого напряжения в этом режиме одинаковы. При  $B_U \leq 0,933$  ( $\alpha \geq \frac{\pi}{6}$ ) зависимость  $\kappa$  от  $B_U$  сильно ослаблена, так как кривая выходного напряжения  $u_d$  состоит из отрезков синусоид, имеющих разную амплитуду. При  $\alpha = \frac{\pi}{2}$  характер зависимостей  $\kappa$  и  $I^*$  от  $B_U$  несколько изменяется вследствие изменения режима работы выпрямителя.

**Выводы.** 1. Разработанная Поссе А. В. методика определения общих зависимостей между входным и выходным токами в симметричных многофазных преобразователях, использующая равенство мгновенных значений входной и выходной мощности, может быть распространена на несимметричные преобразователи.

2. Полученные в статье формулы действующего значения входного тока, амплитуды и начальной фазы его  $n$ -й гармоники, а также коэффициента мощности и его составляющих сохраняют справедливость при любом способе создания несимметрии и любой конфигурации силовой схемы.

Расчет по ним менее трудоемок, чем расчет по общепринятой методике, когда для определения входного тока используется условие равновесия м. д. с. по замкнутым магнитным цепям трансформатора.

3. Повышение коэффициента мощности преобразователя за счет применения несимметричного управления достигается только в тех случаях, когда синусоиды выпрямляемого напряжения имеют неодинаковую амплитуду или когда при наличии реактора в выходной цепи преобразователя кривая выходного напряжения  $u_d$  содержит нулевые участки. Без выполнения хотя бы одного из этих условий коэффициент мощности преобразователя с несимметричным управлением связан с коэффициентом регулирования выходного напряжения линейной зависимостью, свойственной симметричным преобразователям.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чернышев М. А. Закон первичных токов многофазных мутаторов — Электричество, 1940, № 6.
2. Шляпошников Б. М. Игнитронные выпрямители. — М.: Трансжелдориздат, 1947.
3. Поссе А. В. Общие зависимости между входом и выходом многофазных преобразователей (без учета длительности коммутационных процессов). — Изв. НИИ постоянного тока, вып. 9, 1962.
4. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. — М.: Энергия, 1978.
5. А. с. 1101992 (СССР). Преобразователь переменного напряжения в постоянное / В. Д. Латышко. Оpubл. в Б. И. 1984, № 25.
6. А. с. 860239 (СССР). Преобразователь переменного тока в постоянный / Г. В. Ивенский. Оpubл. в Б. И. 1981, № 32. [18.08.86]

УДК 621.314.26.001.24:621.36

## Многокритериальные задачи проектирования тиристорных преобразователей частоты для электротермии

ЧЕРНЫХ Ю. К., канд. техн. наук

Ленинградский политехнический институт

Тиристорные преобразователи частоты (ТПЧ) благодаря высокому КПД, широкой возможности регулирования выходной частоты  $f_n$  и мгновенной готовности к работе находят все большее применение в электротермии как эффективные источники питания электротермических установок для индукционного нагрева под пластическую обработку, поверхностную закалку и других операций термообработки [1—3]. Совершенствование упоминаемых технологических процессов увеличивает потребность промышленности в ТПЧ с высокими энергетическими показате-

лями. В связи с этим получение оптимальных параметров ТПЧ с учетом нескольких показателей качества, обеспечивающих его хорошие характеристики при работе в заданном технологическом процессе, представляет для специалистов большой практический интерес. В настоящее время опубликовано много работ по однокритериальной многопараметрической оптимизации ТПЧ [4—10]. Под однокритериальной (скалярной) оптимизацией  $n$  параметров  $X = (x_1, \dots, x_n)$  ТПЧ понимается определение такого допустимого состояния  $X$  параметров схемы,

в котором только один показатель качества  $f(X)$  ТПЧ достигает своего минимального (или максимального) значения.

В [4] в качестве целевой функции для оптимизации параметров ТПЧ ( $f_n=2,5$  кГц) методом случайного поиска выбран функционал  $P(X)$ , характеризующий среднюю за период  $T=1/f_n$  активную мощность инвертора. Модифицированным методом деформируемого многогранника для  $f_n=10$  кГц в [5] выполнена максимизация мощности  $P(X)$  ТПЧ. В [6] в качестве критерия при оптимизации параметров ТПЧ методом математического планирования эксперимента были выбраны приведенные годовые затраты, отнесенные к мощности  $P(X)$  инвертора. В [7] разработана методика оптимизации параметров ТПЧ по обобщенному технико-экономическому показателю, отнесенному к мощности  $P(X)$  инвертора. В [8] выполнен поиск оптимальных параметров ТПЧ ( $f_n=8$  кГц), обеспечивающих минимальные потери в демпфирующих цепочках. В [9] приведен алгоритм работы экстремального регулятора по одному параметру, с помощью которого выполнена максимизация мощности инвертора при изменении коэффициента трансформации высокочастотного согласующего транс-

форматора. В [10] минимизируется относительная суммарная мощность реактивных элементов и управляемых вентилей инвертора.

В рассмотренных работах учитывается только один критерий оптимизации. Задачи оптимального проектирования ТПЧ на практике многокритериальны, и часто не удается обеспечить оптимум одновременно для всех скалярных критериев, по которым оценивается качество решения [11]. В этом случае возникает задача поиска компромисса между решениями, оптимальными с точки зрения этих критериев. В настоящей статье рассматривается один из возможных подходов к проблеме выбора принципа оптимальности [12—15] в задачах многокритериальной (векторной) оптимизации параметров ТПЧ.

**Постановка задачи многокритериальной оптимизации.** Предположим, что заданная силовая схема ТПЧ однозначно определяется  $n$ -мерным вектором параметров  $X=(x_1, \dots, x_n)$ , а качество ТПЧ оценивается с помощью векторного критерия  $F=(f_1(X), \dots, f_s(X))$ ,  $s$ -компонент которого определяют с точки зрения специалистов по ТПЧ комплекс характеристик последнего. Для простоты записи будем предполагать, что все заданные скалярные критерии качества ТПЧ непротиворечивы и их желательно уменьшить. Сформулируем задачу принятия сложного решения в терминах многокритериальной оптимизации. В области допустимых решений

$$D=\{X: a_i \leq x_i \leq b_i; g_j(X) \geq 0; i=\overline{1, n}; j=\overline{1, m}\} \quad (1)$$

требуется найти вектор  $X_{opt}$ , минимизирующий векторный критерий качества

$$X_{opt}=\arg\{\min F(X)\}; X \in D, \quad (2)$$

где  $a_i$  и  $b_i$  — минимальные и максимальные значения  $x_i$ ,  $i=\overline{1, n}$  в области  $D$   $n$ -мерного метрического пространства;  $g_j(X)$  — ограничения, накладываемые на характеристики ТПЧ;  $j=\overline{1, m}$ .

**Алгоритм многокритериальной оптимизации.** Задачу многокритериальной оптимизации параметров ТПЧ решаем путем исследования пространства  $D$  равномерно распределенной ЛПЧ-последовательностью точек [16] с последующей скалярной оптимизацией каждого из критериев  $f_1(X), \dots, f_s(X)$  в области  $D$  численными методами, изложенными подробно в [4, 10, 17]. Упрощенная схема алгоритма приведена на рис. 1. Допустим, что математическая модель ТПЧ известна и заданы исходные данные: границы изменения параметров, функциональные ограничения и критерии качества. Исследование пространства изменения параметров ТПЧ состоит из четырех этапов.

**Этап 1. Составление таблиц испытаний.** В пространстве параметров  $D$  генерируем  $N$  пробных точек  $X_i=(x_{i1}, \dots, x_{in})$ , координаты которых имеют

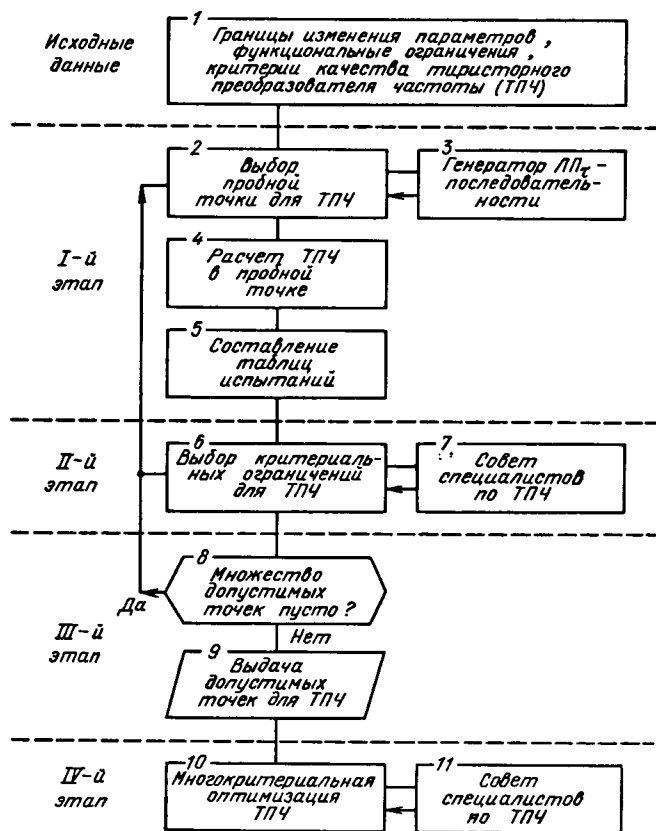


Рис. 1. Схема алгоритма многокритериальной оптимизации параметров ТПЧ

вид

$$x_{ij} = a_j + (b_j - a_j) q_{ij}; \quad i = \overline{1, N}; \quad q = \overline{1, n},$$

где  $0 < q_{ij} < 1$  вычисляются по заданной формуле [10, 16].

В каждой точке  $X_i$  рассчитывается ТПЧ и проверяется выполнение ограничений (1). Если ограничения (1) не выполнены, то точка  $X_i$  отбрасывается. В противном случае точка  $X_i \in D$  запоминается и в ней вычисляются значения всех критериев качества. Повторив этот цикл  $N$  раз, получим  $M < N$  точек  $X_1, \dots, X_M$ , принадлежащих области  $D$ . Лучшие из полученных точек используем как начальные точки для скалярной оптимизации каждого из критериев  $f_1(X), \dots, f_s(X)$  известными методами [4, 10, 17]. Затем для каждого критерия качества строим таблицу испытаний, в которой все значения этого критерия расположены в порядке возрастания с указанием номеров соответствующих точек.

**Этап 2.** Выбор критериальных ограничений. На этом этапе работает совет специалистов по ТПЧ, который просматривает первую таблицу испытаний и с учетом реальных возможностей первого критерия назначает первое критериальное ограничение. Затем совет специалистов просматривает вторую таблицу испытаний, назначает второе критериальное ограничение и т. д.

**Этап 3.** Проверка совместимости критериальных ограничений. Если критериальные ограничения несовместимы, то множество допустимых точек пусто. В этом случае следует вернуться к этапу 2 и ослабить назначенные для характеристик ТПЧ критериальные ограничения. Допустим, нежелательно ослаблять назначенные ограничения, тогда следует увеличить число  $N$  и возвратиться к этапу 1. Если неоднократное увеличение  $N$  не позволяет найти решение, то есть основание считать, что критериальные ограничения, на которых настаивает совет специалистов по ТПЧ, несовместны, и дальнейшее решение многокритериальной задачи прекращается.

**Этап 4.** Выбор принципа оптимальности. Задача принятия решений при одновременной оптимизации нескольких характеристик ТПЧ включает в себя множество допустимых вариантов ТПЧ и принцип оптимальности. Решением задачи может быть некоторое подмножество (в частном случае — один вариант), полученное с помощью принципа оптимальности. Отсутствие хотя бы одного из указанных выше элементов лишает смысла задачу многокритериальной оптимизации параметров ТПЧ. Если нет множества допустимых вариантов ТПЧ, то выделить решение — т. е. найти оптимальный ТПЧ, не из чего. Если нет принципа оптимальности, то выбрать наилучший ТПЧ из множества допустимых вариантов невозможно. Математиче-

ским выражением принципа оптимальности служит функция выбора  $\Phi$ , которая строго определяет свойства оптимального решения. Приведем  $k$  исследуемых характеристик ТПЧ к безразмерному виду, воспользовавшись естественной нормализацией [14]:

$$y_k(X) = (f_k(X) - f_{k \min}) / (f_{k \max} - f_{k \min}), \quad X \in D,$$

где  $f_{k \min}$  и  $f_{k \max}$  — минимальные и максимальные значения характеристик в области  $D$ .

Применим в нашей задаче четыре самых простых, эффективных и легко реализуемых на практике принципов оптимальности.

1. Принцип наименьшего отклонения вектора  $Y$  от идеального  $Y^*$  [12]. Функция выбора имеет вид

$$\Phi(y_1, \dots, y_s) = \sqrt{\sum_{i=1}^s (y_i - y_i^*)^2}, \quad (3)$$

где  $Y^*$  — идеальный вектор с компонентами, численные значения которых равны найденным в процессе скалярной оптимизации оптимальным значениям характеристик ТПЧ.

2. Принцип компромисса [13]. Функция выбора имеет вид

$$\Phi(y_1, \dots, y_s) = \sum_{i=1}^s \alpha_i y_i; \quad \alpha_i > 0; \quad \sum_{i=1}^s \alpha_i = 1, \quad (4)$$

где коэффициенты  $\alpha_i$  вычисляются по формуле

$$\alpha_i = \frac{y_1 y_2 \dots y_i \dots y_{i-1} y_{i+1} \dots y_s}{y_2 y_3 \dots y_s + y_1 y_3 \dots y_s + y_1 y_2 \dots y_s}, \quad i = \overline{1, s}.$$

3. Принцип максимина [14]. Функция выбора имеет вид

$$\Phi(X_{\text{opt}}) = \left[ \max_{X \in D} \min_{k=\overline{1, s}} y_k(X) \right]. \quad (5)$$

4. Принцип максимакса [15]. Функция выбора имеет вид

$$\Phi(X_{\text{opt}}) = \max_{X \in D} \left[ \max_{k=\overline{1, s}} y_k(X) \right]. \quad (6)$$

**Пример многокритериальной оптимизации.** Изложенный метод использован при решении многокритериальной задачи выбора оптимальных параметров ТПЧ для индукционного нагрева металлов, выполненного на базе автономного инвертора (АИ) с обратными диодами и удвоением частоты [1], силовая схема которого приведена на рис. 2. Математическая модель ТПЧ и ФОРТРАН-программа расчета и скалярной оптимизации приведены в [17]. В модели индукционный нагреватель представлен последовательной ( $R_n - L_n$ )-схемой замещения [2]. Вентили считаются идеальными ключами. Расчет АИ выполняется при начальном значении напряжения  $u_{c2}(0) = E$  и нулевых начальных значениях то-

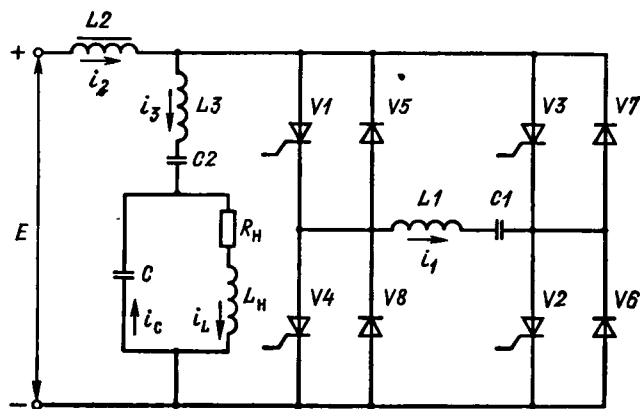


Рис. 2. Силовая схема тиристорного инвертора с обратными диодами и удвоением частоты

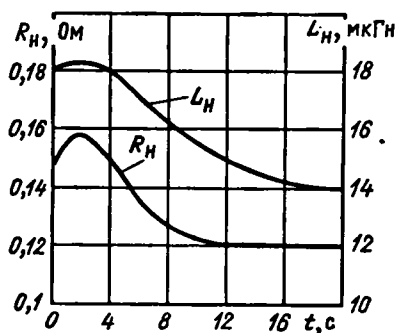


Рис. 3. Изменение активного и реактивного сопротивлений контура, составленного из индукционного нагревателя и компенсирующей его емкости при удельной мощности 1 кВт/см<sup>2</sup>, передаваемой в ферромагнитную деталь, и постоянной частоте тока 2,5 кГц

ков  $i$  и напряжений  $u$  на других элементах схемы с момента пуска до установившегося режима. Уравнения приведены к безразмерному виду с помощью следующих формул:

$$u^* = \frac{u}{E}, \quad i^* = \frac{i}{E\omega_n C}, \quad t^* = \frac{t}{T}, \quad \omega_n = 2\pi f_n. \quad (7)$$

Электромагнитные процессы в схеме описываются системой дифференциальных уравнений 7-го порядка с безразмерными коэффициентами, которая интегрируется методом Кутты — Мерсона с заданной точностью [17]. В качестве независимых переменных приняты: расстройка нагрузочного контура  $\eta = \omega_k / \omega_n$ ; добротность нагрузочного контура  $Q = \omega_k L_n / R_n$  и относительные параметры схемы  $L_i^* = L_i / L_n$ ;  $C_i^* = C_i / C$ ,

$$i = \overline{1,3}, \quad j = \overline{1,2}; \quad \omega_k = \sqrt{\frac{1}{L_n C} - \frac{R_n^2}{L_n^2}}.$$

Переход от безразмерных величин к размерным осуществляется при заданных значениях источника питания  $E$ , В; мощности  $P$ , Вт, и выходной

частоты инвертора  $f_n$ , Гц, по формулам [17]:

$$C = \frac{P}{P^2 E^2 \omega_n}, \quad L_n = \frac{Q^2}{\eta^2 (Q^2 + 1) \omega_n^2 C}, \quad R_n = \frac{Q}{\eta (Q^2 + 1) \omega_n C}, \quad (8)$$

где  $P^*$  — безразмерное значение средней активной мощности за период выходной частоты в установившемся режиме работы АИ.

В [5] в качестве критерия оптимальности преобразователя, т. е. важного технического показателя приводится минимальное искажение выходного напряжения преобразователя. Вычислительный эксперимент на моделях ТПЧ показал, что большое искажение выходного напряжения сильно влияет на качество переходных процессов в ТПЧ. Увеличение коэффициента формы входного тока также влияет на качество переходных процессов в ТПЧ. Существенное влияние на характеристики тиристоров при работе ТПЧ на переменную активно-индуктивную нагрузку оказывают уменьшение коэффициента искажения выходного напряжения и увеличение коэффициента формы входного тока по отношению к их допустимым значениям. Эти критерии качества ТПЧ вместе с другими рассмотрим подробно в статье.

Для скалярной оптимизации рассматривались пять критериев качества:  $k_\phi$  — коэффициент формы выходного тока;  $k_p$  — коэффициент использования тиристоров по мощности;  $k_I$  — коэффициент использования тиристоров по току;  $k_m$  — коэффициент мощности нагрузочного контура;  $k_n$  — коэффициент искажения выходного напряжения, из которых первый необходимо минимизировать, а остальные максимизировать:

$$k_\phi = \frac{i_{2\max}}{I_{2c}}, \quad k_p = \frac{P}{n_v m_v I_{Vc} u_{V\max}}, \quad k_I = \frac{I_{2c}}{m_v I_{Vc}}, \quad k_m = \frac{P}{U_C I_3}, \quad k_n = \frac{u_{1m}}{\sqrt{2} U_C}, \quad (9)$$

где  $i_{2\max}$ ,  $I_{2c}$  — расчетные максимальное и среднее

за период значение входного тока  $i_2$ ;  $I_{Vc}$ ,  $i_{V\max}$ ,  $u_{V\max}$  — расчетные среднее и максимальные за период значения тока и напряжения тиристоров в схеме;  $n_v$ ,  $m_v$  — число последовательно и параллельно включенных тиристоров в вентильной ячейке ( $n_v = m_v = 2$ );  $U_C$ ,  $I_3$  — действующие за период значения  $u_c(t)$  и  $i_3(t)$ ;  $u_{1m}$  — амплитуда первой гармоники выходного напряжения.

Оценка ТПЧ проводилась с позиций обеспечения им высоких энергетических показателей при работе на переменную активно-индуктивную нагрузку (рис. 3). При постоянных значениях параметров нагрузки  $\eta = 1$  и  $Q = 2$  в процессе скалярной оптимизации критериев качества (9) накладывались ограничения на вектор оптимизируемых пара-



Характеристики ТПЧ	Границы изменения характеристик ТПЧ					
	при $C=178$ мкФ		при $C=209$ мкФ		при $C=223$ мкФ	
	min	max	min	max	min	max
$P$ , кВт	155	216	182	222	173	224
$I_{V_c}$ , А	446	504	463	510	427	510
$I_{V_{max}}$ , А	1352	1548	1418	1559	1385	1550
$U_{V_{max}}$ , В	885	1014	924	1021	940	1011
$di_{V_{max}}/dt$ , А/мкс	38,5	43,7	28,1	45,1	26,5	44,4
$t_b^*$	0,428	0,456	0,309	0,462	0,309	0,442

метров  $X=(L1^*, L2^*, L3^*, C1^*, C2^*)$ :

$$1 \leq L1^*, C2^* \leq 10; 50 \leq L2^* \leq 250; 0,1 \leq C1^*, L3^* \leq 1,1 \quad (10)$$

и рабочие характеристики АИ в установившемся режиме для заданной частоты тока в нагрузке:

$$k_m > 0,7; k_n > 0,95; t_b^* > 0,25; Q_{C1}^* < 8; Q_{C2}^* < 8; Q_S^* < 20, \quad (11)$$

где  $t_b^* = t_b / T$  — относительное время восстановления управляющих свойств тиристорной схемы;  $Q_{C1}^* = Q_{C1} / P$ ,  $Q_{C2}^* = Q_{C2} / P$ ,  $Q_S^* = Q_S / P$ ,  $Q_S^* = Q_{L1}^* + Q_{L2}^* + Q_{L3}^* + Q_{C1}^* + Q_{C2}^*$  — относительные действующие за период значения мощностей реактивных элементов схемы. В начале поиска ТПЧ с начальными параметрами  $X_1 = (2,9; 100; 0,8; 0,2; 3)$  имел следующие значения характеристик:

$$k_\phi = 1,124; k_p = 0,089; k_l = 0,2448; k_m = 0,8439; k_n = 0,9789; t_b^* = 0,3309; Q_{C1}^* = 4,4; Q_{C2}^* = 4; Q_S^* = 11,4. \quad (12)$$

Размерные значения параметров и характеристик ТПЧ рассчитываются по формулам (7) и (8). Пусть, например,  $E = 500$  В;  $P = 100$  кВт;  $f_n = 2,5$  кГц, тогда для  $X_1$  имеем:

$$L1 = 15,8 \text{ мкГн}; L2 = 525 \text{ мкГн}; L3 = 4,2 \text{ мкГн}; C1 = 123 \text{ мкФ}; C2 = 1852 \text{ мкФ}; I_{V_c} = 408 \text{ А}; i_{V_{max}} =$$

$$= 1692 \text{ А}; u_{V_{max}} = 688 \text{ В}; \frac{di_{V_{max}}}{dt} = 36,9 \text{ А/мкс.}$$

В результате численного эксперимента получено 40 вариантов ТПЧ, удовлетворяющих ограничениям (10), (11) с областью изменения характеристик:

$$1,0303 \leq k_\phi \leq 1,2291; 0,0572 \leq k_p \leq 0,1158; 0,1459 \leq k_l \leq 0,4183; 0,7121 \leq k_m \leq 0,9863; 0,9517 \leq k_n \leq 0,9983; 0,2619 \leq t_b^* \leq 0,4999; 1,76 \leq Q_{C1}^* \leq 7,87; 1,59 \leq Q_{C2}^* \leq 7,13; 6,09 \leq Q_S^* \leq 19,6. \quad (13)$$

Многокритериальная задача оптимизации параметров ТПЧ заключалась в выборе с помощью принципов оптимальности (3) — (6) в области (13) наилучшего варианта ТПЧ по шести его характеристикам:  $k_\phi$ ,  $k_p$ ,  $k_l$ ,  $k_m$ ,  $k_n$ ,  $t_b^*$ . Для на-

хождения в области (13) единственной компромиссно-оптимальной модели (КОМ) ТПЧ был выполнен диалог с ЭВМ с заданными ограничениями и принципами оптимальности. Результаты диалога приведены ниже:

$$\text{Ограничения на характеристики} \quad k_\phi < 1,05; k_p > 0,1; k_l > 0,3; k_m > 0,9; k_n > 0,98; t_b^* > 0,35$$

Принципы оптимальности

1, 2, 3, 4

КОМ ТПЧ по степени важности

38, 40 (номера вариантов)

Получена КОМ ТПЧ

$$X_{opt} = X_{38} = (3; 140; 0,7; 0,5; 1,8), \quad (14)$$

имеющая следующие характеристики:

$$k_\phi = 1,0368; k_p = 0,1076; k_l = 0,4183; k_m = 0,9224; k_n = 0,9943; t_b^* = 0,4423; Q_{C1}^* = 1,76; Q_{C2}^* = 1,61; Q_S^* = 6,09, \quad (15)$$

которые лучше значений характеристик (12) в исходной модели  $X_1$ .

Компромиссно-оптимальная модель ТПЧ  $X_{38}$  полностью удовлетворила совет специалистов по ТПЧ и ввиду ограниченного машинного ресурса, численный эксперимент на этом этапе был прекращен.

Из численного эксперимента следует, что при жестких ограничениях на характеристики ТПЧ все четыре принципа оптимальности примерно равноценны. Например,  $E = 500$  В;  $P = 100$  кВт и  $f_n = 2,5$  кГц. Тогда для  $X_{38}$  по (7) и (8) имеем  $L1 = 93$  мкГн;  $L2 = 4340$  мкГн;  $L3 = 21,7$  мкГн;  $C1 = 53$  мкФ;  $C2 = 190,8$  мкФ;  $I_{V_c} = 239$  А;  $i_{V_{max}} =$

$$= 707 \text{ А}; u_{V_{max}} = 972 \text{ В}; \frac{di_{V_{max}}}{dt} = 19,5 \text{ А/мкс.}$$

На рис. 3 приведены экспериментально полученные при постоянной частоте  $f_n = 2,5$  кГц кривые изменения параметров системы индуктор — деталь в течение цикла нагрева  $t_n$  для удельной мощности  $1 \text{ кВт/см}^2$ , передаваемой в ферромагнитную деталь [1]. На рис. 4 показаны

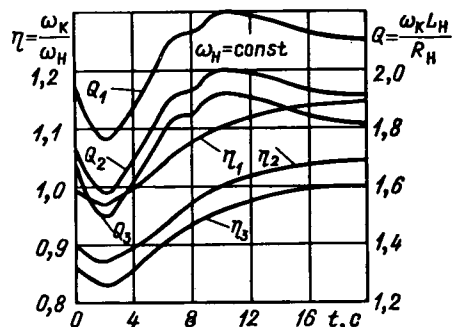


Рис. 4. Изменение параметров  $\eta$  и  $Q$  ТПЧ в цикле нагрева при удельной мощности  $1 \text{ кВт/см}^2$  и постоянной частоте тока  $2,5 \text{ кГц}$  в зависимости от выбранной компенсирующей емкости.

изменения  $\eta$  и  $Q$  в модели ТПЧ, если параметры нагрузочного контура соответствуют начальной ( $\eta_1$ ;  $Q_1$ ); средней ( $\eta_2$ ;  $Q_2$ ) и конечной точкам нагрева ( $\eta_3$ ;  $Q_3$ ).

Рассмотрим ТПЧ с относительными параметрами (14) и характеристиками (15) при работе на переменную активно-индуктивную нагрузку. Размерные значения параметров элементов и характеристик ТПЧ с нагрузочным контуром, настроенным на  $R_n=0,21$  Ом и  $L_n=14$  мкГн ( $C=223$  мкФ), соответствующим конечной точке нагрева, получим по формулам (7) и (8):

$$L1=42 \text{ мкГн}; L2=1960 \text{ мкГн}; L3=9,8 \text{ мкГн}; C1=111,5 \text{ мкФ}; C2=401,4 \text{ мкФ}. \quad (16)$$

Характеристики ТПЧ следующие:

$$P=193 \text{ кВт}; I_{V_c}=478 \text{ А}; i_{V_{\max}}=1479 \text{ А}; u_{V_{\max}}=943 \text{ В};$$

$$\frac{di_{V_{\max}}}{dt}=42,4 \text{ А/мкс.}$$

Если параметры (16) рассматривать с нагрузочным контуром, настроенным на точку нагрева  $t=0$  ( $C=178$  мкФ) или точку  $t=0,5t_c$  ( $C=209$  мкФ), то значения  $P$ , соответствующие этим точкам, будут равны 210 и 218 кВт соответственно.

Границы изменения характеристик ТПЧ с параметрами (16) при работе на переменную активно-индуктивную нагрузку ( $R_{n\max}/R_{n\min}=L_{n\max}/L_{n\min}=1,3$ ) для трех различных значений  $C$  приведены в таблице.

На основании таблицы согласно паспортным данным выбирается тип тиристора в вентильной ячейке схемы.

**Вывод.** Компромиссно-оптимальная математическая модель ТПЧ с параметрами  $X_{\text{opt}}$  по всем исследованным характеристикам неуплучшаема. Возможность дальнейшего улучшения параметров  $X_{\text{opt}}$  за счет их небольшого изменения очень ограничена. Численным экспериментом доказано, что рассмотренный алгоритм многокритериальной оптимизации для нахождения оптимальных параметров любого типа ТПЧ можно применить, если вид критериев качества его заранее известен.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васильев А. С. Статические преобразователи частоты для индукционного нагрева.— М.: Энергия, 1974.—176 с.
2. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок / Е. И. Беркович, Г. В. Ивенский, Ю. С. Иоффе, А. Т. Матчак, В. В. Моргун.—2-е изд., перераб. и доп.— Л.: Энергоатомиздат, 1983.—208 с.
3. Васильев А. С., Гуревич С. Г., Иоффе Ю. С. Источник питания электротермических установок.— М.: Энергоатомиздат, 1985.—248 с.
4. Веселовский А. П., Донской А. В., Черных Ю. К. Алгоритм случайного поиска в задаче оптимизации параметров автономных инверторов.— Электричество, 1979, № 7, с. 49—54.
5. Дзалиев С. В. Оптимизация статических преобразователей частоты при разработке источников питания для электротермии.— Изв. ЛЭТИ. Науч. тр. 1980, вып. 273, с. 11—15.
6. Шапиро С. В., Сабанеева Г. И., Костюкова Л. П. Оптимизация параметров тиристорного инвертора при работе в индукционной установке.— В кн.: Тиристорно-индукционные комплексы звуковой и ультразвуковой частоты. Межвуз. науч. сб., Уфа, Авиац. ин-т, 1982, № 11, с. 90—94.
7. Бальян Р. Х., Сиверс М. А. Тиристорные генераторы и инверторы.— Л.: Энергоиздат, 1982.—223 с.
8. Сабанеева Г. И., Бобкова В. С. Оптимизация параметров демпфирующих цепочек источника питания.— Электротехника, 1985, № 3, с. 28—30.
9. Васильев А. С., Дзалиев С. В., Тетюшкин В. С. Решение задач параметрической оптимизации преобразовательных устройств.— В кн.: Вопросы преобразовательной техники и частотного электропривода. Минвуз. науч. сб., Саратов. политех. ин-т, 1985, с. 3—8.
10. Черных Ю. К. Программа глобальной оптимизации параметров тиристорного преобразователя частоты.— В кн.: Тиристорные преобразователи. Межвуз. науч. сб., Новосибирск, Электротех. ин-т, 1985, с. 108—119.
11. Донской А. В., Черных Ю. К. Многокритериальная задача оптимизации параметров тиристорного преобразователя частоты.— В кн.: Проблемы преобразовательной техники: Тез. докл. III Всесоюз. науч.-техн. конф., 11—13 окт., Киев, Изд. ИЭД АН УССР, 1983, ч. 2, с. 27—30.
12. Салуквадзе М. Е. Задачи векторной оптимизации в теории управления.— Тбилиси: Мцннереба, 1975.—203 с.
13. Михалевич В. С., Волкович В. Л. Вычислительные методы исследования и проектирования сложных систем.— М.: Наука, 1982.—288 с.
14. Хоменюк В. В. Элементы теории многоцелевой оптимизации.— М.: Наука, 1983.—128 с.
15. Ларичев О. И. Наука и искусство принятия решений — М.. Наука, 1979.—200 с.
16. Соболев И. М., Статников Р. Б. Выбор оптимальных параметров в задачах со многими критериями.— М.. Наука, 1981—112 с.
17. Тонкаль В. Е., Новосельцев А. В., Черных Ю. К. Оптимизация параметров автономных инверторов.— Киев: Наукова думка, 1985.—220 с.

[09.03.87]

УДК 621.372.001.2

## Структурный анализ электротехнических устройств

ПАМФИЛОВ Р. К., канд. техн. наук

Московский авиационный технологический институт им. К. Э. Циолковского

На практике часто встречаются электротехнические устройства, развитие которых идет по пути усложнения их электрических цепей. При анализе подобных электрических цепей обычно необходимо

находить токи последовательно увеличивающегося числа ветвей (контуров). Математическое описание таких цепей со сложными функциональными связями приводит к громоздким решениям, за-

трудняющим их анализ [1]. Для определения токов целесообразно применить метод анализа усложняющихся электрических цепей, основанный на топологической связи структуры схем и аналитических зависимостей.

Исходные зависимости можно представить сигнальными графами или матричными уравнениями. Передача графа  $T$  от истока  $\dot{U}$  к стоку  $\dot{U}_c$  может быть найдена по правилу некасающихся контуров (правило Мезона):

$$T = \frac{\dot{U}_c}{\dot{U}} = K \frac{\Lambda_c}{\Lambda}, \quad (1)$$

где  $K$  — коэффициент пропорциональности.

Числитель  $\Lambda_c$  и знаменатель  $\Lambda$  передачи  $T$  графа связаны с определителями соответствующего матричного уравнения пропорциональностью  $\Lambda/\Lambda_c = \Delta$ ;  $\Lambda_c = \Delta_c$ , где  $\Delta$  и  $\Delta_c$  — главный определитель и определитель тока матричного уравнения;  $\Pi$  — произведение сопротивлений всех замкнутых контуров цепи [2]. В общем случае для цепей переменного тока  $\Lambda$ ,  $\Lambda_c$  и  $\Delta$ ,  $\Delta_c$  являются сложными комплексно-временными функциями сопротивления цепи, которые, в свою очередь, могут быть комплексно-пространственными функциями.

Для установившегося статического режима электрической цепи справедливо матричное уравнение равновесия напряжений контуров:

$K$  — число замкнутых коммутируемых ветвей (уровень схемы).

Представим определитель матричного уравнения как сумму [2]:

$$\Delta_{K+1} = Z_k \Delta_K + \nabla_{K+1, K}, \quad (4)$$

где  $\Delta_K$ ,  $\Delta_{K+1}$  — определители до и после одного шага повышения порядка;  $Z_k$  — сопротивление нового контура;  $\nabla_{K+1, K}$  — новые члены, в определителе  $\Delta_{K+1}$  после одного шага повышения порядка.

Для последовательности цепей, усложняющихся от уровня  $m$  до  $n$ , на основании (4) после  $(n-m)$  шагов получим

$$\Delta_n = \Delta_m \prod_{i=1}^{n-m} Z_i + \sum_{i=1}^{n-m} \nabla_i \prod_{l=i+1}^{n-m} Z_l, \quad (5)$$

где  $\Delta_n$ ,  $\Delta_m$  — определители цепей высшего  $n$  и низшего  $m$  уровней;  $\prod_{i=1}^{n-m} Z_i$  — произведение собственных сопротивлений контуров, замкнутых после всех шагов от 1 до  $n-m$ ;  $\sum_{i=1}^{n-m} \nabla_i \prod_{l=i+1}^{n-m} Z_l$  — сумма  $(n-m)$  слагаемых, каждое из которых равно произведению новых членов  $\nabla_i$  и сопротив-

$$\begin{vmatrix} Z_{(1)} & Z_{(1)(2)} & \dots & Z_{(1)(s)} & Z_{(1)} & Z_{(2)} & \dots & Z_{(k)(1)} \\ Z_{(1)(2)} & Z_{(2)} & \ddots & Z_{(2)(s)} & Z_{(2)} & Z_{(2)} & \dots & Z_{(k)(2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{(1)(s)} & Z_{(2)(s)} & \dots & Z_{(s)} & Z_{(s)} & Z_{(s)} & \dots & Z_{(k)(s)} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} I_{(1)} \\ I_{(2)} \\ \vdots \\ I_{(s)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dot{E}_{(1)} \\ \dot{E}_{(2)} \\ \vdots \\ \dot{E}_{(s)} \end{vmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{vmatrix} Z_{(1)} & Z_{(2)} & \dots & Z_{(s)} \\ Z_{(2)} & Z_{(2)} & \dots & Z_{(s)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{(k)} & Z_{(k)} & \dots & Z_{(k)} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_k \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dot{E}_1 \\ \dot{E}_2 \\ \vdots \\ \dot{E}_k \end{vmatrix}$$

где  $k, s$  — индексы коммутируемых и постоянно замкнутых независимых контуров ( $K, S$  — число замкнутых контуров);  $Z_{(k)}$ ,  $Z_{(s)}$ ,  $Z_{(k)(s)}$  — собственные и взаимные сопротивления контуров;  $\dot{E}_{(k)}$ ,  $\dot{E}_{(s)}$  — сумма э. д. с. в каждом контуре;  $I$  — контурные токи.

После замыкания одной ветви порядок цепи и ее матричного уравнения повышается на единицу (один шаг повышения порядка). Порядок схемы цепи равен общему числу замкнутых контуров  $N = K + S$ , а уровень — числу замкнутых коммутируемых контуров  $K$ .

Число схем каждого уровня равно числу сочетаний:

$$C_k^K = \frac{k}{K!(k-K)}, \quad (3)$$

где  $k$  — общее число коммутируемых ветвей;

лений  $Z_{(l)}$  контуров, еще не замкнутых после шага ( $l=i+1$ );

$$\sum_{i=1}^{n-m} \nabla_i \prod_{l=i+1}^{n-m} Z_l = \nabla_1 (Z_2 Z_3 \dots Z_{n-m}) + \nabla_2 (Z_3 \dots Z_{n-m}) + \dots + \nabla_{n-m}.$$

Многие устройства можно систематизировать по числу коммутируемых в процессе работы ветвей (контуров) и независимо от числа остальных некоммутируемых ветвей установить общие закономерности, справедливые для устройств различного назначения.

Обобщенный активный многополюсник с четырьмя коммутируемыми ветвями ( $K=4$ ) приведен на рис. 1, а структурная схема усложнения его цепей — на рис. 2. Каждой схеме цепи присвоены номера замкнутых коммутируемых ветвей.

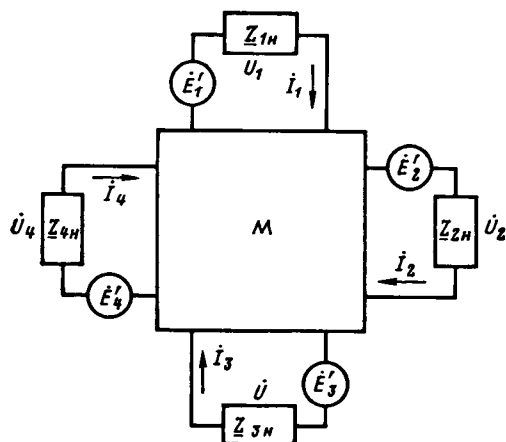


Рис. 1. Активный многополюсник ( $M$ ) с четырьмя коммутируемыми ветвями 1—4:  $E'_i$ ,  $i_i$  — э. д. с. и токи ветвей;  $U_i$ ,  $Z_{in}$  — выходное напряжение и сопротивление ветви

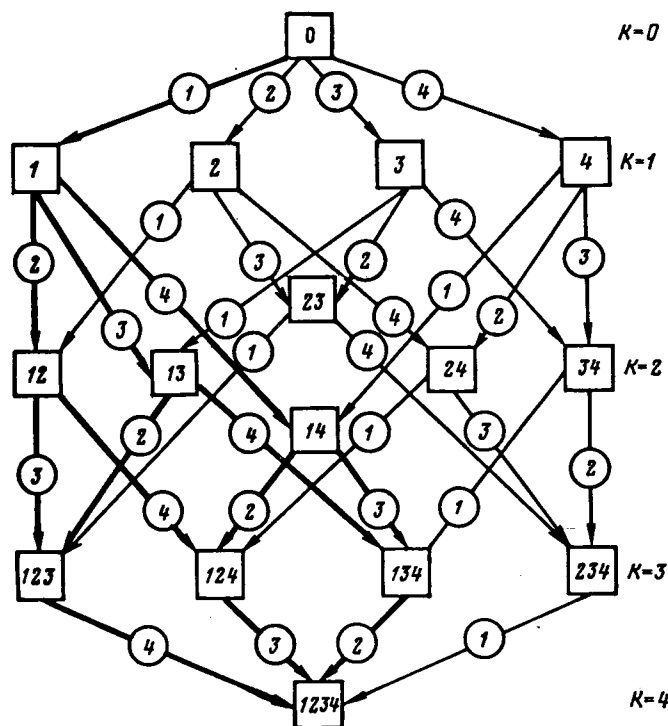


Рис. 2. Структурная схема усложнения цепей:  $\square$  — схемы цепи,  $\circ$  — замыкаемая ветвь (контура)

Схема нулевого уровня  $K=0$  со всеми разомкнутыми коммутируемыми ветвями (контуром) имеет порядок  $N=S$ . Замыкание одной ветви дает соответствующие исходные схемы 1, 2, 3, 4 первого уровня ( $K=1$ ). В схеме второго уровня 12, 13, 14, 23, 24, 34 ( $C_4^2=6$ ) замкнуты по две коммутируемые ветви ( $K=2$ ), а в схемах третьего уровня 123, 124, 134, 234 ( $C_4^3=4$ ) — по три ветви. В схеме 1234 ( $K=4$ ) замкнуты все коммутируемые ветви.

Для конкретизации цепи четырехполюсника на рис. 3 даны электрические схемы реальных устройств, имеющих одинаковое число коммутируемых ( $K=4$ ), но различное число некоммутируемых  $S$  контуров [3]. Анализ электрических цепей этих устройств упрощается, если для них составить алгоритм отыскания минимального числа достаточных функций (определителей) токов (и напряжений) коммутируемых ветвей.

Составим рациональный алгоритм получения необходимых аналитических зависимостей для усложняющихся цепей, когда контур 1 постоянно замкнут на источник э. д. с.  $E_1$ , т. е. схема 1 является исходной. Последовательность схем для этого случая выделена на рис. 2 утолщенными линиями.

Определители  $\Delta$  всех схем, полученные согласно (4) повышением порядка  $N$  или уровня  $K$  исходных схем на единицу, представлены выражениями (П-1) в приложении. Индекс определителя новой схемы образуется из индекса сопротивления нового контура и индекса предшествующей схемы. Число путей получения усложненной схемы уровня  $K$  из схем предыдущего уровня равно уровню этой схемы [рис. 2, (П-1)]. Это позволяет найти базовые равенства (члены) для схем третьего ( $\nabla'$ ) и четвертого ( $\nabla''$ ) уровней, которые можно использовать для отыскания и проверки искомых зависимостей [приложение, формулы (П-2)]. Применяя последовательную подстановку, можно получить определители схем после различных шагов повышения порядка. Формулы (П-3) приложения дают полученный согласно (5) при исходной схеме 1 определитель  $\Delta_{1234}$  схемы 1234 четвертого порядка для шести последовательностей схем.

Определитель  $\Delta_K$  схемы уровня  $K$  есть, согласно (3), алгебраическое дополнение (адьюнкта) определителя  $\Delta_{K+1}$  последующей схемы порядка  $K+1$  для элемента, соответствующего сопротивлению замыкаемого контура  $Z_k$  [4]:

$$\Delta_K = \Delta_{K+1} |_{Z_k} \quad (6)$$

Новые члены  $\nabla_{K+1}$ ,  $K$  можно получить, положив  $Z_{k=0}$  в определителе  $\nabla_{K+1}$ :

$$\nabla_{K+1, K} = \nabla_{K+1} |_{Z_k=0} \quad (7)$$

Алгоритм нахождения определителей  $\Delta$  (6), (7) при исходной схеме определен формулами (П-4), новых членов  $\nabla$  — (П-5), а базовых членов  $\nabla'$ ,  $\nabla''$  — (П-6). Аналогично можно построить алгоритм решения, когда исходными являются также схемы 2, 3, 4 (рис. 2).

Если в матрице сопротивлений уравнения (2) нет нулевых элементов ( $Z=0$ ), то при одной исходной схеме число членов главных определителей  $\Delta$  схем при прямом решении ( $Q_n$ ) равно

для  $\Delta_{1234} - N!$  (порядок  $N$ , уровень  $K=4$ );

для  $\Delta_{123}$ ,  $\Delta_{124}$ ,  $\Delta_{134} - 3(N-1)!$  (порядок  $N-1$ , уровень  $K=3$ );

для  $\Delta_{12}, \Delta_{13}, \Delta_{14} - 3(N-1)!$  (порядок  $N-2$  уровень  $K=2$ );

для  $\Delta_1 - (N-3)!$  (порядок  $N-3$ , уровень  $K=1$ ).

При использовании алгоритма структурного решения число членов ( $Q_c$ ) равно:

для  $\nabla_{(34)} - (N-2)^2(N-2)! + (N-1)!$ ;

для  $\nabla_{(23)}; \nabla_{(24)}; \nabla_{(34)} - 3[(N-3)^2(N-3)! + (N-2)!]$ ;

для  $\nabla_{12,1}; \nabla_{13,1}; \nabla_{14,1} - 3(N-3)(N-3)!$ ;

для  $\nabla_{1,0}; \nabla_0 - (N-3)(N-4)!$

С увеличением порядка  $N$  число членов  $Q_n, Q_c$  и их разность  $\Delta Q = Q_n - Q_c$  резко возрастают. Так, если при  $N=6$   $Q_n=1158$ ;  $Q_c=798$  ( $\Delta Q=360$ ), то при  $N=10$   $Q_n=4843340$ ,  $Q_c=3916800$  ( $\Delta Q=926540$ ).

Структурная схема, иллюстрирующая при исходной схеме 1 возможные пути получения усложненных схем, а также новые  $\nabla$  и базовые члены  $\nabla', \nabla''$ , необходимые для анализа главных определителей  $\Delta$  и определителей  $\Delta^1$  тока  $I_1$ , приведена на рис. 4.

Если при анализе цепей требуется найти выходные напряжения  $U_{\text{вых}}$  на сопротивлении  $Z_{k+1}$

коммутируемого контура  $k$  до  $(K)$  и после  $(K+1)$  его коммутации, то следует учесть, что их числители различаются лишь множителем  $Z_k$ , т. е. до коммутации

$$\dot{U}_{k(K)} = \dot{U}_{k(K)_{x,x}} = \frac{\Delta I_{k(K+1)}}{\Delta K} \quad \text{и последнее} \quad \dot{U}_{k(K+1)} = Z_k \frac{\Delta I_{k(K+1)}}{\Delta K+1}, \quad (8)$$

где  $\Delta I_{k(K+1)}$  — определитель тока  $I_k$  уравнения порядка  $(K+1)$ , полученный заменой в главном определителе  $\Delta$  столбца элементов, соответствующего искомому току  $I_k$ , столбцом свободных членов ( $E$ ). Закономерность (8) сокращает вдвое число искомых выражений.

Структурная схема последовательного получения, согласно (8), новых членов  $\nabla$ , необходимых для анализа определителей  $\Delta^2, \Delta^3, \Delta^4$  токов  $I_2, I_3, I_4$  остальных коммутируемых контуров, изображена на рис. 5.

Выберем из всех возможных одну последовательность схем (рис. 6), достаточную для анализа

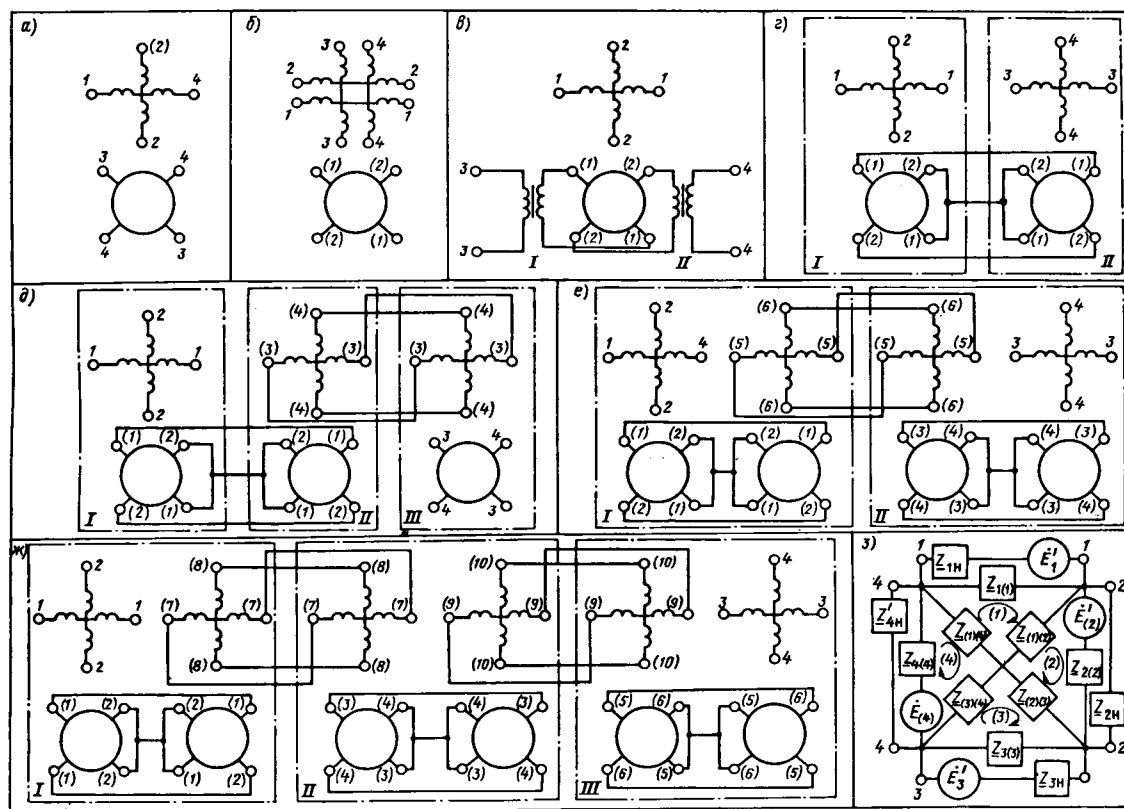


Рис. 3. Электрические схемы с четырьмя коммутируемыми ветвями 1—4:

а — четырехобмоточный КВТ; б — шестюбмоточный КВТ; в — бесконтактный ВТ (БВТ) с двумя кольцевыми трансформаторами (I, II); г — однокаскадный БВТ с двумя системами разнополюсных обмоток (I, II) или однокаскадный измеритель рассогласования (ИР), состоящий из двух КВТ (I, II); д — двухкаскадный дифференциальный ИР, состоящий из трех КВТ (I, II, III) или однокаскадный ИР, содержащий БВТ (I, II) и КВТ (III); е — однокаскадный ИР, состоящий из двух однокаскадных БВТ (I, II) или трехкаскадный БВТ; ж — двухкаскадный дифференциальный ИР, состоящий из трех однокаскадных БВТ (I, II, III) или пятикаскадный БВТ; з — электрическая цепь переменного тока без взаимной индуктивности

токов и выходных напряжений всех усложненных схем. Выражения определителей  $\Delta$  и  $\nabla$ , достаточных для этой последовательности схем, даны в (П-7).

Целесообразность применения алгоритма для структурного анализа усложняющихся электрических цепей состоит прежде всего в уменьшении

числа упрощений нахождения искомых зависимостей, их группировки и систематизации, что облегчает дальнейший анализ. Это достигается благодаря более простому частичному (выборочному) решению определителей уравнения и последовательному использованию результатов анализа более простых предшествующих цепей для анализа последующих усложненных цепей. Найденный алгоритм удобен для реализации программы анализа на ЭВМ как в общем (буквенном), так и в численном виде.

Во многих электротехнических устройствах от источника однофазного переменного напряжения питается лишь одна обмотка возбуждения. К таким устройствам относятся прежде всего аналоговые информационные электрические машины — ИЭМ (вращающиеся трансформаторы — ВТ) в основных режимах работы (рис. 3а—д) и измерители рассогласования (рис. 3, з—ж) [1, 2].

Четырехобмоточный контактный ВТ (КВТ) (рис. 3, а) содержит только две пары взаимно перпендикулярных коммутируемых обмоток ( $N=K=4, S=0$ ). В его матричном уравнении отсутствуют элементы некоммутируемых контуров и присутствуют только элементы, обведенные в (2) пунктирными рамками.

Шестиобмоточный КВТ (рис. 3, б) и бесконтактные ВТ (БВТ) с кольцевыми трансформаторами I, II (рис. 3, в) или с каскадом разнополюсных обмоток (каскадный БВТ) (рис. 3, г) имеют по два некоммутируемых контура ( $N=6, K=4, S=2$ ). Элементы уравнения (2) для БВТ с кольцевыми трансформаторами, обведенные рамкой, являются элементами уравнения четырехобмоточного КВТ (рис. 3, а). Трех- и пятикаскадные БВТ (рис. 3, е, ж) имеют соответственно  $N=10, K=4, S=6$  и  $N=16, K=4, S=12$  [4].

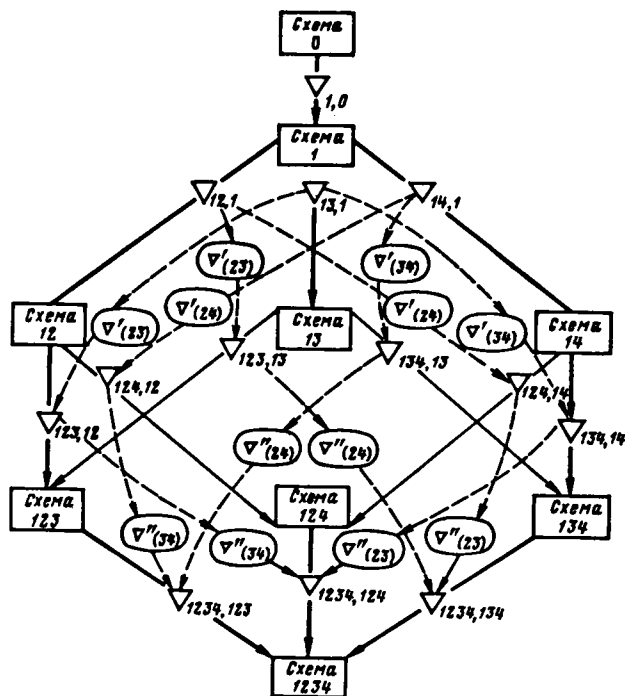


Рис. 4. Структурная схема последовательного получения новых членов  $\nabla$  (и базовых  $\nabla'$ ,  $\nabla''$ ) членов, необходимых для анализа главных определителей  $\Delta$  и определителей  $\Delta^1$  тока возбуждения  $I_1$  усложняющихся схем

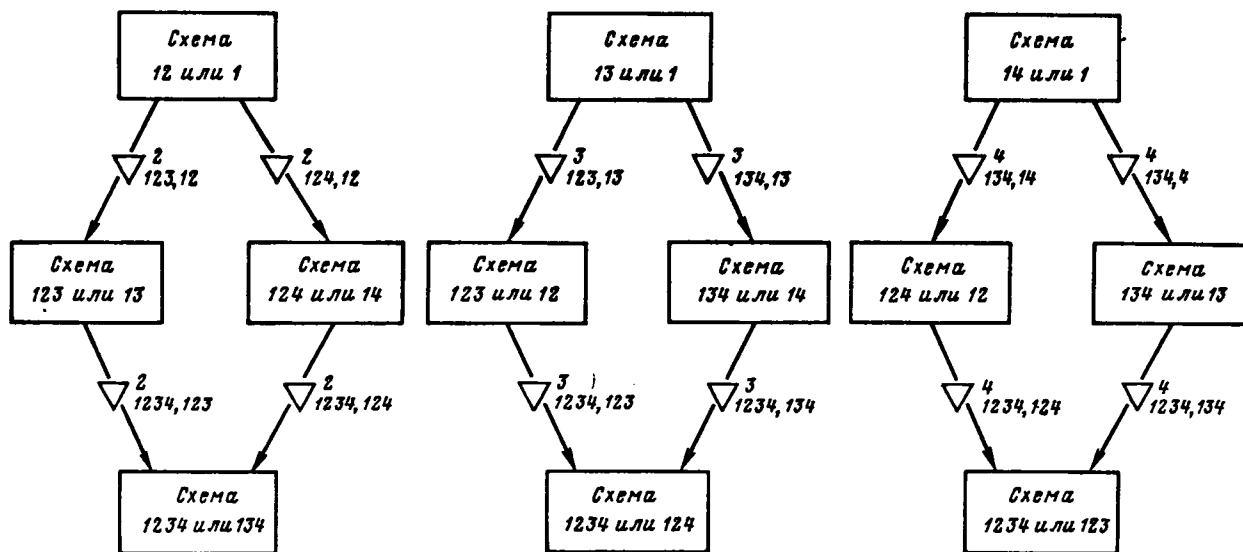


Рис. 5. Структурная схема последовательного получения новых членов  $\nabla$ , необходимых для анализа определителей  $\Delta^2, \Delta^3, \Delta^4$  ус-

В измерителях рассогласования (ИР) осей следящих систем применяют контактные (КВТ) или бесконтактные вращающиеся трансформаторы (БВТ). Традиционный (классический) ИР (КИР), состоящий из двух КВТ может быть представлен электрической схемой однокаскадного БВТ (рис. 3, з), где I и II — КВТ, роторы которых не связаны механически друг с другом. При питании обмотки 1 (или 2) напряжение  $\dot{U}_4$  (или  $\dot{U}_3$ ) является мерой угла рассогласования  $\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_K$  роторов КВТ I и II. Если в КИР замкнуты квадратурные обмотки датчика и приемника, то  $N=6, K=4, S=2$  [2].

В СССР изобретены и внедрены новые реактивные и суммирующие ИР, обладающие рядом преимуществ по сравнению с КИР [5—6]. В реактивной ИР (РИР) выходной сигнал рассогласования создается реакцией замкнутой обмотки 3 (или 4) датчика II и снимается с обмотки 2 приемника I. Для РИР  $N=5; K=3; S=2$ . В суммирующей ИР (СИР) выходным сигналом служит сумма напряжений КИР и СИР.

Однокаскадный ИР, состоящий из двух однокаскадных БВТ I, II, имеет схему трехклассного БВТ ( $N=10, K=4, S=6$ ), изображенного на рис. 3, е. Число контуров ИР сохраняется, если в них каскадные БВТ заменить БВТ с кольцевыми трансформаторами.

Схема дифференциального ИР (ДИР), составленная из трех КВТ I, II, III, дана на рис. 3, д и для него  $N=8, K=4, S=4$ .

Эта же схема справедлива для однокаскадного ИР, содержащего однокаскадный БВТ I, II и КВТ III.

При использовании в ДИР трех однокаскадных БВТ I, II, III его схема может быть представлена схемой пятикаскадного БВТ (рис. 3, ж)

( $N=14, K=4, S=10$ ). В ДИР роторы БВТ не связаны механически друг с другом. Во всех схемах токи пар взаимно перпендикулярных обмоток — реальные токи ветвей. Если обмотки роторов каскадных БВТ (рис.3, з—ж) соединены звездой, то их токи в уравнении (2) — контурные.

Уравнения рассмотренных устройств упрощаются, если можно пренебречь взаимным влиянием ПАР входных и выходных коммутируемых обмо-

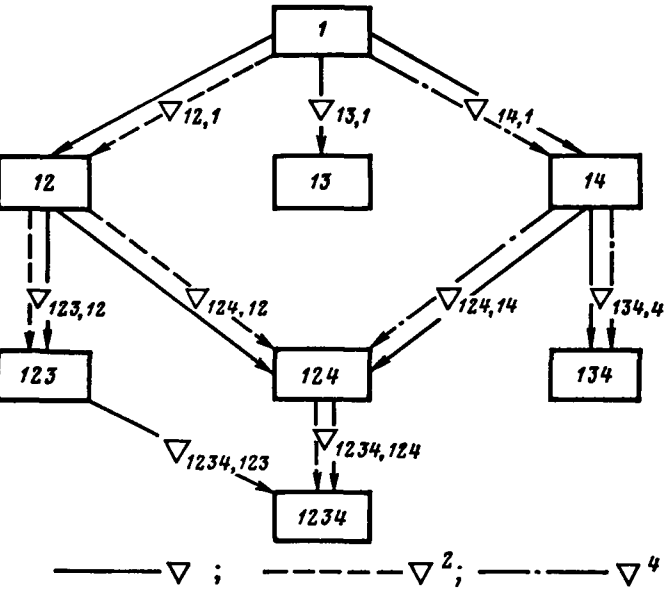


Рис. 6. Структурная схема последовательного получения новых членов  $\nabla$ , достаточных для анализа определителей  $\Delta, \Delta', \Delta^2, \Delta^4$  всех усложняющихся схем:  
———  $\nabla$  ; — — — —  $\nabla^2$ ; — · — —  $\nabla^4$   
————— для  $\Delta$  и  $\Delta'$ , — — — — для  $\Delta^2$ , — · — — для  $\Delta^4$

Таблица 1

Функции $\Delta$ и $\nabla$ , найденные с учетом (9) и (11)				
Вид функции	Функция для главных определителей $\Delta_1; \nabla$	Функции для определителей токов		
		$i_1$	$i_2$	$i_3$
$\Delta_1$	$Z_1 Z_{(1)} Z_{(2)} - D$	$\dot{U} Z_{(1)}$	$-\dot{U} A$	$-\dot{U} N$
$\nabla_{12,1}$	$-\underline{Z}_1 E + B^2$	$-\dot{U} E$	—	0
$\nabla_{13,1}$	$-\underline{Z}_1 F + L^2$	$-\dot{U} F$	0	0
$\nabla_{14,1}$	$-\underline{Z}_1 K + P^2$	$-\dot{U} K$	0	$-\dot{U} N$
$\nabla'_{(23)}$	$\underline{Z}_1 Q^2$	$\dot{U} Q^2$	$-\dot{U} L Q$	—
$\nabla'_{(24)}$	$\underline{Z}_1 M^2$	$\dot{U} M^2$	$-\dot{U} M P$	$\dot{U} B M$
$\nabla'_{(34)}$	$\underline{Z}_1 C^2$	$\dot{U} C^2$	—	$\dot{U} C L$
$\nabla''_{(34)}$	$\underline{Z}_1 Z_1 C^2$	$\dot{U} Z_1 C^2$	—	$\dot{U} Z_2 C L$

ток, т. е.

$$\underline{Z}_{13} = \underline{Z}_{14} = \underline{Z}_{23} = \underline{Z}_{24} = 0, \quad (9)$$

а также остальных парных обмоток —

$$\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{34} = \underline{Z}_{(1)(2)} = \underline{Z}_{(3)(4)} = \underline{Z}_{(5)(6)} = \underline{Z}_{(7)(8)} = \underline{Z}_{(9)(10)} = 0. \quad (10)$$

В матричном уравнении (2) электрической цепи переменного тока (рис. 3, з) ( $N=8$ ,  $K=4$ ,  $S=4$ ) с четырьмя коммутируемыми контурами (ветвями) следует учесть собственные сопротивления контуров  $\underline{Z}_1 \dots \underline{Z}_4$ ,  $\underline{Z}_{(1)} \dots \underline{Z}_{(4)}$ ; взаимные сопротивления смежных контуров  $\underline{Z}_{1(1)}$ ,  $\underline{Z}_{2(2)}$ ,  $\underline{Z}_{3(3)}$ ,  $\underline{Z}_{4(4)}$ ,  $\underline{Z}_{(1)(2)}$ ,  $\underline{Z}_{(1)(4)}$ ,  $\underline{Z}_{(2)(3)}$ ,  $\underline{Z}_{(3)(4)}$  и положить  $\dot{E}_{(1)} = \dot{E}_{(3)} = 0$ .

В общем случае сопротивления ВТ являются периодическими функциями углов поворота роторов и могут быть представлены тригонометрическими суммами, зависящими от степени учета конструктивно-технологических и схемно-эксплуатационных факторов, и содержат как постоянные, так и зависящие от угла поворота ротора переменные составляющие. При объединении двух проводов, идущих к паре обмоток, сопротивление общего провода создает постоянную составляющую.

Определители  $\Delta$ , а также новые и базовые члены  $\nabla$  удобно представить как сумму функций  $\Delta = * \Delta + \Delta^*$ , где  $* \Delta$  — не содержит взаимных сопротивлений пар обмоток;

$$* \Delta = \Delta | \underline{Z} = 0; \quad (11)$$

$\Delta^*$  — содержит только члены, умноженные на эти сопротивления;

$$\Delta^* = \Delta | \underline{Z}. \quad (12)$$

В ряде случаев, например, при анализе электрических характеристик устройств, достаточно рассмотреть только функции  $* \Delta$ . Функции  $* \Delta$  должны учитываться при анализе погрешностей, обусловленных конструктивно-технологическими факторами, а также условий оптимального функционирования [2, 5—9]. Пренебрежение функциями  $* \Delta$  приводит к ошибочному выводу о том, что максимальная ошибка КИР равна углу смешения осей обмоток синхронизации из взаимно перпендикулярного положения. Теоретически с учетом функций  $* \Delta$  и экспериментально доказано, что если датчик и приемник одностипны, то ошибка КИР практически отсутствует [2].

В качестве конкретного примера рассмотрим этапы структурного анализа устройств с одной обмоткой возбуждения, четырьмя коммутируемыми ( $K=4$ ) и двумя некоммутируемыми ( $S=2$ ) контурами. К ним относятся шестиобмоточный КВТ, бесконтактные ВТ (БВТ), а также однокасадный измеритель рассогласования (ИР), состоящий из двух КВТ (рис. 3, б—г).

Для этих устройств общим является исходное уравнение (2) порядка  $N=6$  ( $S=2$ ,  $K=4$ ), в котором следует прежде всего положить

$$\dot{E}_2 = \dot{E}_3 = \dot{E}_4 = \dot{E}_{(1)} = \dot{E}_{(2)} = 0$$

и учесть схемные и функциональные особенности устройств.

В ИР датчик и приемник удалены друг от друга, а в БВТ входные и выходные обмотки расположены на разных пакетах магнитопровода,

Таблица 2

Типичные члены в $* \Delta$ и $* \nabla$ (П-8)		
Обозначение	Общее выражение	Выражение при идеальных ВТ
A	$\underline{Z}_{(2)} \underline{Z}_{(1)} \underline{Z}_{2(1)} + \underline{Z}_{(1)} \underline{Z}_{(2)} \underline{Z}_{2(2)}$	0
B	$\underline{Z}_{1(1)} \underline{Z}_{2(2)} - \underline{Z}_{2(1)} \underline{Z}_{1(2)}$	$-X_{mI}$
C	$\underline{Z}_{3(1)} \underline{Z}_{4(2)} - \underline{Z}_{4(1)} \underline{Z}_{3(2)}$	$-X_{mII}$
D	$\underline{Z}_{(2)} \underline{Z}_{1(1)}^2 + \underline{Z}_{(1)} \underline{Z}_{2(2)}^2$	$-\underline{Z} X_{mI}$
E	$\underline{Z}_{(2)} \underline{Z}_{3(1)}^2 + \underline{Z}_{(1)} \underline{Z}_{4(2)}^2$	$-\underline{Z} X_{mII}$
F	$\underline{Z}_{(2)} \underline{Z}_{3(1)}^2 + \underline{Z}_{(1)} \underline{Z}_{4(2)}^2$	$-\underline{Z} X_{mII}$
K	$\underline{Z}_{(2)} \underline{Z}_{4(1)}^2 + \underline{Z}_{(1)} \underline{Z}_{3(2)}^2$	
L	$\underline{Z}_{1(1)} \underline{Z}_{3(2)} - \underline{Z}_{1(2)} \underline{Z}_{3(1)}$	$+X_{mI} X_{mII} \sin \delta$
M	$\underline{Z}_{2(1)} \underline{Z}_{4(2)} - \underline{Z}_{2(2)} \underline{Z}_{4(1)}$	
N	$\underline{Z}_{(2)} \underline{Z}_{1(1)} \underline{Z}_{4(1)} + \underline{Z}_{1(1)} \underline{Z}_{(2)} \underline{Z}_{4(2)}$	$-X_{mI} X_{mII} \sin \delta$
P	$\underline{Z}_{1(1)} \underline{Z}_{4(2)} - \underline{Z}_{1(2)} \underline{Z}_{4(1)}$	
Q	$\underline{Z}_{2(1)} \underline{Z}_{4(2)} - \underline{Z}_{2(2)} \underline{Z}_{4(1)}$	$\mp X_{mI} X_{mII} \cos \delta$



поэтому для этих устройств можно принять допущение (9).

Выражения  $\Delta$  и  $\nabla$ , найденные согласно (9), (11) и достаточные для анализа функций потребляемого тока  $I_1$  и выходных напряжений  $U_2, U_4$  коммутируемых обмоток 2, 4 приведены в табл. 1. Типичные члены  $A, \dots, Q$  в общем виде даны в табл. 2. Упрощение нахождения искомых зависимостей, компактность и систематизированность записи результатов (табл. 1, 2) свидетельствуют о большей рациональности структурного анализа (метода) по сравнению с прямым решением исходных уравнений схем [1].

Типичные члены зависят от функциональных характеристик ВТ. Рассмотрим типичные члены для ИР, когда функции взаимной индукции первичных и вторичных обмоток идеальных ВТ синусоидальны, а цепи симметричны. В этом случае  $A=0$ , а члены  $B, \dots, K$  не зависят от поворота роторов ВТ. Члены  $L, \dots, Q$  являются функциями угла рассогласования роторов датчика I и приемника II:

$$\delta = Q_I - Q_{II}.$$

При этом в КИР рабочими являются типичные члены  $L, M, N$ , а в РИР также члены  $P, Q$ . Определители  $\Delta$  и  $\Delta'$  позволяют анализировать ток возбуждения  $i_1 = \frac{\Delta'}{\Delta}$  и условия принципиально безмоментного функционирования (ВМФ), при выполнении которых отсутствовали бы реактивные механические моменты на роторах ИЭМ [7].

Определители  $\Delta^2, \Delta^3, \Delta^4$  для коммутируемых обмоток 2, 3, 4 дают возможность определить их электрические характеристики, а также условия принципиально безошибочного функционирования — БОФ, при выполнении которых происходило бы преобразование информации без ошибки.

Критерием БОФ и ИР служит равенство нулю выходного напряжения (сигнала) в идеальных согласованных положениях роторов ВТ [8, 9]. Поэтому при анализе условий БОФ достаточно для выходной обмотки  $k$  рассмотреть уравнение  $\Delta^k = 0$ .

В зависимости от параметров замкнутых обмоток удобно различать характерные режимы схем, когда сопротивления имеют конечную величину и для пары взаимно перпендикулярных обмоток одинаковы (симметризованы) и когда сопротивления обмотки или пары обмоток стремятся к нулю (особый режим). Такой режим на практике осуществляется включением в цепь обмотки емкостного сопротивления, равного ее индуктивному сопротивлению. В особом режиме уменьшается число исследуемых функций (членов), а схемы приобретают новые свойства.

Характерные режимы КИР при исследовании условий БОФ приведены в табл. 3. Для получения характерных режимов РИР надо в табл. 3 произвести при  $\Delta, \nabla$  и  $\underline{\Delta}$  следующую замену индексов:  $2 \rightarrow 3; 3 \rightarrow 4, 4 \rightarrow 2$ .

Для схем КИР 124 (или 12) и 134 (или 13) третьего уровня ( $K=3$ ) достаточно в общем случае исследовать уравнение  $\Delta_{14}^4 = 0$  исходной схе-

Таблица 3

№ пп.	Схема КИР	Значения сопротивлений для характерных режимов		Вид функции			
		$\underline{Z}_2$	$\underline{Z}_3$	$\Delta_{14}^4$	$\nabla_{124,14}^4$	$\nabla_{134,14}^4$	$\nabla_{(23)}''$
1	1234	$\underline{Z}_2 \rightarrow 0$	$\underline{Z}_3 \rightarrow 0$	—	—	—	×
2	или		$\underline{Z}_3 \neq 0$	—	×	—	×
3	123	$\underline{Z}_2 \neq 0$	$\underline{Z}_3 \rightarrow 0$	—	—	×	×
4			$\underline{Z}_3 = \underline{Z}_2$	×	$\nabla_{123,14}$	$+\nabla_{134,14}$	×
5			$\underline{Z}_3 \neq 0$	×	×	×	×
6	124 или	$\underline{Z}_2 \rightarrow 0$	$\underline{Z}_3 = \infty$	—	×	—	—
7	12	$\underline{Z}_2 \neq 0$		×	×	—	—
8	134	$\underline{Z}_2 = \infty$	$\underline{Z}_3 \rightarrow 0$	—	—	×	—
9	или 13		$\underline{Z}_3 \neq 0$	×	—	×	—

Примечание. × — исследуемые функции; — функции, которые не исследуются.

мы 14 (или 1) и соответственно новые члены  $\nabla_{124,14}=0$  и  $\nabla_{134,14}=0$ , которые имеют одинаковую структуру и различаются только инверсией ( $2 \leftrightarrow 3$ ) обмоток 2 и 3 (табл. 3, пп. 7, 9). Это говорит об одинаковом влиянии обмоток на условие БОФ, что было использовано на практике для повышения точности ИР [2]. В особых режимах этих схем (табл. 3, п. 6 и 8) достаточно исследовать  $\nabla_{124,14}=0$  или  $\nabla_{134,14}=0$ , что упрощает выполнение условий БОФ.

Для схемы 1234 (или 123) четвертого уровня ( $K=4$ ) (табл. 3, п. 5) условия БОФ в общем случае содержат требования для схем 123 и 134, а также  $\nabla_{(23)}''$ . В особых режимах для одной обмотки 2 или 3 (табл. 3, пп. 2 и 3) условия БОФ упрощаются, так как кроме  $\nabla_{(23)}''=0$  содержат только требование  $\nabla_{124,14}=0$  или  $\nabla_{134,14}=0$ . В особом режиме для обеих квадратурных обмоток 2 и 3 условия БОФ схемы 1234 содержат только функцию  $\nabla_{(23)}''$ , которая не создает рабочего сигнала (П-1, строка 1). Поэтому такой режим схемы 1234 недопустим.

В РИР условия БОФ для схем 123 и 124 третьего уровня ( $K=3$ ) содержат в общем случае требование  $\Delta_{12}=0$  для исходной схемы 12 (или 1), а также  $\nabla_{123,12}=0$  и  $\nabla_{124,12}=0$ , которые различаются инверсией ( $3 \leftrightarrow 4$ ) обмоток 3 и 4. Это указывает на идентичность действия обмоток на условия БОФ [2, 5]. Однако эти обмотки по-разному влияют на электрические характеристики РИР, соответствующие двум согласованным положениям ротора приемника, отличающиеся на  $90^\circ$ .

В схеме 1234 РИР с двумя замкнутыми обмотками 3 и 4 полезный сигнал исчезает, если сопротивления их цепей идентичны, так как  $\nabla_{123,13}^2 + \nabla_{124,12}^2$  и  $\Delta_{12}^2$ ,  $\nabla_{(34)}''$  создают только сигналы ошибок.

Условия БОФ суммирующего ИР (СИР) складываются из условий для КИР (табл. 3) и РИР, не содержат требований к сопротивлению цепей синхронизации (1), (2) и выполняются при идентичности функций одноименных сопротивлений взаимной индукции  $Z_{2(1)}=Z_{4(1)}$ ;  $Z_{2(2)}=Z_{4(2)}$  [6]. Это свидетельствует о принципиальном отсутствии ошибок (инвариантности) от несимметрии сопротивлений цепей синхронизации (1), (2). Благодаря этому СИР используется в ответственных следящих системах повышенной точности.

**Выводы.** 1. Рациональный алгоритм структурно-топологического анализа электротехнических устройств с усложняющимися электрическими цепями существенно облегчает нахождение, группировку и систематизацию искомых зависимостей, а также последующий их анализ благодаря структурной записи и последовательному использованию результатов анализа более простых предшествующих цепей для анализа последующих усложненных цепей.

2. Алгоритм удобен для реализации программы вычислений на ЭВМ и применим для анализа устройств различного назначения.

3. Целесообразность структурно-топологического подхода выявилась, в частности, при анализе контактных и бесконтактных информационных электрических микромашин (ВТ) и устройств с их применением (трансформаторных измерителей рассогласования следящих систем).

#### Приложение

$$\left. \begin{aligned} \Delta_1 &= Z_1 \Delta_0 + \nabla_{1,0}; \\ \Delta_{12} &= Z_1 \Delta_2 + \nabla_{12,2} = Z_2 \Delta_1 + \nabla_{12,1}; \\ \Delta_{13} &= Z_1 \Delta_3 + \nabla_{13,3} = Z_3 \Delta_1 + \nabla_{13,1}; \\ \Delta_{23} &= Z_2 \Delta_3 + \nabla_{23,3} = Z_3 \Delta_2 + \nabla_{23,2}; \\ \Delta_{14} &= Z_1 \Delta_4 + \nabla_{14,4} = Z_4 \Delta_1 + \nabla_{14,1}; \\ \Delta_{123} &= Z_1 \Delta_{23} + \nabla_{123,23} = Z_2 \Delta_{13} + \nabla_{123,13} = \\ &= Z_3 \Delta_{12} + \nabla_{123,12}; \\ \Delta_{124} &= Z_1 \Delta_{24} + \nabla_{124,24} = Z_2 \Delta_{14} + \nabla_{124,14} = \\ &= Z_4 \Delta_{12} + \nabla_{124,12}; \\ \Delta_{134} &= Z_1 \Delta_{34} + \nabla_{134,34} = Z_3 \Delta_{14} + \nabla_{134,14} = \\ &= Z_4 \Delta_{13} + \nabla_{134,13}; \\ \Delta_{234} &= Z_2 \Delta_{34} + \nabla_{234,34} = Z_3 \Delta_{24} + \nabla_{234,24} = \\ &= Z_4 \Delta_{23} + \nabla_{234,23}; \\ \Delta_{1234} &= Z_1 \Delta_{234} + \nabla_{1234,234} = Z_2 \Delta_{134} + \\ &+ \nabla_{1234,134} = Z_3 \Delta_{124} + \nabla_{1234,124} = \\ &= Z_4 \Delta_{123} + \nabla_{1234,123}. \end{aligned} \right\} \text{ (П-1)}$$

$$\left. \begin{aligned} \nabla'_{(23)} &= \nabla_{123,13} - Z_3 \nabla_{12,1} = \nabla_{123,12} - Z_2 \nabla_{13,1}; \\ \nabla'_{(21)} &= \nabla_{124,24} - Z_2 \nabla_{14,4} = \\ &= \nabla_{124,14} - Z_1 \nabla_{24,4}; \\ \nabla'_{(24)} &= \nabla_{124,14} - Z_4 \nabla_{12,1} = \\ &= \nabla_{124,12} - Z_2 \nabla_{14,1}; \\ \nabla'_{(34)} &= \nabla_{134,14} - Z_4 \nabla_{13,1} = \\ &= \nabla_{134,13} - Z_3 \nabla_{14,1}; \\ \nabla''_{(23)} &= \nabla_{1234,134} = Z_3 \nabla_{124,14} = \\ &= \nabla_{1234,124} - Z_2 \nabla_{134,14}; \\ \nabla''_{(24)} &= \nabla_{1234,134} = Z_4 \nabla_{123,13} = \\ &= \nabla_{1234,123} - Z_2 \nabla_{134,13}; \\ \nabla''_{(34)} &= \nabla_{1234,124} = Z_4 \nabla_{123,12} = \\ &= \nabla_{1234,123} - Z_3 \nabla_{134,12}. \end{aligned} \right\} \text{ (П-2)}$$

#### Схемы 1-12-123-1234

$$\Delta_{1334} = \Delta_1 Z_2 Z_3 Z_4 + \nabla_{12,1} Z_3 Z_4 + \nabla_{123,12} Z_4 + \nabla_{1234,123}$$

#### Схемы 1-12-124-1234

$$\Delta_{1234} = \Delta_1 Z_2 Z_4 Z_3 + \nabla_{12,1} Z_4 Z_3 + \nabla_{124,12} Z_3 + \nabla_{1234,124}$$

#### Схемы 1-13-123-1234

$$\Delta_{1234} = \Delta_1 Z_3 Z_2 Z_4 + \nabla_{13,1} Z_2 Z_4 + \nabla_{123,13} Z_4 + \nabla_{1234,123}$$

#### Схемы 1-14-124-1234

$$\Delta_{1234} = \Delta_1 Z_4 Z_2 Z_3 + \nabla_{14,1} Z_2 Z_3 +$$

(П-3)

$$\begin{aligned}
 & + \nabla_{124,14} Z_3 + \nabla_{1234,124} \\
 & \text{Схемы } 1-14-134-1234 \\
 & \Delta_{1234} = \Delta_{1,4} Z_3 Z_2 + \nabla_{14,1} Z_3 Z_2 + \\
 & + \nabla_{134,14} Z_2 + \nabla_{1234,134} \\
 & \text{Схемы } 1-13-134-1234 \\
 & \Delta_{1234} = \Delta_{1,3} Z_4 Z_2 + \nabla_{13,1} Z_4 Z_2 + \\
 & + \nabla_{134,13} Z_2 + \nabla_{1234,134} \\
 & \Delta_{123} = \Delta_{1234} |_{Z_4}; \Delta_{124} = \Delta_{1234} |_{Z_3}; \Delta_{134} = \Delta_{1234} |_{Z_2}; \\
 & \Delta_{12} = \Delta_{123} |_{Z_3} = \Delta_{124} |_{Z_2} = \Delta_{1234} |_{Z_3 Z_4}; \\
 & \Delta_{13} = \Delta_{123} |_{Z_2} = \Delta_{134} |_{Z_4} = \Delta_{1234} |_{Z_2 Z_4}; \\
 & \Delta_{14} = \Delta_{124} |_{Z_3} = \Delta_{134} |_{Z_2} = \Delta_{1234} |_{Z_2 Z_3}; \\
 & \Delta_1 = \Delta_{12} |_{Z_2} = \Delta_{13} |_{Z_3} = \Delta_{14} |_{Z_4} = \Delta_{1234} |_{Z_2 Z_3 Z_4}; \\
 & \Delta_0 = \Delta_1 |_{Z_1} = \Delta_{1234} |_{Z_1 Z_2 Z_3 Z_4} \\
 & \nabla_{1,0} = \Delta_1 |_{Z_1=0} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_1=0}{Z_2 Z_3 Z_4}}; \\
 & \nabla_{13,1} = \Delta_{13} |_{Z_3=0} = \Delta_{134} |_{\frac{Z_3=0}{Z_4}} = \Delta_{123} |_{\frac{Z_3=0}{Z_2}} = \\
 & = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_3=0}{Z_2 Z_4}}; \\
 & \nabla_{14,1} = \Delta_{14} |_{Z_4=0} = \Delta_{124} |_{\frac{Z_4=0}{Z_3}} = \Delta_{134} |_{\frac{Z_4=0}{Z_2}} = \\
 & = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_4=0}{Z_2 Z_3}}; \\
 & \nabla_{12,1} = \Delta_{12} |_{Z_2=0} = \Delta_{123} |_{\frac{Z_2=0}{Z_3}} = \Delta_{124} |_{\frac{Z_2=0}{Z_4}} = \\
 & = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_2=0}{Z_3 Z_4}}; \\
 & \nabla_{123,12} = \Delta_{123} |_{Z_3=0} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_3=0}{Z_4}}; \\
 & \nabla_{123,13} = \Delta_{123} |_{Z_2=0} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_2=0}{Z_4}}; \\
 & \nabla_{124,12} = \Delta_{124} |_{Z_4=0} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_4=0}{Z_3}}; \\
 & \nabla_{124,14} = \Delta_{124} |_{Z_3=0} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_3=0}{Z_4}}; \\
 & \nabla_{134,13} = \Delta_{134} |_{Z_4=0} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_4=0}{Z_2}}; \\
 & \nabla_{134,14} = \Delta_{134} |_{Z_3=0} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_3=0}{Z_2}}; \\
 & \nabla_{1234,123} = \Delta_{1234} |_{Z_4=0} \nabla_{1234,124} = \\
 & = \Delta_{1234} |_{Z_4=0} \nabla_{1234,134} = \Delta_{1234} |_{Z_2=0} \\
 & \nabla''_{(23)} = \nabla_{1234,134} |_{Z_3=0} = \nabla_{1234,124} |_{Z_3=0} = \\
 & = \Delta_{1234} |_{Z_2=Z_3=0}; \\
 & \nabla'_{(23)} = \nabla''_{(23)} |_{Z_4} = \nabla_{123,12} |_{Z_2=0} = \nabla_{123,12} |_{Z_3=0} = \\
 & = \Delta_{123} |_{Z_2=Z_3=0} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_2=Z_3=0}{Z_4}}; \\
 & \nabla''_{(24)} = \nabla_{1234,134} |_{Z_4=0} = \nabla_{1234,123} |_{Z_4=0} = \\
 & = \Delta_{1234} |_{Z_3=Z_4=0}; \\
 & \nabla'_{(24)} = \nabla''_{(24)} |_{Z_2} = \nabla_{124,12} |_{Z_3=0} = \\
 & = \nabla_{124,14} |_{Z_4=0} = \Delta_{124} |_{Z_3=Z_4=0} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_3=Z_4=0}{Z_2}};
 \end{aligned}$$

(П-4)

(П-5)

$$\begin{aligned}
 \nabla''_{(34)} &= \nabla_{1234,124} |_{Z_4=0} = \nabla_{1234,123} |_{Z_4=0} = \\
 &= \Delta_{1234} |_{Z_3=Z_4=0}; \\
 \nabla'_{(34)} &= \nabla''_{(34)} |_{Z_2} = \nabla_{134,13} |_{Z_3=0} = \nabla_{134,14} |_{Z_3=0} = \\
 &= \Delta_{134} |_{Z_3=Z_4=0} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_3=Z_4=0}{Z_2}}
 \end{aligned}
 \quad (П-6)$$

Схемы второго уровня  $K=2$ 

$$\begin{aligned}
 \Delta_{12} &= Z_2 \Delta_1 + \nabla_{12,1}; \quad \Delta_{13} = Z_3 \Delta_1 + \nabla_{13,1}; \\
 \Delta_{14} &= Z_4 \Delta_1 + \nabla_{14,1}
 \end{aligned}$$

где  $\Delta_1 = Z_1 \Delta_0 + \nabla_{1,0}$ .Схемы третьего уровня  $K=3$ 

$$\begin{aligned}
 \Delta_{123} &= Z_3 \Delta_{12} + \nabla_{123,12}; \quad \Delta_{134} = Z_3 \Delta_{14} + \nabla_{134,14}; \\
 \Delta_{124} &= Z_4 \Delta_{12} + \nabla_{124,12} = Z_2 \Delta_{14} + \nabla_{124,14};
 \end{aligned}$$

где  $\nabla_{123,12} = Z_2 \nabla_{13,1} + \nabla'_{(23)}$ ;  $\nabla_{124,12} = Z_2 \nabla_{14,1} + \nabla'_{(24)}$ ;

(П-7)

$$\begin{aligned}
 \nabla_{124,14} &= Z_4 \nabla_{12,1} + \nabla'_{(24)}; \\
 \nabla_{134,14} &= Z_4 \nabla_{13,1} + \nabla'_{(34)}.
 \end{aligned}$$

Схема четвертого уровня  $K=4$ 

$$\begin{aligned}
 \Delta_{1234} &= Z_4 \Delta_{123} + \nabla_{1234,123}, \\
 \text{где } \nabla_{1234,123} &= Z_3 \nabla_{124,12} + \nabla''_{(34)}.
 \end{aligned}$$

Достаточные  $\Delta$  и  $\nabla$ 

$$\begin{aligned}
 \Delta_0 &= \Delta_1 |_{Z_1} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_1 Z_2 Z_3 Z_4}{Z_1=0}}; \\
 \nabla_{1,0} &= \Delta_1 |_{Z_1=0} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_1=0}{Z_2 Z_3 Z_4}}; \\
 \nabla_{12,1} &= \Delta_{1234} |_{\frac{Z_2=0}{Z_3 Z_4}}; \quad \nabla_{13,1} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_3=0}{Z_2 Z_4}}; \\
 \nabla_{14,1} &= \Delta_{1234} |_{\frac{Z_4=0}{Z_2 Z_3}}; \\
 \nabla'_{(23)} &= \Delta_{1234} |_{\frac{Z_2=Z_3=0}{Z_4}}; \quad \nabla'_{(24)} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_2=Z_4=0}{Z_3}}; \\
 \nabla'_{(34)} &= \Delta_{1234} |_{\frac{Z_3=Z_4=0}{Z_2}}; \quad \nabla''_{(34)} = \Delta_{1234} |_{\frac{Z_3=Z_4=0}{Z_2}}.
 \end{aligned}$$

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Памфилов Р. К. Решение обобщенных статических уравнений сельсиной трансформаторной схемы. — Автоматика и телемеханика, 1969, № 5.
2. Памфилов Р. К. Принципы построения измерителей рассогласования следящих систем. — Энергия. — М.: 1973.
3. Баканов М. В., Лыска В. А., Алексеев В. В. Информационные микромашины следящих и счетно-решающих систем. — М.: Советское радио, 1977.
4. А. с. 225289 (СССР). Сельсиное трансформаторное устройство / Р. К. Памфилов. Оpubл. в Б. И., 1968, № 27.
5. Памфилов Р. К. Реактивная сельсиная трансформаторная схема. — Автоматика и телемеханика, 1968, № 8.
6. Памфилов Р. К. Суммирующая схема измерителя рассогласования следящих систем. — Электричество, 1984, № 12.
7. Памфилов Р. К. О выборе типа сельсинов для трансформаторной дистанционной передачи угла. — Автоматика и телемеханика, 1962, № 6.
8. Памфилов Р. К. Функциональные свойства инверсных трансформаторных схем измерителей рассогласования. — Электричество, 1984, № 8.
9. Памфилов Р. К. Элементы структурно-функциональной теории измерительно-преобразовательных устройств. — Электричество, 1986, № 1.
10. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. — М.: Наука, 1967.

[9.09.87]

# Оптимальное местоположение точек токопровода к группе параллельных вентильных ветвей

ГОЛЬДШТЕЙН М. Е., канд. техн. наук, СЕНИГОВ П. Н., канд. техн. наук, ГАЙСАРОВ Р. В. инж.

*Челябинский политехнический институт*

В мощных полупроводниковых преобразователях неравномерность распределения тока в группах параллельных вентильных ветвей определяется неидентичностью параметров их элементов и электромагнитной асимметрией конструкции токоведущих частей относительно отдельных ветвей. Наиболее распространенными способами снижения неравномерности являются подбор вентиля с близкими прямыми падениями напряжения, выполнение конструкции токоведущих частей с компенсированными магнитными полями, выбор точек токопровода к сборным шинам группы, обеспечивающий наилучшее токораспределение, применение дополнительных средств выравнивания тока. Широкое применение этих способов объясняется возможностью их практической реализации (полностью или частично) во многих конструкциях выпускаемых промышленностью преобразователей.

Снижение затрат на цветные металлы в новом поколении преобразователей, увеличение их технологичности достигается применением охлаждения сборных шин, выполнением в ряде преобразователей сборных шин из алюминия, установкой вентиля непосредственно на охлаждаемых сборных шинах. Применение сборных шин с интенсивным охлаждением позволяет увеличить плотность протекающего по ним тока и снизить их сечения, однако при этом возрастают активные сопротивления.

Применение сборных шин с каналами для водяного охлаждения увеличивает их толщину. Распространенными для медных водоохлаждаемых шин являются профили с сечениями  $80 \times 25$  мм<sup>2</sup> (преобразователи серии ТПВ на токи 3—16 кА [1], ИСТ-20000/300). Рассматривается возможность применения алюминиевых водоохлаждаемых шин. При воздушном охлаждении сборные шины-охлаждатели выполняются из тянутого профиля, из которого изготавливаются и серийные охладители. При этом габариты их поперечных сечений достигают 100—200 мм.

На промышленной частоте глубина проникновения электромагнитного поля для меди составляет 9,28 мм [2], для алюминия — 11,9 мм. Следовательно, распределение плотности тока по сечению охлаждаемых сборных шин в преобразователях промышленной частоты резко неоднородно и приводит к увеличению их активных сопротивлений. Активное сопротивление еще больше увеличивается из-за проявления эффекта близости в преобразователях с компенсированными магнитными полями сборных шин [3], у которых прямая и обратная шины группы располагаются

рядом (например, у преобразователей типа ТВ-9, и др.) Так, в вентильной секции СПТВ-6300/1050-сборные шины выполнены из меди (сечение  $80 \times 25$  мм<sup>2</sup>, водяное охлаждение) и расположены на расстоянии 4 мм друг от друга. При этом за счет поверхностного эффекта и эффекта близости их активные сопротивления увеличиваются практически в 2 раза по сравнению с сопротивлениями постоянному току и небаланс тока только из-за неидентичности активных сопротивлений сборных шин для различных параллельных ветвей достигает 19 %.

В некоторых преобразователях сборные шины конструктивно выполняются общими для нескольких групп. Например, в преобразователях, выполненных по мостовой схеме, сборная шина переменного тока может быть общей для противофазных групп, шины постоянного тока могут быть общими для нескольких групп. В этих случаях сечений, а следовательно, и сопротивления шин переменного и постоянного тока группы различны. Это же еще в большей степени наблюдается и в преобразователях с воздушным охлаждением, в которых в качестве сборных шин применены объединенные охладители. Таким образом, отношение сечений сборных шин группы параллельных вентильных ветвей для разных преобразователей может изменяться в широких пределах, что несомненно сказывается на распределении нагрузки между параллельными вентилями. При этом неравномерность распределения токов зависит от местоположения точек токоподвода к сборным шинам, причем существует такой токоподвод (оптимальный), при котором эта неравномерность будет минимальной.

Для частного случая одинаковых сечений сборных шин оптимальным является токоподвод на расстояниях от концов шин постоянного и переменного тока, соответственно равных  $1/3$  и  $3/4$  их длины [4]. В конструкциях со сборными шинами разных сечений оптимизировать токоподвод можно с помощью математической модели групп параллельных вентилях многофазных преобразователей [5], но процесс оптимизации трудоемок, и, как правило, реализуется на ЦВМ. Так как при разработке нового поколения мощных преобразователей доминирует тенденция к применению конструкций с большими по сравнению с прежними конструкциями активными сопротивлениями сборных шин, разработаем на основе математической модели [5] инженерную методику выбора оптимального токопровода в таких конструкциях.

Решение задачи проведем для группы параллельных вентильных ветвей с типовой конструк-

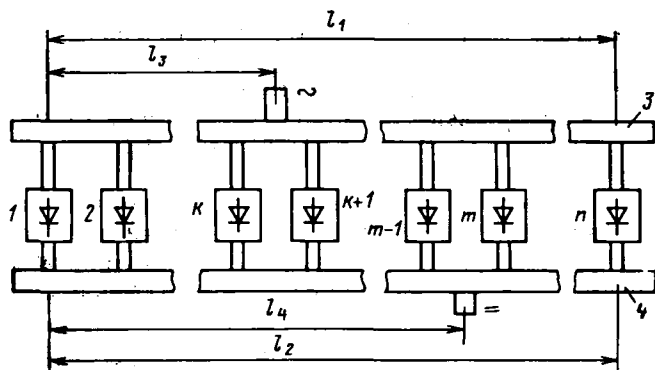


Рис. 1. «Схема» конструкции группы параллельных вентильных ветвей

цией, которая схематично приведена на рис. 1. Примем, что каждая из сборных шин группы имеет одинаковое по длине сечение; отношение сечений сборных шин выпрямленного и переменного тока равно  $\varepsilon$ ; расстояния между точками подключения к сборной шине соседних параллельных ветвей одинаковы; подвод тока к сборной шине переменного тока выполнен на участке между точками подключения к ней ветвей с номерами  $k$  и  $k+1$  и делит его в пропорции  $p:(1-p)$  ( $0 \leq p \leq 1$ ), а отвод тока от сборной шины выпрямленного тока выполнен на участке между точками подключения к ней ветвей с номерами  $m-1$  и  $m$  и делит его в пропорции  $(1-q):q$  ( $0 \leq q \leq 1$ ).

На рис. 2 приведена схема замещения группы, содержащей  $n$  параллельных вентильных ветвей, каждая из которых вводится параметрами прямой ветви вольт-амперной характеристики последовательно включенных вентилей, их пороговым напряжением  $u_n$  и динамическим сопротивлением, являющимся частью сопротивления ветви  $r$ , в которое также включены сопротивления предохранителя, соединительных шин и контактных соединений ветви. Активное сопротивление участка сборной шины выпрямленного тока между соседними точками подключения к ней ветвей принято равным  $r_w$ .

Значение среднего за период небаланса тока  $i$ -й ветви, вызванного влиянием активных сопротивлений сборных шин на токораспределение [5], %,

$$\Delta I_{wi} = - \frac{\Delta r_{wi}}{r} A \cdot 100, \quad (1)$$

где  $A$  — универсальная функция параметров схемы и делителей тока (в преобразователях без делителей  $A \approx 1$ );  $\bar{r}$  — среднеарифметическое активное сопротивление ветвей группы;  $r_{wi}$  — активное сопротивление шин  $i$ -го независимого контура, включающего  $i$ -ю ветвь и участки сборных шин между точками ее подключения к ним и точками токоподвода к группе.

$$\Delta r_{wi} = r_{wi} - \bar{r}_{wi}; \quad r_w = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n r_{wi}. \quad (2)$$

Выражение (1) при  $A=1$  позволяет сравнить разные схемы конструкций сборных шин по степени влияния их активных сопротивлений на токораспределение и в частности исследовать влияние на токораспределение расположения точек токоподвода к группе. В соответствии с поставленной задачей найдем такое расположение точек токоподвода к группе, при котором небаланс тока  $\Delta r_{wi}$  для всех ветвей (при  $A=1$ ) будет минимальным.

Все ветви группы разделим на три подгруппы: в первую включим ветви с номерами  $1, \dots, k$ ; во вторую — с номерами  $m, \dots, n$ ; в третью — все оставшиеся. Тогда для  $i$ -й ветви первой подгруппы

$$r_{wi}^{(1)} = \{ i[(k-i) + (k-i)\varepsilon + \varepsilon p + m - k + q] + (k-i-1)(m-k) + (k-i)q + (1+\varepsilon)[1+2+3+\dots + (k-i-1) + (k-i)\varepsilon p + (m-k)q + [1+2+3+\dots + (m-k)]] \} r_w. \quad (3)$$

Учитывая, что в этом выражении присутствуют суммы конечного числа членов арифметической прогрессии, приведем его к следующему виду:

$$r_{wi}^{(1)} = \left\{ \frac{1}{2}(m^2 + \varepsilon k^2 - m - \varepsilon k) + \varepsilon k p + m q - \frac{1}{2}(1+\varepsilon)(i^2 - i) \right\} r_w. \quad (4)$$

Аналогично для контуров, включающих ветви их второй и третьей подгрупп, имеем

$$r_{wi}^{(2)} = \left\{ \frac{1}{2}(m^2 + \varepsilon k^2 - m - \varepsilon k) - n(n - \varepsilon k) - (n-m)q - \varepsilon(n-k)p - \frac{1}{2}(1+\varepsilon)[(2n+1)i - i^2] \right\} r_w; \quad (5)$$

$$r_{wi}^{(3)} = \left\{ \frac{1}{2}(m^2 + \varepsilon k^2 - m - \varepsilon k) - \varepsilon n k + m q - \varepsilon(n-k)p + \frac{1}{2}(1+\varepsilon) \left[ \left( \frac{2\varepsilon}{1+\varepsilon} n + 1 \right) i - i^2 \right] \right\} r_w \quad (6)$$

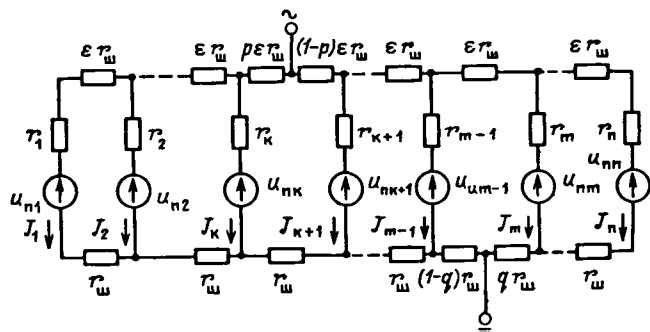


Рис. 2. Схема замещения группы параллельных вентильных ветвей

Подставляя эти значения сопротивлений в выражения (2) и (1), получаем

$$\bar{r}_{\omega} = [(m^2 + \epsilon k^2 - m - \epsilon k) + (1 + \epsilon) \left( \frac{1}{3} n^2 - \frac{1}{2} n + \frac{1}{6} \right) - (m + \epsilon k)n + (2k - n)\epsilon p + (2m - n)q] r_{\omega}. \quad (7)$$

$$\Delta I_{\omega i}^{(1)} = \left\{ \frac{1}{2} (m^2 + \epsilon k^2 - m - \epsilon k) + (1 + \epsilon) \left[ \frac{1}{3} n^2 + \frac{1}{2} n + \frac{1}{6} + \frac{1}{2} (i^2 - i) \right] - (m - \epsilon k)n - (n - k)\epsilon p + (n - m + 1)q \right\} \frac{r_{\omega}}{\bar{r}}. \quad (8)$$

$$\Delta I_{\omega i}^{(2)} = \left\{ \frac{1}{2} (m^2 + \epsilon k^2 - m - \epsilon k) + (1 + \epsilon) \left[ \frac{1}{3} n^2 + \frac{1}{2} n + \frac{1}{6} - \frac{1}{2} [(2n + 1)i - i^2] \right] + \epsilon k p - (m - 1)q \right\} \frac{r_{\omega}}{\bar{r}}; \quad (9)$$

$$\Delta I_{\omega i}^{(3)} = \left\{ \frac{1}{2} (m^2 + \epsilon k^2 - m - \epsilon k) + (1 + \epsilon) \left[ \frac{1}{3} n^2 + \frac{1}{2} n + \frac{1}{6} - \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{2\epsilon}{1 + \epsilon} n + 1 \right) i - i^2 \right] \right] - nm + \epsilon k p + (n - m + 1)q \right\} \frac{r_{\omega}}{\bar{r}}. \quad (10)$$

На практике удобнее пользоваться не параметрами  $k$  и  $m$ , а геометрическими размерами шин. Поэтому, задавая расстояния между точками подключения первой и  $n$ -й ветвей соответственно к шинам переменного и выпрямленного тока, равными  $l_1$  и  $l_2$  (рис. 1), найдем расстояния от точек подключения первой ветви соответственно до точки токопровода к шине переменного тока и до точки отвода тока от шины выпрямленного тока:

$$l_3 = \frac{k - 1 + p}{n - 1} l_1; \quad l_4 = \frac{m - 1 - q}{n - 1} l_2. \quad (11)$$

Обозначив в этих выражениях

$$\frac{l_3}{l_1} = l_3^* \text{ и } \frac{l_4}{l_2} = l_4^*, \quad (12)$$

определим параметры  $k$  и  $m$ :

$$k = (n - 1)l_3^* + 1 - p; \quad m = (n - 1)l_4^* + 1 + q. \quad (13)$$

Подстановка этих значений  $k$  и  $m$  в (8) — (10) позволит рассчитать небаланс токов  $\Delta I_{\omega i}$  ветвей в зависимости от относительных расстояний  $l_3^*$ ,  $l_4^*$  и параметров  $p$ ,  $q$ .

Определим расстояния  $l_{30}^*$ ,  $l_{40}^*$  для оптимального местоположения точек подвода тока к группе, при котором наибольший из положительных небалансов токов ветвей группы принимает наименьшее значение. Наиболее загруженными по току являются ветви, точки присоединения которых к сборным шинам расположены вблизи точек токопровода — ветви с номерами  $k$ ,  $k + 1$ ,  $m - 1$ ,  $m$ . Анализ выражения небаланса тока  $\Delta I_{\omega i}$  [зави-

симости (8) — (10)] показал, что, во-первых, его график является квадратичным и вогнутым (функция параметров  $k$  и  $m$ ), во-вторых, оно для ветвей первой и третьей групп линейно зависит от параметра  $p$ , но с коэффициентами пропорциональности разных знаков и, в-третьих, оно для ветвей второй и третьей групп линейно зависит от параметра  $q$ , но с коэффициентами пропорциональности разных знаков. Поэтому минимум положительного значения небаланса тока  $\Delta I_{\omega i}$  следует искать при выполнении условий

$$\Delta I_{\omega k}^{(1)} = \Delta I_{\omega m}^{(2)}; \quad \Delta I_{\omega k}^{(1)} = \Delta I_{\omega(k+1)}^{(3)}; \quad \Delta I_{\omega(m-1)}^{(3)} = \Delta I_{\omega m}^{(2)}. \quad (14)$$

Подставляя в эти равенства значения небалансов токов из выражений (8) — (10), приводим их к виду

$$\frac{1}{2} (1 + \epsilon)(k^2 - m^2) - \left( \epsilon n + \frac{1 + \epsilon}{2} \right) (k - m) - \epsilon n p + n q = 0; \quad (15)$$

$$p = 1 - \frac{(1 + \epsilon)k}{\epsilon n}; \quad (16)$$

$$q = \frac{1}{n} [(1 + \epsilon)m - \epsilon(n + 1) - 1]. \quad (17)$$

Подставляя в (15) значения параметров  $p$  и  $q$  из выражений (16), (17), получаем уравнение

$$[(k - k_1) + (m - m_1)][(k - k_1) - (m - m_1)] = 0, \quad (18)$$

где

$$k_1 = \frac{\epsilon n}{1 + \epsilon} - \frac{1}{2}; \quad m_1 = \frac{\epsilon n}{1 + \epsilon} + \frac{3}{2},$$

равносильное системе двух уравнений

$$(k - k_1) + (m - m_1) = 0;$$

$$(k - k_1) - (m - m_1) = 0,$$

практическое значение из которых имеет первое: из него получаем уравнение связи

$$k = \frac{2\epsilon n}{1 + \epsilon} + 1 - m. \quad (19)$$

Исследуя функцию небаланса тока  $\Delta I_{\omega i}$  наиболее нагруженной ветви, например, с номером  $i = m$  [выражение (9)], при условии удовлетворения уравнения связи (16), (17), (19), определим, что она принимает минимальное значение при параметре  $m_0$ , равном ближайшему большему целому к числу

$$v = \frac{\frac{2\epsilon n^2}{1 + \epsilon} + 1 + n + \epsilon n - 4\epsilon - \frac{4(1 + \epsilon)}{n}}{2(1 + \epsilon) \left( 1 + \frac{2}{n} \right)}, \quad (20)$$

и параметре  $k_0$ , равном ближайшему меньшему целому к числу

$$\mu = \frac{2\epsilon n}{1 + \epsilon} + 1 - v. \quad (21)$$

Подставляя в выражения (16), (17) значения  $k=k_0$  и  $m=m_0$ , получаем выражения для расчета оптимальных параметров:

$$p_0 = 1 - \frac{(1+\varepsilon)k_0}{\varepsilon n}; \quad (22)$$

$$q_0 = \frac{1}{n}[(1+\varepsilon)m_0 - \varepsilon(n+1) - 1]. \quad (23)$$

Путем подстановки в выражения (13) значений параметров  $p$  и  $q$  из (16), (17) с учетом  $k=k_0$  и  $m=m_0$ , определяем искомые оптимальные расстояния:

$$l_{30}^* = \frac{\varepsilon n - \varepsilon - 1}{\varepsilon n(n-1)} k_0; \quad (24)$$

$$l_{40}^* = \frac{1}{n-1} \left[ \left(1 - \frac{1+\varepsilon}{n}\right) m_0 - 1 + \varepsilon + \frac{1+\varepsilon}{n} \right]. \quad (25)$$

Подставляя в эти выражения вместо параметров  $k_0$  и  $m_0$  близкие к ним числа соответственно  $\mu$  и  $\nu$  из выражений (20), (21) и пренебрегая слагаемыми первого и второго порядков малости, приводим их к следующему виду:

$$l_{30}^* = \frac{1}{2} - \frac{1}{(1+\varepsilon)^2}; \quad (26)$$

$$l_{40}^* = \frac{1}{2} + \frac{\varepsilon^2}{(1+\varepsilon)^2}. \quad (27)$$

Этими соотношениями можно пользоваться в большинстве реальных конструкций при  $(\sqrt{2}-1) \leq \varepsilon \leq (\sqrt{2}+1)$ , так как только в этом диапазоне значений параметра  $\varepsilon$  функция небаланса токов  $\Delta I_{шм}$  при уравнении связи (15)–(17) имеет минимум. При значениях  $\varepsilon$  вне этого диапазона оптимальные расстояния определяем по вышеприведенной методике при  $k=1$ ,  $p=0$  для  $\varepsilon < (\sqrt{2}-1)$ ;  $m=n$ ,  $q=0$  для  $\varepsilon > (\sqrt{2}+1)$  и соответственно получаем:

$$\begin{cases} l_{30}^* = 0, \\ l_{40}^* = 0,5 + 0,2\varepsilon; \end{cases} \quad \text{при } \varepsilon < \sqrt{2}-1; \quad (28)$$

$$\begin{cases} l_{30}^* = 0,5 - 0,29 \frac{1}{\varepsilon}, \\ l_{40}^* = 1. \end{cases} \quad \text{при } \varepsilon > \sqrt{2}+1; \quad (29)$$

Полученные выводы были подтверждены экспериментально на группе параллельных вентиляных ветвей, выполненной на базе серийного полупроводникового преобразователя УВКТ-9. Группа содержала восемь ветвей с одним последовательным диодом ВЛ 200 в каждой. Вентильные ветви объединялись медными сборными шинами постоянного тока сечением  $6 \times 60$  мм и переменного тока сечением  $10 \times 100$  мм. Расстояние

i	Небаланс токов параллельных ветвей для $m$ , равных					
	1	3	4	5	6	8
1	15,4	7,5	4,1	1,3	−0,8	−2,7
	19,0	8,3	2,7	1,2	−1,7	−3,0
2	9,2	6,4	3,0	0,2	−1,9	−3,7
	9,2	8,1	2,5	−0,2	−4,3	−4,4
3	4,0	6,3	3,9	0,1	−2,0	−3,8
	3,1	2,7	1,7	−2,0	−6,1	−7,4
4	−0,4	1,6	3,7	0,9	−1,1	−3,0
	0,6	−1,8	2,6	−0,6	−3,5	−7,2
5	−4,0	−2,2	−0,1	2,7	0,6	−1,4
	−5,5	−3,9	−1,2	2,1	4,0	−2,1
6	−6,6	−5,0	−2,9	−0,1	3,3	1,2
	−6,7	−2,5	−2,2	1,1	5,4	2,9
7	−8,3	−6,9	−4,8	−2,0	1,4	4,6
	−8,0	−4,6	−3,1	−1,0	3,3	8,0
8	−9,2	−7,8	−5,8	−3,0	0,5	8,9
	−11,7	−6,6	−2,8	−0,7	2,4	13,0

между точками подключения ветвей к сборным шинам составляло 80 мм. Для исключения влияния магнитных полей на токораспределение между параллельными ветвями сборные шины располагались друг от друга на расстоянии 2 мм в свету (толщина изоляционной прокладки).

Расчеты по выражению (28) показывают, что в такой группе минимальный небаланс токов получается при расстояниях  $l_{30}^*=0$  и  $l_{40}^*=0,57$ . Это же подтвердили и испытания преобразователя. В таблице приводятся небалансы токов параллельных ветвей, рассчитанные (в числителе) по выражениям (9) и (10) и полученные экспериментально (в знаменателе) для токопровода к шине переменного тока у первой ветви, а к шине постоянного тока у ветви с номером  $m$ . Заметим, что небаланс токов при переходе от одностороннего токопровода к оптимальному снижается с 19 до 2,1 %.

Таким образом, выражения (26)–(29) позволяют с достаточной для практики точностью, вне зависимости от числа параллельных вентиляных ветвей в группе определить оптимальное местоположение точек токопровода к этой группе при заданном соотношении сечений сборных шин переменного и выпрямленного тока. Наибольший положительный небаланс токов  $\Delta I_{шм}$  при оптимальном токопроводе к группе высчитывается по выражениям (8)–(10) при оптимальных значениях параметров  $k$ ,  $m$ ,  $p$ ,  $q$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Новая серия управляемых выпрямителей для питания вакуумнодуговых и плазменных печей / С. А. Саньков, А. И. Чепкунов, Г. В. Ковалев, В. Г. Машьянов. — ЭП. Преобразовательная техника, 1984, вып. 3 (161).
2. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. — М.: Высшая школа, 1964.

3. Мукосеев Ю. Л. Эффект близости в прямоугольных шинах. — Электричество, 1957, № 9.

4. А. с. 951486 (СССР). Трехфазная преобразовательная секция / Ю. Ф. Кулькин, М. М. Малыхин, О. Н. Гусак. — Оpubл. в Б. И., 1982, № 30.

5. Гольдштейн М. Е., Сенигов П. Н. Математическая модель групп синфазно работающих вентилях многофазного преобразователя. — Электричество, 1984, № 2.

[18.08.86]

УДК 621.316.99.001.24

## Расчет сопротивления растеканию электродных систем сложной формы в слоистой среде

ИВЛИЕВ Е. А.

Ленинград

В статье рассматриваются особенности применения метода площадок [1] для расчета сопротивлений электродных систем произвольной формы, расположенных в слоистой среде. При этом каждый из электродов считается эквипотенциальным, а влияние границ раздела слоев учитывается путем применения принципа зеркального отражения. Приведена методика расчета сопротивлений электродов в двухслойной среде, которая непосредственно обобщается и на случай многослойной среды.

**Общие соотношения. Уединенный электрод.** Рассмотрим уединенный электрод произвольной формы, расположенный в слоистой среде (рис. 1). Расчетная схема метода площадок, как известно, совпадает с численным решением интегрального уравнения 1-го рода, связывающего потенциал электрического поля  $u$  с плотностью  $\sigma$  размещенного на поверхности электрода  $S$  простого электрического слоя<sup>1</sup>:

$$u(t) = \int_S \sigma(q) P(t, q) dS_q,$$

где  $P(t, q)$  — функция влияния (потенциал, создаваемый в точке  $t$  единичным точечным источником, расположенным в точке  $q$  на поверхности электрода).

Решая это уравнение методом Крылова—Боголюбова (или методом подобластей) с учетом эквипотенциальности поверхности электрода, приходим к следующей системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ):

$$\sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j = u_0, \quad i = \overline{1, N}, \quad (1)$$

где  $u_0$  — произвольно выбранный потенциал электрода;  $N$  — общее количество площадок, на которые разбивается поверхность электрода;  $\sigma_j$  — постоянная в пределах  $j$ -й площадки плотность

простого слоя;  $A_{ij}$  — потенциальный коэффициент, выражающий при применении метода Крылова—Боголюбова потенциал, создаваемый в «характерной» точке  $i$ -й площадки простым слоем единичной плотности на  $j$ -й площадке (с учетом его отражения относительно границ раздела слоев), а при использовании метода подобластей — средний потенциал  $i$ -й площадки, создаваемый простым слоем  $j$ -й площадки.

Из решения СЛАУ (1) определяются значения плотности простого слоя  $\sigma_j$  ( $j = \overline{1, N}$ ) с точностью до выбранного потенциала  $u_0$ .

Нормальная к поверхности  $S$  составляющая плотности тока при переходе через простой слой претерпевает скачок:

$$J_{n+} - J_{n-} = \sigma,$$

где знаки «+» и «−» относятся к разным сторонам поверхности  $S$ , а  $n$  — внешняя (направленная в среду) нормаль к поверхности  $S$ .

Распределение  $\sigma(S)$ , в свою очередь, определяется из условия эквипотенциальности поверхности электрода, поэтому на внутренней стороне поверхности  $S$  напряженность электрического поля отсутствует ( $J_{n-} = 0$ ). Тогда полный ток, стекающий с поверхности  $S$ ,

$$I = \int_S J_{n+}(S) dS \approx \int_S \sigma(S) dS \approx \sum_{j=1}^N \sigma_j S_j,$$

где  $S_j$  — односторонняя площадь  $j$ -й площадки, а сопротивление растеканию — по формуле

$$R_0 \approx u_0 \left[ \sum_{j=1}^N \sigma_j S_j \right]^{-1}. \quad (2)$$

Таким образом, чем ближе найденное из решения СЛАУ (1) кусочно-постоянное распределение  $\sigma_j$  ( $j = \overline{1, N}$ ) к истинному  $\sigma(S)$  (соответствующему эквипотенциальности поверхности  $S$ ), тем ближе значение сопротивления, полученное по формуле (2), к точному. Сходимость приближенных значений сопротивлений, найденных по (2), при  $N \rightarrow \infty$  к точному значению сопротивления доказана в [4], а в [5] показано, что если

<sup>1</sup> Задача численного решения интегрального уравнения 1-го рода в общем случае является, как известно, некорректной [2]; однако для рассматриваемого класса функций  $P(t, q)$  имеет место саморегуляризация задачи и применение дополнительных регуляризаторов не требуется [3].



в СЛАУ (1) потенциальные коэффициенты вычислять методом подобластей, то получаемые при этом приближенные значения сопротивления всегда не меньше истинного значения  $R_0$ .

**Сопротивление между двумя электродами.** При расчете сопротивления между двумя произвольными электродами и разбиении их поверхности на  $N$  площадок, из которых  $N_1$  принадлежат первому электроду, непосредственно приходим к СЛАУ вида:

$$\sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j = u_1, \quad i = \overline{1, N_1}; \quad (3)$$

$$\sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j = u_2, \quad i = \overline{N_1+1, N}. \quad (4)$$

При этом потенциалы электродов  $u_1$  и  $u_2$  уже нельзя выбирать произвольно, поэтому (3) и (4) необходимо дополнить условием электронейтральности электродов:

$$\int_{S_1} \frac{\partial u}{\partial n} dS + \int_{S_2} \frac{\partial u}{\partial n} dS = 0,$$

которое в нашем случае принимает вид

$$\sum_{j=1}^N \sigma_j S_j = 0. \quad (5)$$

Общеизвестный путь приведения уравнений (3), (4) к виду, содержащему разность потенциалов  $u_1 - u_2$ , позволяет получить следующую СЛАУ  $(N+1)$ -го порядка:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j - u_2 &= u_1 - u_2, \quad i = \overline{1, N_1}; \\ \sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j - u_2 &= 0, \quad i = \overline{N_1+1, N}; \\ \sum_{j=1}^N \sigma_j S_j &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Другой способ основан на вычитании какого-либо одного уравнения (3), (4) из всех остальных, а недостающее при этом уравнение заменяется условием электронейтральности, при этом получается СЛАУ  $N$ -го порядка. Например, при вычитании последнего уравнения (4) (соответствующего  $i=N$ ) из всех уравнений (3) и (4), с учетом условия электронейтральности (5) получаем СЛАУ вида:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{j=1}^N (A_{ij} - A_{Nj}) \sigma_j &= u_1 - u_2, \quad i = \overline{1, N_1}; \\ \sum_{j=1}^N (A_{ij} - A_{Nj}) \sigma_j &= 0, \quad i = \overline{N_1+1, N-1}; \\ \sum_{j=1}^N \sigma_j S_j &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

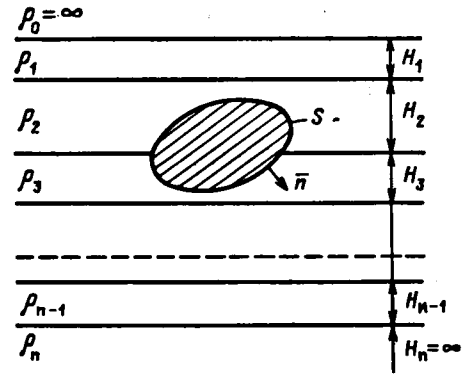


Рис. 1

Система линейных алгебраических уравнений (7) предпочтительнее (6), так как позволяет исключить определение  $u_2$ , которое не используется при определении сопротивления между электродами.

После определения из (6) или (7) значений  $\sigma_j$  ( $j = \overline{1, N}$ ) сопротивление растеканию между электродами найдется по формуле

$$R \approx |u_1 - u_2| \left| \sum_{j=1}^N \sigma_j S_j \right|^{-1}. \quad (8)$$

**Многояэлектродная система. Частичные собственные и взаимные сопротивления.** Рассмотрим наиболее общий случай, когда имеется  $M$  независимых электродов. Разобьем поверхности электродов на  $N$  площадок. Пронумеруем площадки таким образом, чтобы  $N_1$  означало максимальный индекс площадки на первом электроду,  $N_2$  — на втором и т. д., при этом, очевидно,  $N_M = N$ ,  $N_0 = 0$ . Тогда учитывая, что поверхность каждого из электродов является эквипотенциальной, можно представить связь между значениями  $\sigma_j$  ( $j = \overline{1, N}$ ) и потенциалами электродов  $u_k$  ( $k = \overline{1, M}$ ) в виде

$$\sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j = u_k, \quad i = N_{k-1} + 1, N_k; \quad k = \overline{1, M}. \quad (9)$$

При расчете многояэлектродных систем возникает задача определения собственных и взаимных частных сопротивлений<sup>2</sup>. Эквивалентная электрическая схема, соответствующая данному случаю, представлена на рис. 2.

Для определения собственных частных сопротивлений СЛАУ (9) преобразуется к виду:

$$\sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j = u, \quad i = \overline{1, N}. \quad (10)$$

После определения из (10) значений  $\sigma_j$  ( $j =$

<sup>2</sup> Частичные сопротивления являются величинами, обратными частичным проводимостям, которые, в свою очередь, определяются по аналогии с частичными емкостями [1].

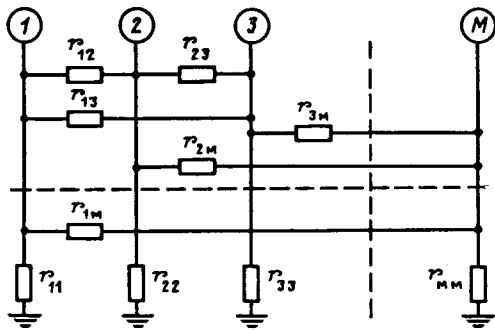


Рис. 2

$= \overline{1, N}$ ) с точностью до произвольно выбранного потенциала  $u$  собственное частичное сопротивление  $p$ -го электрода найдем по формуле

$$r_{pp} \approx u \left| \sum_{j=N_{p-1}+1}^{N_p} \sigma_j S_j \right|^{-1}, \quad p = \overline{1, M}. \quad (11)$$

Для определения взаимных частичных сопротивлений между  $p$ -м и всеми остальными электродами СЛАУ (9) принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j &= 0, \quad i = \overline{1, N_{p-1}}; \\ \sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j &= u_p, \quad i = \overline{N_{p-1}+1, N_p}; \\ \sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j &= 0, \quad i = \overline{N_p+1, N}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Определяя из СЛАУ (12)  $\sigma_j$  ( $j = \overline{1, N}$ ), найдем взаимное частичное сопротивление между  $p$ -м и  $q$ -м электродами по формуле

$$r_{pq} \approx u_p \left| \sum_{j=N_{q-1}+1}^{N_q} \sigma_j S_j \right|^{-1}, \quad q = 1, 2, \dots, p-1, p+1, \dots, M. \quad (13)$$

Следует также учесть, что  $r_{pq} = r_{qp}$ . Таким образом, для расчета всех собственных и взаимных частичных сопротивлений в  $M$ -электродной системе следует решить одну СЛАУ (10) и  $M-1$  СЛАУ вида (12).

При заданных потенциалах электродов с использованием частичных сопротивлений легко могут быть найдены значения и направления полных токов на каждом электроде, а при заданных токах — значения потенциалов электродов [1]. Кроме того, могут быть рассчитаны сопротивления растеканию и в том случае, если какие-либо из электродов, входящие в рассматриваемую систему, находятся под одним потенциалом. Так, если все  $M$  электродов имеют одинаковый потенциал, то сопротивление растеканию такой системы

$$R_0 = \left[ \sum_{m=1}^M \frac{1}{r_{mm}} \right]^{-1}. \quad (14)$$

Если в рассматриваемой системе первые  $p$  электродов имеют один потенциал, а остальные  $M-p$  электродов — другой, то сопротивление растеканию между ними

$$R = \frac{R' R''}{R' + R''}, \quad (15)$$

$$\text{где } R' = \left[ \sum_{m=1}^p \frac{1}{r_{mm}} \right]^{-1} + \left[ \sum_{m=p+1}^M \frac{1}{r_{mm}} \right]^{-1};$$

$$R'' = \left[ \sum_{l=1}^p \sum_{m=p+1}^M \frac{1}{r_{lm}} \right]^{-1}.$$

В частном случае, если система содержит только два электрода ( $M=2$ ), то сопротивление растеканию между ними

$$R = \frac{(r_{11} + r_{22}) r_{12}}{r_{11} + r_{22} + r_{12}}. \quad (16)$$

При одинаковом разбиении поверхности электродов на площадки значение сопротивления, рассчитанное по (16), должно совпадать со значением сопротивления, полученного по формуле (8).

Учет наличия в среде идеально проводящих тел. В ряде практических приложений возникает задача расчета сопротивления электродов при условии, что в окружающей среде имеются идеальные проводники, которые оказывают искажающее влияние на исходные сопротивления.

Рассмотрим, как и ранее, систему из  $M$  идеально проводящих тел, одно из которых (например,  $p$ -е) используется для связи внешней электрической цепи со средой, а остальные  $M-1$  оказывают естественное влияние на сопротивление растекания  $p$ -го электрода. Разбивая, как и ранее, такую систему на  $N$  площадок и сохраняя их прежнюю нумерацию, приходим к СЛАУ вида:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j - u_k &= 0, \quad i = \overline{N_{k-1}+1, N_k}, \quad k = \overline{1, p-1}; \\ \sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j &= u_p, \quad i = \overline{N_{p-1}+1, N_p}; \\ \sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j - u_k &= 0, \quad i = \overline{N_{k-1}+1, N_k}, \quad k = \overline{p+1, M}, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где  $u_p$  — произвольно выбранный потенциал  $p$ -го электрода;  $u_k$  ( $k = 1, 2, \dots, p-1, p+1, \dots, M$ ) — неизвестный наведенный потенциал на  $k$ -м проводнике.

Для определения  $u_k$  СЛАУ (17) необходимо дополнить условием электронейтральности  $k$ -го биполярного проводника [6]:

$$\oint_{S_k} \frac{\partial u}{\partial n} dS = 0,$$

где  $S_k$  — площадь поверхности  $k$ -го проводника.

Для данного случая условия электронейтральности принимают вид:

$$\sum_{j=N_{k-1}+1}^{N_k} \sigma_j S_j = 0, \quad k=1, 2, \dots, p-1, p+1, \dots, M. \quad (18)$$

Решая совместно (17) и (18) и определяя значения  $\sigma_j$  ( $j=\overline{1, N}$ ), найдем сопротивление  $p$ -го электрода с учетом искажающего влияния остальных:

$$R_p \approx u_p \left[ \sum_{j=N_{p-1}+1}^{N_p} \sigma_j S_j \right]^{-1}. \quad (19)$$

Если какие-либо из  $M-1$  проводников соединены между собой «накоротко», то их следует рассматривать как один проводник. Если же, например,  $l$ -й и  $m$ -й проводники в рассматриваемой системе соединены внешней электрической связью через известное сопротивление  $R_{lm}$  (рис. 3), то условия электронейтральности для этих проводников в (18), соответствующие  $k=l, m$ , следует заменить условиями вида [6]:

$$\int_{S_l} \frac{\partial u}{\partial n} dS + \int_{S_m} \frac{\partial u}{\partial n} dS = 0; \quad (20)$$

$$\int_{S_l} \frac{\partial u}{\partial n} dS = \frac{u_l - u_m}{R_{lm}}, \quad (21)$$

которые в нашем случае примут вид

$$\sum_{j=N_{l-1}+1}^{N_l} \sigma_j S_j + \sum_{j=N_{m-1}+1}^{N_m} \sigma_j S_j = 0; \quad (22)$$

$$R_{lm} \sum_{j=N_{l-1}+1}^{N_l} \sigma_j S_j - u_l + u_m = 0. \quad (23)$$

Вместо уравнений (22) и (23) можно использовать также и следующие соотношения:

$$R_{lm} \sum_{j=N_{l-1}+1}^{N_l} \sigma_j S_j - u_l + u_m = 0; \quad (24)$$

$$R_{lm} \sum_{j=N_{m-1}+1}^{N_m} \sigma_j S_j - u_m + u_l = 0. \quad (25)$$

При этом видно, что условие электронейтральности (22) выполняется автоматически.

Аналогичным образом может быть учтено влияние идеально проводящих тел и при расчете собственных и взаимных частичных сопротивлений в многоэлектродной системе.

Таким образом, задачу расчета сопротивления

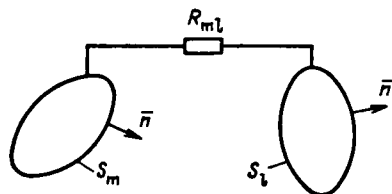


Рис. 3

растеканию электродных систем сложной формы в слоистой среде можно считать решенной, если будут найдены эффективные общие соотношения для определения потенциальных коэффициентов  $A_{ij}$ .

**Методика расчета сопротивления электродных систем в двухслойной среде.** Выражения для потенциальных коэффициентов  $A_{ij}$  в двухслойной среде могут быть найдены с использованием принципа зеркального отражения. Прежде всего представим потенциальный коэффициент  $A_{ij}$  в виде

$$A_{ij} = A'_{ij} + A''_{ij},$$

где  $A'_{ij}$  — потенциал, наводимый на  $i$ -й площадке простым слоем единичной плотности, расположенным на  $j$ -й площадке в однородной среде;  $A''_{ij}$  — потенциал, наводимый на  $i$ -й площадке всеми отраженными (фиктивными) простыми слоями, соответствующими  $j$ -й площадке.

Получение точных соотношений в аналитическом виде для  $A_{ij}$  при произвольном расположении площадок в среде наталкивается на трудности принципиального характера. Для приближенного определения  $A'_{ij}$  и  $A''_{ij}$  примем следующие допущения:

1) Будем считать, что собственный потенциальный коэффициент  $A'_{ii}$  (при  $i=j$ ) не зависит от формы площадки и равен среднему потенциалу квадратной площадки той же площади, наводимому размещенным на ней простым слоем с  $\sigma_i=1$ .

2) При расчете взаимных потенциальных коэффициентов ( $A_{ij}$  при  $i \neq j$  и  $A''_{ij}$  при  $i=j$ ) примем, что весь ток площадки сосредоточен в ее характерной точке (например, в геометрическом центре площадки).

Полученные при этих допущениях с использованием известных соотношений для потенциала точечного источника в двухслойной среде [7] выражения для потенциальных коэффициентов  $A_{ij}$  в двухслойной среде приведены в приложении.

Если второе допущение является общепринятым при численной реализации метода площадок, то первое введено в [8] как потенциал в центре равновеликой квадратной площадки. Однако вычисление  $A'_{ii}$  методом средних потенциалов является более предпочтительным, так как средний потенциал площадки меньше зависит от ее формы. Например, для площадки произвольной формы с отношением максимального размера к минимальному менее трех приведенные в приложении формулы для  $A_{ij}$  обладают относительной погрешностью менее 5 %. Анализ погрешности в вычислении  $A_{ij}$  для  $i \neq j$  приведен в [8], она также не превосходит 4 %.

Схема расчета электродных систем в двухслойной среде по предлагаемой методике заключается в следующем.

1. Поверхности электродов разбиваются на

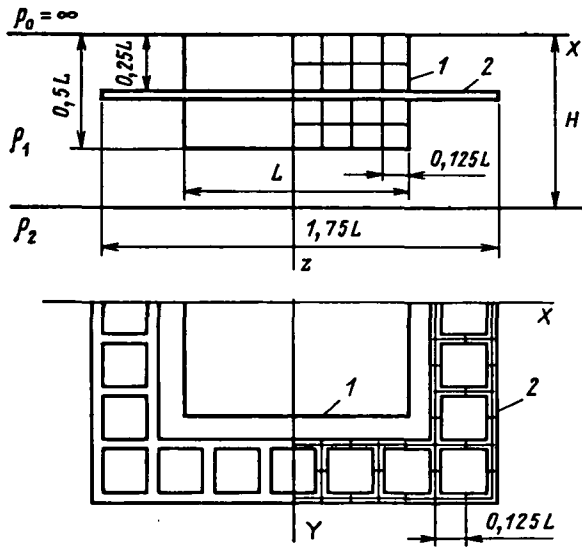


Рис. 4

$N$  площадок произвольной формы. На поверхности каждой площадки выбирают характерную точку, совпадающую с ее геометрическим центром.

2. Задаваясь координатами характерных точек  $(x_i, y_i, z_i)$ , их площадями  $S_i$  ( $i = \overline{1, N}$ ) и параметрами двухслойной среды ( $\rho_1, \rho_2, H$  — см. рис. 4), по формулам, приведенным в приложении, определяют потенциальные коэффициенты  $A_{ij}$  ( $i = \overline{1, N}; j = \overline{1, N}$ ).

3. В зависимости от вида расчетной модели решают соответствующую СЛАУ, определяя тем самым значения плотностей простого слоя на каждой площадке  $\sigma_j$  ( $j = \overline{1, N}$ ), после чего находят требуемое сопротивление.

4. По рассчитанным значениям  $\sigma_j$  может быть определено и распределение потенциала в среде с использованием тех же соотношений для потенциальных коэффициентов  $A_{ij}$ . При этом потенциал в точке  $x_i, y_i, z_i$  определяется по формуле

$$u_i = \sum_{j=1}^N A_{ij} \sigma_j.$$

Для электродных систем, содержащих тонкие цилиндрические элементы (например, для заземляющих решеток), схема расчета может быть упрощена. При этом  $\sigma_j$  следует заменить на линейную плотность точечных источников  $\tau_j$ , размещаемых на осевых линиях таких элементов, а  $S_j$  — на длину  $j$ -го участка  $l_j$ , на которые разбивается электрод. Однако при такой замене цилиндрических элементов осевыми линейными источниками не удастся в общем случае правильно удовлетворить условию электронейтральности bipolarных электродов.

Для вычисления потенциальных коэффициентов таких элементов первое допущение снимается и  $A'_{ij}$  вычисляются методом средних потенциа-

лов исходя из длины  $l_i$  и радиуса элемента  $a_i$ . Необходимые изменения, которые надо внести при этом в выражения для потенциальных коэффициентов, также приведены в приложении<sup>3</sup>. Относительная погрешность вычисленных таким образом потенциальных коэффициентов не превышает 3 %, если расстояние между центрами элементов  $r_{ij} \geq 0,5\sqrt{l_i + l_j}$ , а отношение  $l_i/a_i \geq 10$ . При принятом способе вычисления  $A_{ij}$  цилиндрических элементов необходимо учитывать естественное ограничение числа элементов  $N$ , на которые разбивается рассматриваемый тип электродов, связанное с тем, что минимальная длина элемента ограничена величиной  $l_i/a_i \geq 10$ .

**Пример.** Конкретизируем указанные общие соотношения на примере расчета сопротивлений растеканию для расчетной модели, представленной на рис. 4, где 1 — фундамент из проводящего бетона в форме полукуба с основанием  $L \times L$ ; 2 — заземляющая решетка из тонких цилиндрических элементов радиуса  $a = 0,001L$ .

В силу симметрии рассматриваемой системы относительно плоскостей  $XOZ$  и  $YOZ$  разобьем на элементы только четвертую часть системы так, как показано на рис. 4, а оставшуюся часть поверхности учтем алгоритмическим путем при вычислении потенциальных коэффициентов. Таким образом, четвертую часть фундамента заменим 48 элементами квадратной формы, а четвертую часть решетки — 36 осевыми элементами.

Результаты расчета сопротивления растеканию фундамента в двухслойной среде ( $\bar{R}_{01}$ ) при различных значениях  $\rho_2/\rho_1$  и  $H/L$  и отсутствии решетки представлены в табл. 1. Для  $\rho_2/\rho_1 = 1$  при выбранном разбиении поверхности фундамента на площадки  $\bar{R}_{01} = 0,23993$ , что согласуется с данными двухсторонних оценок, приведенных в [1], которые для данного случая имеют вид  $\bar{R}_{\min} = 0,23842$ ,  $\bar{R}_{\max} = 0,24531$ .

Результаты расчета сопротивления растеканию заземляющей решетки ( $\bar{R}_{02}$ ) в двухслойной среде и при отсутствии фундамента представлены в табл. 2.

В табл. 3 приведены данные численных расчетов системы фундамент — решетка для  $\rho_2/\rho_1 = 5$  и  $H/L = 0,35$ , где  $\bar{R}_{012}$  — сопротивление растеканию системы фундамент — решетка, рассматриваемой как один электрод;  $\bar{R}_{12}$  — сопротивление между фундаментом и решеткой;  $\bar{r}_{11}$  и  $\bar{r}_{22}$  — собственные частичные сопротивления фундамента и решетки соответственно;  $\bar{r}_{12}$  — взаимное частичное сопротивление между фундаментом и решеткой;  $\bar{R}_{02(1)}$  — сопротивление растеканию ре-

<sup>3</sup> В [9] для элементов данного вида приведены точные соотношения для  $A_{ij}$ . Однако они более громоздки, чем выражения, приведенные в приложении, а также применимы лишь при вполне определенном расположении  $i$ -го и  $j$ -го элементов в двухслойной среде.

Таблица 1

$q_2/q_1$	Значения $\bar{R}_{01}=R_{01} \frac{L}{q_2}$ при $H/L$ , равном							
	0,125	0,25	0,375	0,5	0,8	1	1,5	2
2	0,22173	0,20663	0,19352	0,18125	0,15973	0,15202	0,14144	0,13608
5	0,18295	0,15109	0,12976	0,11398	0,09084	0,08253	0,07112	0,06535
20	0,10467	0,07239	0,05653	0,04684	0,03448	0,03008	0,02409	0,02108
100	0,03627	0,02224	0,01646	0,01322	0,00931	0,00795	0,00611	0,00543

Таблица 2

$q_2/q_1$	Значения $R_{02}=R_{02} \frac{L}{q_2}$ при $H/L$ , равном							
	0,125	0,25	0,375	0,5	0,8	1	1,5	2
2	0,20977	0,18279	0,16680	0,15795	0,14502	0,13962	0,13130	0,12663
5	0,18463	0,12998	0,10990	0,09840	0,8240	0,07603	0,06651	0,06131
20	0,13426	0,06235	0,04956	0,04174	0,03185	0,02815	0,02283	0,02001
100	0,08685	0,01961	0,01490	0,01215	0,00877	0,00756	0,00586	0,00497

Таблица 3

Значения приведенных сопротивлений $\bar{R}=R \frac{L}{q_2}$					
$\bar{R}_{012}$	$\bar{R}_{12}$	$\bar{r}_{11}$	$\bar{r}_{22}$	$\bar{r}_{12}$	$\bar{R}_{02(1)}$
0,10759	0,02563	0,42841	0,14368	0,02683	0,10921

шетки в присутствии электронейтрального биполярного фундамента.

Из данных, представленных в табл. 3, видно, что, например, подстановка значений  $\bar{r}_{11}$  и  $\bar{r}_{22}$  в (14) при  $M \neq 2$  приводит к величине  $\bar{R}_{012}$ , а подстановка  $\bar{r}_{11}$ ,  $\bar{r}_{22}$  и  $\bar{r}_{12}$  в формулу (16) — к значению  $\bar{R}_{12}$ . Все расчеты выполнены на ЭВМ ЕС 1060, а значения сумм, входящих в выражения для потенциальных коэффициентов, вычислялись с относительной погрешностью 0,5 %.

Не останавливаясь на обосновании точности приближенных значений сопротивлений, рассчитанных методом площадок (эти вопросы подробно проанализированы в специальной литературе (см., например, [5, 10]), отметим, что предложенный приближенный алгоритм позволяет провести эффективный численный расчет сопротивлений растеканию электродных систем сложной формы, размещенных в двухслойной среде с достаточно высокой точностью. Так, для численных данных, представленных в табл. 1—3, относительная погрешность не превышает 2 %, что устанавливалось путем разбиения поверхности электродов на разное количество площадок.

В заключение отметим, что рассмотренная методика легко обобщается и на случай многослойной среды.

**Приложение.** В соответствии с обозначениями, принятыми на рис. 5, потенциальные коэффициенты для площадок, расположенных в двухслойной среде, определяются соотношениями вида

$$A_{ij} = \begin{cases} \frac{S_i \rho_1}{4\pi} [2P + B] & \text{при } i=j, z_i=z_j=0; \\ \frac{S_i \rho_1}{4\pi} \left[ P + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (z_i + z_j)^2}} + B \right] & \text{при } i=j, 0 < z_i < H, \\ \frac{S_i \rho_2}{4\pi} [P(1 - k_{12}) + P] & 0 < z_i < H; \\ \frac{S_i \rho_2}{4\pi} \left[ P - \frac{k_{12}}{\sqrt{r^2 + (z_i + z_j - 2H)^2}} + P \right] & \text{при } i=j, z_i = z_j = H; \\ \frac{S_i \rho_1}{4\pi} \left[ \frac{1}{\sqrt{r^2 + (z_i - z_j)^2}} + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (z_i + z_j)^2}} + B \right] & \text{при } i \neq j, 0 \leq z_i \leq H, 0 \leq z_j \leq H; \\ \frac{S_i \rho_2}{4\pi} C & \text{при } i \neq j, z_i \geq H, 0 \leq z_j \leq H; \\ \frac{S_i \rho_2}{4\pi} \left[ \frac{1}{\sqrt{r^2 + (z_i - z_j)^2}} - \frac{k_{12}}{\sqrt{r^2 + (z_i + z_j - 2H)^2}} + P \right] & \text{при } i \neq j, z_i \geq H, z_j \geq H; \end{cases}$$

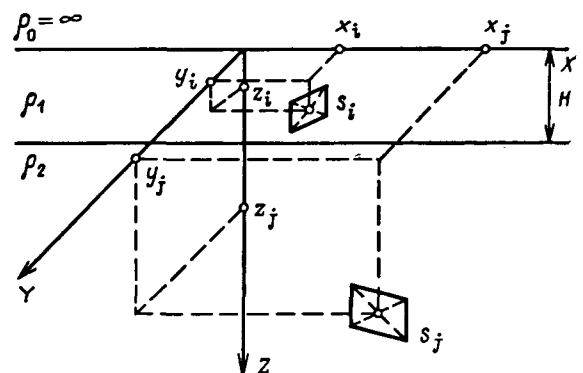


Рис. 5

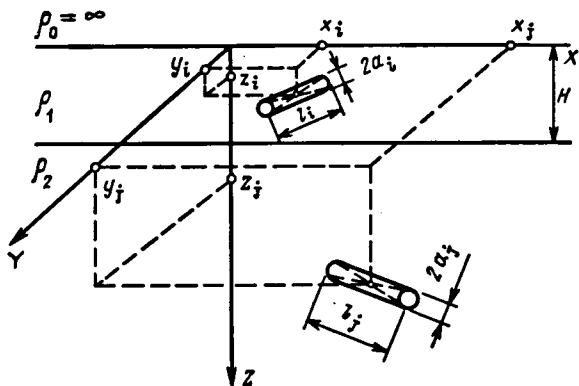


Рис. 6

$\frac{S_i \rho_1}{4\pi} Q$  при  $i \neq j$ ,  $0 \leq z_i \leq H$ ,  $z_j \geq H$ ,

где  $P = 2,97321 / \sqrt{S_j}$ ;  $k_{12} = \frac{\rho_2 - \rho_1}{\rho_2 + \rho_1}$ ;  $\rho_1$  и  $\rho_2$  — удельные сопротивления сред;  $x_i, y_i, z_i$  — координаты геометрического центра  $i$ -й площадки;

$$r^2 = (x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2;$$

$$B = \sum_{n=1}^{\infty} k_{12}^n \left[ \frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nH + z_i + z_j)^2}} + \frac{1}{r^2 + (2nH + z_i - z_j)^2} + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nH - z_i + z_j)^2}} + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nH - z_i - z_j)^2}} \right];$$

$$P = (1 - k_{12}^2) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{k_{12}^n}{\sqrt{r^2 + (2nH + z_i + z_j)^2}};$$

$$C = (1 - k_{12}) \sum_{n=0}^{\infty} k_{12}^n \left[ \frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nH + z_i - z_j)^2}} + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nH + z_i + z_j)^2}} \right];$$

$$Q = (1 + k_{12}) \sum_{n=0}^{\infty} k_{12}^n \left[ \frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nH + z_i + z_j)^2}} + \frac{1}{\sqrt{r^2 + (2nH - z_i + z_j)^2}} \right].$$

Площадка  $S_j$  (или  $S_i$ ) должна полностью располагаться в одной из сред или принадлежать границе их раздела.

Потенциальные коэффициенты  $A_{ij}$  для тонких цилиндрических элементов в соответствии с обозначениями, принятыми на рис. 6, определяются из тех же соотношений, в которых следует заменить  $S_j$  на  $l_j$ , а

$$P = \frac{2}{l_j} \left[ \frac{a_j}{l_j} - \sqrt{1 + \left( \frac{a_j}{l_j} \right)^2} + \text{Arsh} \frac{l_j}{a_j} \right].$$

При этом элемент  $l_j$  должен располагаться полностью в одной из сред или принадлежать их границе.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иосель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. — Л.: Энергоиздат, 1981.
2. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некоторых задач. — М.: Наука, 1974.
3. Цукерников И. В. О численном решении внешней задачи Дирихле с помощью интегрального уравнения первого рода. — ЖВМ и МФ, 1976, т. 16, № 5.
4. Мушенко С. В. Некоторые результаты к обоснованию метода Хоу. — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1968, № 8.
5. Ивлиев Е. А., Иосель Ю. Я. К расчету электрической емкости методом площадок. — Электричество, 1983, № 7.
6. Вишневский А. М., Иосель Ю. Я., Макаров Э. Ф. Электрокоррозия морских сооружений. — Л.: Судостроение, 1984.
7. Хмелевский В. К. Электроразведка. — М.: Изд-во МГУ, 1984.
8. Вишневский А. М. К расчету трехмерных электрических полей. — Электричество, 1981, № 8.
9. Якобс А. И., Коструба С. И., Живаго В. Т. Расчет сложных заземляющих устройств с помощью ЭЦВМ. — Электричество, 1967, № 8.
10. Иосель Ю. Я. Расчет емкости элементов электро-технических аппаратов и устройств. — М.: Информэлектро, 1985.

[05.01.87]

УДК 621.319.7.001.24

## Выбор параметров при расчете электрических полей методом эквивалентных зарядов

ВЕРЕЩАГИН И. П., БОБИКОВ В. Е.

**Введение.** В последние годы широкое распространение при расчетах электрических полей получил метод эквивалентных зарядов (МЭЗ) [1], для которого поле распределенного по поверхности проводника заряда заменяется полем эквивалентных зарядов, распределенных внутри проводника по некоторой фиктивной поверхности.

Оценка погрешности вычислений по потенциалу  $\Delta U$  производится на основании теоремы о максимуме модуля гармонической функции путем определения функции невязок граничных условий в некоторых проверочных точках  $\{x_i, y_i, z_i\}$ . При этом принимается, что  $\Delta U = \max |\Delta U|$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ .

Такое определение величины погрешности явля-

ется достаточно простым и не вызывает трудностей при расчете полей реальных конструкций. Но в большинстве практических случаев исследователей интересует не погрешность  $\Delta U$ , а величина погрешности вычисления напряженности поля  $\Delta E$ , определяемая в тех же проверочных точках.

В некоторых работах, например [1—3], на основе обобщения расчетных данных для модельных систем электродов получена количественная зависимость между этими двумя погрешностями. Здесь погрешность расчета поля по напряженности определяется из выражения  $\Delta E = k\Delta U$ , где  $k=10$ . Необходимо заметить, что это выражение дает очень грубую оценку величины и может быть использовано лишь в первом приближении. В [1, 4] даны также рекомендации по оптимальному расположению эквивалентных зарядов для повышения точности вычислений характеристик поля, однако в данных рекомендациях не учитывается общее число эквивалентных зарядов. Проведенные исследования [5, 6] показывают, что на значения погрешностей  $\Delta U$  и  $\Delta E$  и на характер их распределения большое влияние оказывает как общее число эквивалентных зарядов  $m$  и контурных точек  $n$ , так и их взаимное расположение.

Поэтому вопросы согласования уровня погрешностей  $\Delta U$  и  $\Delta E$  с параметрами расчетной схемы являются основными при практической реализации МЭЗ. Решение их позволило бы увеличить эффективность использования метода, сделать вычисления более точными и экономичными. Ниже рассмотрены некоторые из этих вопросов.

**Параметры расчетной схемы, влияющие на точность проводимых вычислений.** Задачи по расчету электрических полей в большинстве случаев сводятся к решению уравнения Лапласа (1) с заданными граничными условиями (2):

$$\nabla^2 U(x, y, z) = 0, \quad (x, y, z) \in D; \quad (1)$$

$$U(x, y, z) = f(s), \quad (x, y, z) \in \Gamma, \quad (2)$$

где  $D$  — расчетная область;  $\Gamma$  — граница расчетной области;  $f(s)$  — заданная функция распределения потенциала на границе.

В плоском случае решение задачи (1), (2) представляется в виде

$$U(x) = \int_{L_\phi} \tau(l) K(l, x) dl; \quad l \in L_\phi, \quad x \in L_n, \quad (3)$$

где  $K(l, x) = \ln \left| \frac{1}{l-x} \right|$ ;  $L_\phi$  — контур фиктивной поверхности, на которой расположены эквивалентные заряды (рис. 1);  $\tau(l)$  — искомая плотность эквивалентных зарядов;  $L_n$  — контур проводника.

При численных расчетах интеграл в (3) представляют обычно в виде последовательности

интегральных сумм:

$$I = \sum_i \tau(l_i) \Delta l_i \ln \left| \frac{1}{l_i - x} \right|, \quad i=1, 2, \dots, m, \quad (4)$$

полагая  $\tau(l_i) = \text{const}$  на каждом отрезке  $\Delta l_i$ .

Можно показать, что для (1), (2) существует последовательность конечных наборов линейных зарядов, расположенных внутри  $L_n$ , такая, что (4) равномерно сходится к  $U(x)$ . Обозначим интеграл в (3) через  $J$ ; тогда можно записать оценку разности:

$$|J - I| \leq \sum_{i=1}^m \left| \int_{\Delta l_i} \tau(l) \ln \left| \frac{1}{l-x} \right| dl - \tau(l_i) \ln \left| \frac{1}{l_i-x} \right| \Delta l_i \right|. \quad (5)$$

Учитывая, что  $\Delta l_i = \int_{\Delta l_i} dl$ , перепишем выражение (5) в виде

$$|J - I| \leq \sum_{i=1}^m \int_{\Delta l_i} \left( |\tau(l) - \tau(l_i)| \ln \left| \frac{1}{l-x} \right| + \tau(l) \ln \left| \frac{(l_i-x)}{(l-x)} \right| \right) dl. \quad (6)$$

Из формулы Тейлора следует, что  $\tau(l) - \tau(l_i) \leq \max_{\Delta l_i} |\tau'(l)| \Delta l_i$ .

После подстановки в (6) получаем:

$$|J - I| \leq \sum_{i=1}^m \int_{\Delta l_i} \left[ \left( \max_{\Delta l_i} |\tau'(l)| \Delta l_i + 0(\gamma) \right) \left| \ln \frac{1}{h} \right| + \max_{\Delta l_i} \tau(l) \ln \left( 1 + \frac{\gamma}{h} \right) \right] dl, \quad (7)$$

где  $h = \max |l_i - x|$  — максимальное расстояние между контурами  $L_\phi$  и  $L_n$ ;  $\gamma = \max |l - l_i|$  — максимальный интервал разбиения контура  $L_\phi$ ;  $0(\gamma)$  — погрешность, возникающая при использовании формулы Тейлора ( $0(1) \rightarrow 0$  при  $\gamma \rightarrow 0$ ).

В выражении (7)  $\gamma/h < 1$  и  $\ln(1 + \gamma/h) \approx \gamma/h$ . Интегрируя (7), получаем

$$|J - I| \leq \sum_{i=1}^m \left( \max_{\Delta l_i} |\tau'(l)| \gamma + 0(\gamma) \right) \left| \ln \frac{1}{h} \right| + \frac{\gamma}{h} \sum_{i=1}^m \max_{\Delta l_i} |\tau(l)| \Delta l_i. \quad (8)$$

Обозначим  $C_1 = \sum_i \max_{\Delta l_i} |\tau'(l)| = \text{const}$  и  $C_2 = \sum_i \max_{\Delta l_i} |\tau(l)| \Delta l_i = \text{const}$ , тогда

$$|J - I| \leq \gamma \left\{ (C_1 + 0(1)) \left| \ln \frac{1}{h} \right| + C_2 \frac{1}{h} \right\}. \quad (9)$$

Из последнего выражения видно, что при  $\gamma \rightarrow 0$  имеет место сходимость численного решения (4) к точному (3).

Если необходимо провести вычисления с задан-

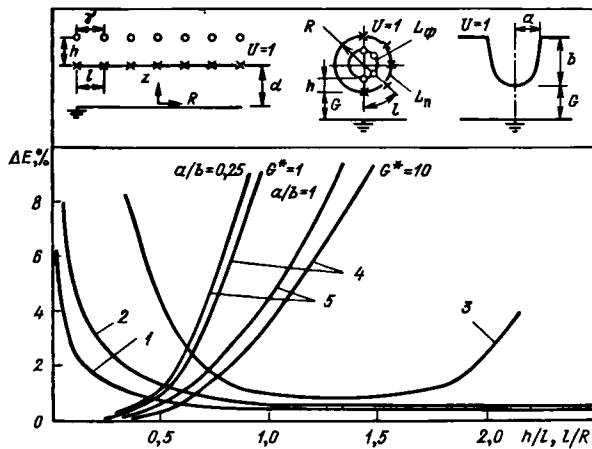


Рис. 1. Зависимости погрешности вычислений от параметров  $h/l$  и  $l/R$  при расчете двухмерных полей в однородных средах

ной точностью  $\Delta U$  (т. е.  $\Delta U \geq |J - I|$ ), то можно записать

$$\Delta U \geq \gamma \left\{ (|C_1| + 0(1)) \left| \ln \frac{1}{h} \right| + |C_2| \frac{1}{h} \right\}. \quad (10)$$

Так как  $\left| \ln \frac{1}{h} \right| \ll \frac{1}{h}$  (при малых  $h$ ), первым слагаемым в выражении (10) можно пренебречь; тогда

$$h/\gamma \cdot \Delta U \geq |C_2| = \text{const}. \quad (11)$$

Таким образом, чтобы добиться выполнения условия (11) при фиксированном значении  $\Delta U$ , необходимо варьировать параметр  $h/\gamma$ . Учитывая близость контуров  $L_\phi$  и  $L_n$ , величину  $\gamma$  можно заменить на  $l$  (где  $l$  — расстояние между двумя контурными точками на контуре  $L_n$ ). Тогда в качестве первого характерного параметра можно принять отношение  $h/l$ .

На практике хорошо известно [1—3], что для МЭЗ имеет место зависимость

$$h = C_3 \frac{1}{q}, \quad (12)$$

где  $C_3$  — некоторая константа;  $q$  — кривизна контура  $L_n$  ( $q = 1/R$ );  $R$  — радиус кривизны.

Подставим выражение (12) в (11); получим

$$R/l \cdot \Delta U \geq \frac{|C_2|}{C_3} = \text{const}, \quad (13)$$

откуда следует, что отношение  $R/l$  является вторым характерным параметром, оказывающим влияние на погрешность вычисления.

Так как на вид контуров  $L_\phi$  и  $L_n$  не накладываются никаких ограничений, то сделанные выводы носят общий характер и справедливы для проводников произвольной формы. Ниже путем проведения численных экспериментов установлены количественные соотношения между выделенными параметрами и точностью проводимых вычислений.

**Последовательность проведения численных экспериментов.** Характерной особенностью задач по расчету электрических полей высоковольтного оборудования является то, что электроды в них образуются с помощью простых геометрических фигур, таких как сфера, эллипсоид, цилиндр и т. д. Сложные системы электродов можно рассматривать как совокупность этих элементарных фигур. Данные геометрические особенности учитывались при выборе модельных задач. Геометрические размеры расчетных систем электродов изменялись таким образом, чтобы коэффициент неоднородности поля  $k_n$  находился в пределах  $k_n = 1-5$ , характерных для большинства устройств высокого напряжения.

При исследовании электрических полей принято считать [7], что ориентировочным расчетам соответствует допустимый уровень погрешности  $\Delta E = 10\%$ , точность является удовлетворительной при  $\Delta E = 5\%$  и высокой при  $\Delta E \leq 1\%$ . Для практики проектирования высоковольтных устройств обеспечение погрешности примерно  $1-5\%$  является достаточным. Указанные уровни были приняты в качестве основных при разработке методических рекомендаций.

Численные исследования проводились по следующей схеме:

для двухмерных электрических полей расчеты проводились в плоскопараллельной и меридиональной симметриях. В первом случае использовались бесконечные заряженные нити, во втором — кольцевые заряды;

при анализе зависимости погрешности расчета от одного параметра второй параметр принимался неизменным;

модельные системы электродов и их параметры выбирались таким образом, чтобы они отражали характерные особенности высоковольтных конструкций;

заряды располагались как на нормалях, проведенных к поверхности электрода (диэлектрика) в соответствующих им контурных точках, так и на равном расстоянии от двух соседних контурных точек;

в расчетах количество эквивалентных зарядов  $m$  принималось равным числу контурных точек  $n$  (для  $n > m$  условия расчета рассмотрены в [8]);

все вычисления проводились с обычной точностью машинных расчетов (некоторые вопросы, связанные с использованием двойной точности, рассмотрены в [6]);

при оценке погрешности расчета поля по напряженности в случае системы электродов, для которых нет аналитического решения, за истинное значение напряженности принималось то, которое не изменялось при удвоении числа эквивалентных зарядов.

**Двухмерные электрические поля в однородных средах.** На рис. 1 показана система электродов в виде двух неограниченных плоскостей, одна



из которых имеет потенциал, равный единице, а другая заземлена. Выбор этой элементарной системы определяется тем, что она в простейшем случае ( $R \rightarrow \infty$ ) позволяет установить характер изменения погрешности расчета от параметра  $h/l$ . При  $h/l \geq 1$  погрешность расчета по потенциалу составила около 0,05 %, а по напряженности — менее 0,5 % (рис. 1, кривая 1). При  $h/l \geq 2$  возникает неустойчивость решения системы алгебраических уравнений, но точность вычислений характеристик поля не изменяется.

В системе электродов «круговой цилиндр (шар) — плоскость» (рис. 1) текущий радиус кривизны вдоль поверхности высоковольтного электрода постоянен. Величина межэлектродного расстояния  $G^* = G/R$  изменялась в диапазоне  $1 \leq G^* \leq 10$  ( $k_n = 1,3—10,1$ ). Исследования показали, что при расположении зарядов на нормалях, проведенных к поверхности шара (цилиндра) в контурных точках, значения  $h/l \geq 1$  ( $l/R = 0,5$ ) обеспечивают погрешность расчета  $\Delta U < 0,05$  % и  $\Delta E < 1$  %. При расположении зарядов на одинаковом расстоянии от двух соседних контурных точек неустойчивость решения системы (9) приводит к тому, что погрешность расчета возрастает в несколько раз.

В системе электродов «эллиптический выступ — плоскость» (рис. 1) высоковольтный электрод образован пересечением двух поверхностей, одна из которых имеет переменный радиус кривизны. Высокая точность расчета ( $\Delta U \leq 0,1$  %,  $\Delta E \leq 1$  %) достигается в том случае, когда заряды расположены против контурных точек и  $1 \leq h/l \leq 1,5$  ( $a/b = 0,25$ ) (рис. 1, кривая 3). На данном примере хорошо видно, что при  $h/l > 1,5$  неустойчивость решения приводит к резкому увеличению погрешности вычислений. Параметры эллиптического выступа изменялись в пределах  $a/b = 1—0,25$ ,  $G/b = 1—50$  ( $k_n = 1,65—8$ ). Во всех случаях при выполнении условий  $1 \leq h/l \leq 1,5$  и  $l/R \leq 0,5$  погрешность расчета поля по напряженности не превышала 1 %.

Рассмотрим зависимость погрешности расчета характеристик электрического поля от второго характерного параметра  $l/R$ . В системе электродов «цилиндр (шар) — плоскость» во всем диапазоне изменения величины  $G$  при  $l/R \leq 0,5$  была достигнута высокая точность расчета ( $\Delta U \leq 0,05$  %,  $\Delta E \leq 1$  % рис. 1, кривая 4). С увеличением параметра  $l/R$  погрешность вычисления напряженности поля растет. Так, например, при  $l/R = 0,75$  погрешность составила менее 5 % ( $G^* = 1$ ), а при  $l/R = 1$  — около 10 %.

В системе электродов «эллиптический выступ — плоскость» максимальная погрешность вычислений получается на эллиптическом выступе. При выборе контурных точек на нем так, чтобы  $l/R = 0,5$ , достигается высокая точность вычислений ( $\Delta U = 0,1$  %,  $\Delta E \leq 1$  %, рис. 1, кривые 5). Как и в предыдущем примере с увеличением  $l/R$

погрешность расчета увеличивается. Так, при  $l/R = 0,75$   $\Delta E \leq 5$  % ( $a/b = 0,25$ ), а при  $l/R = 1$   $\Delta E \approx 10$  %.

Из приведенных результатов исследований видно, что для достижения различных уровней погрешности (в указанном диапазоне изменения  $k_n$ ) необходимо выбирать и размещать различное количество эквивалентных зарядов и контурных точек, которое определяется соотношением  $l/R$ . Так, например, для получения высокой точности вычислений ( $\Delta E \leq 1$  %) значение  $l/R$  должно удовлетворять неравенству  $l/R \leq 0,5$ , для проведения вычислений с удовлетворительной точностью ( $\Delta E \leq 5$  %) необходимо, чтобы  $l/R \leq 0,75$ , а при ориентировочных расчетах ( $\Delta E \leq 10$  %) должно выполняться неравенство  $l/R \leq 1$ .

**Некоторые частные системы электродов.** Для рассмотренных выше систем электродов характерно плавное изменение напряженности поля вдоль поверхности проводника. В практике расчетов электрических полей высоковольтного оборудования иногда встречаются электроды, у которых напряженность поля в некоторой области изменяется достаточно сильно. Типичным примером является распределение напряженности в системе электродов «шина — плоскость» (рис. 2). При расчете поля данной системы в качестве характерного параметра рассматривалось отношение  $l/r$  (где  $r$  — радиус закругления электрода). Проведенные исследования показали, что в достаточно широком диапазоне изменения  $r/R$  ( $0,01 \leq r/R \leq 0,1$ ,  $0,1 \leq G/R \leq 1$ ) при  $l/r = 0,5$  погрешность  $\Delta E$  составила немногим более 1 %. При  $l/r = 0,75$  данная погрешность не превышала 5 % (рис. 2, кривые 1,  $G/R = 0,1$ ,  $r/R = 0,01$ ). Условие  $l/r = 0,5$  (или 0,75) выполнялось только на сферической части закругления электрода, а на плоских частях расстояние  $l$  увеличивалось в геометрической прогрессии.

Исследование влияния динамики изменения радиуса кривизны поверхности электрода на точность получаемых результатов проводилось путем расчета поля системы «гиперболоид — плоскость». Контурные точки на гиперболоиде выбирались таким образом, чтобы величина от-

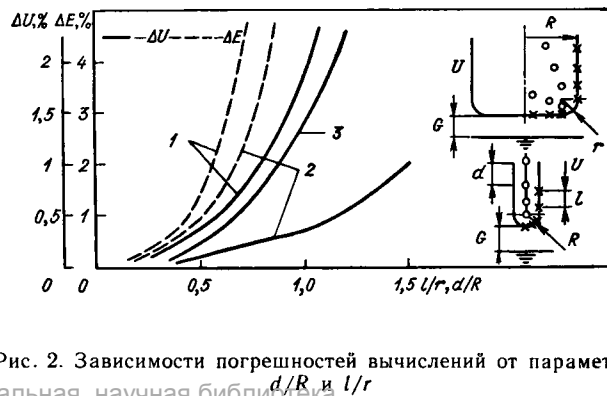


Рис. 2. Зависимости погрешностей вычислений от параметров  $d/R$  и  $l/r$

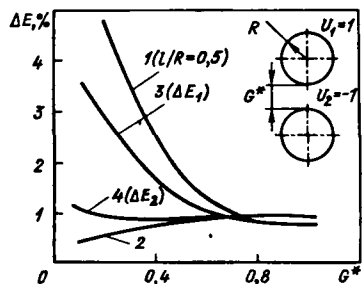


Рис. 3. Зависимости погрешности расчета напряженности поля от величины  $G^*$

ношения  $R_{i+1}/R_i$  ( $R_i$  — радиус кривизны в  $i$ -й контурной точке) находилась в пределах  $1 < R_{i+1}/R_i \leq 4$ . Параметры  $h/l$  и  $l/R_i$  принимались равными 1 и 0,5 соответственно. Проведенные исследования показали, что при отношении  $R_{i+1}/R_i \leq 2$  погрешность расчета напряженности поля во всех точках не превышала 1 %. С увеличением отношения  $R_{i+1}/R_i > 2$  растет и погрешность вычислений.

Описанные выше исследования проводились для систем электродов, у которых межэлектродные расстояния были больше геометрических размеров. Это позволило исключить влияние погрешностей выполнения граничных условий для отдельных электродов друг на друга. Так, например, при уменьшении межэлектродного расстояния ( $G^* = 1 - 0,1$ ) в системе электродов «цилиндр (шар) — плоскость»  $\Delta E$  увеличивается (рис. 3, кривая 1). Если в качестве дополнительного параметра принять отношение  $l/G = 0,5$ , то погрешность  $\Delta E$  не превышает 1 % во всем диапазоне изменения  $G^*$  (рис. 3, кривая 2).

Данная закономерность хорошо проявляется при расчете поля двух заряженных сфер (рис. 3). На сфере с потенциалом  $U_1$  количество контурных точек и эквивалентных зарядов выбиралось из условия  $l/R = 0,5$ , а на сфере с потенциалом  $U_2$  — из условия  $l/G = 0,5$ . При уменьшении  $G^*$  погрешности  $\Delta E$  на каждой сфере различны. Так, например, погрешность на первой сфере  $\Delta E_1$  (рис. 3, кривая 3) значительно выше, чем  $\Delta E_2$  на второй (рис. 3, кривая 4).

Таким образом, при расчете поля систем электродов, у которых межэлектродное расстояние меньше их геометрических размеров, необходимо учитывать параметр  $l/G$ .

**Двухмерные электрические поля в кусочно-однородных средах.** Исследование влияния выделенных параметров на погрешность расчета поля в кусочно-однородных средах проводилось на системах электродов, представленных на рис. 4. Выбранные для расчетов системы электродов отражают возможные изменения текущего радиуса кривизны поверхности диэлектрика. В качестве критериев точности выполнения граничных усло-

вий на поверхности раздела двух диэлектрических сред были выбраны:

а) условие непрерывности потенциала в проверочных точках

$$\Delta U = \max_i |(U_i^+ - U_i^-) / U_i^+| \cdot 100 \%, \quad (14)$$

где  $U_i^+$  — потенциал в  $i$ -й точке со стороны диэлектрика  $\epsilon_1$ ;  $U_i^-$  — потенциал в  $i$ -й точке со стороны диэлектрика  $\epsilon_2$ ;

б) скачок нормальной составляющей напряженности поля

$$\Delta E_n = \max_i |[E_{in}^+ - E_{in}^- (\epsilon_2 / \epsilon_1)] / E_{in}^-| \cdot 100 \%, \quad (15)$$

где  $E_{in}^+$ ,  $E_{in}^-$  — нормальные составляющие напряженности поля в  $i$ -й точке со стороны диэлектриков  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$  соответственно.

Расчеты электрических полей первых двух систем электродов показали, что параметр  $h/l$ , как и в случае полей в однородных средах, необходимо выбирать в пределах  $1 \leq h/l \leq 1,5$ . Погрешность выполнения граничных условий на поверхности диэлектрика при этом минимальна и не превышает 1 % по напряженности (рис. 4, кривые 1, 2) и 0,2 % по потенциалу. При  $l/R > 1,5$  во второй системе электродов наблюдалась слабая неустойчивость решения, не приводящая к заметному увеличению погрешности расчета.

Исследование влияния параметра  $l/R$  на погрешность вычислений показало, что реальная погрешность расчета поля в кусочно-однородных средах несколько выше, чем в однородных. Так, например, при  $l/R = 0,3$  погрешность  $\Delta E_n$  не превышала 1 %. При  $l/R = 0,5$  максимальная погрешность  $\Delta E_n = 2,5 \%$  была получена в системе «диэлектрический эллипсоид в однородном поле» ( $a/b = 0,5$ ) (рис. 4, кривые 5); в первой системе электродов погрешность равнялась  $\Delta E_n = 1,5 \%$  (рис. 4, кривая 3), а во второй —  $\Delta E_n = 2 \%$  (рис. 4, кривая 4). Когда  $l/R = 0,75$ , во всех рас-

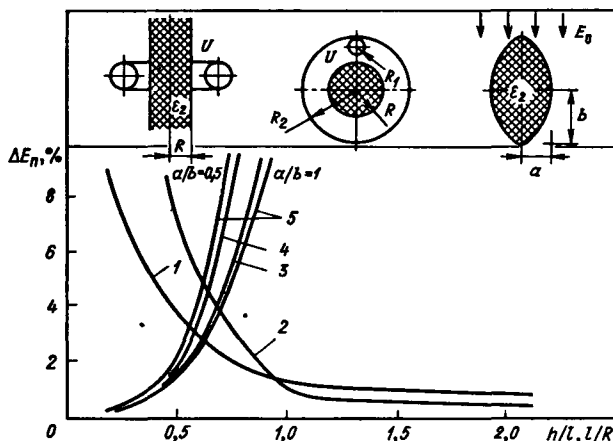


Рис. 4. Зависимости погрешности вычислений при расчетах полей в кусочно-однородных средах

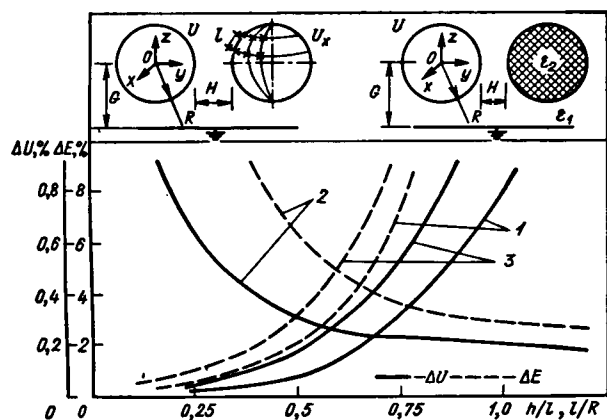


Рис. 5. Зависимости погрешности вычислений при расчете трехмерных полей

считаемых системах погрешность  $\Delta E_n$  не превышает 10 %.

Увеличение погрешности выполнения граничных условий объясняется, по-видимому, тем, что в выражениях (14) и (15) потенциалы  $U_i^+$ ,  $U_i^-$  и составляющие напряженности поля  $E_{in}^+$ ,  $E_{in}^-$  вычисляются с погрешностями. Это, в свою очередь, приводит к увеличению количества контурных точек при описании границ раздела сред с различными диэлектрическими проницаемостями.

**Трехмерные электрические поля.** Рассмотрим вопрос о применимости полученных выше рекомендаций по выбору параметров  $h/l$  и  $l/R$  для расчета трехмерных электрических полей. Анализ результатов, полученных для различных двухмерных систем электродов, показал, что несмотря на значительные различия геометрической конфигурации электродов, погрешности вычислений во всех примерах близки друг к другу и определяются в основном параметрами  $h/l$  и  $l/R$ . Поэтому с целью упрощения исследований все трехмерные системы были выбраны с постоянными радиусами кривизны электродов и диэлектриков (рис. 5).

В системе «две проводящие сферы над плоскостью» граничные условия одной из сфер заданы известным потенциалом  $U$ , а другой — значением полного заряда ( $Q=0$ ). В качестве эквивалентных зарядов были использованы кольцевые нити с переменной плотностью заряда [1]. Кольцевые заряды располагались на поверхности сферы радиусом  $R'$  ( $R'=R-h$ , где  $R$  — радиус заряженной сферы;  $h=l$ ). Геометрические параметры системы изменялись в следующих пределах:  $G=(2-10)R$ ,  $H=(1-10)R$ . Из рис. 5 (кривые 1) видно, что с увеличением параметра  $l/R$  растет и максимальная погрешность расчета. Так, например, при  $l/R=0,35$  имеем  $\Delta U=0,04\%$  и  $\Delta E=1\%$ , а при  $l/R=0,65$  соответственно  $0,19\%$  и  $4,5\%$ .

На рис. 5 приведены также результаты иссле-

дования зависимости погрешности выполнения граничных условий на поверхности раздела сред с различными диэлектрическими проницаемостями от выбранных параметров. Наименьшая погрешность вычислений (при  $l/R=0,5$ ) получается в том случае, когда параметр удовлетворяет условию  $1 \leq h/l \leq 1,5$  (рис. 5, кривые 2). Погрешности  $\Delta U$  и  $\Delta E_n$  при одинаковых значениях  $l/R$  в данном случае несколько выше, чем при расчете двухмерных полей. Так, например, при  $l/R=0,5$  погрешность выполнения граничных условий по напряженности составила  $3\%$  (рис. 5, кривые 3), а в двухмерном случае —  $1,5-2\%$  (рис. 4). Аналогично, при  $l/R=0,75$  в трехмерном поле  $\Delta E_n \geq 10\%$ , а в двухмерном —  $\Delta E \leq 8\%$ . Такие же соотношения характерны в целом и для рассмотренной выше системы электродов «две проводящие сферы над плоскостью».

Результаты проведенных выше исследований по установлению соответствия между погрешностью вычислений и параметром  $l/R$  обобщены и представлены в таблице.

Используя данные таблицы, можно оценить минимальное количество контурных точек и эквивалентных зарядов, необходимое для получения желаемой точности вычислений.

**Цилиндрические системы электродов.** Очень часто при расчете электрических полей высоковольтного оборудования встречаются электроды, представляющие собой конечные или полубесконечные цилиндры. В качестве эквивалентных зарядов при таких расчетах удобно использовать заряженные отрезки или полубесконечные заряженные нити. Ниже рассмотрены вопросы выбора их количества и расположения.

В системе электродов «стержень — плоскость» (рис. 2) рассматривались два варианта расположения контурных точек и эквивалентных зарядов. В первом контурные точки располагались на одном уровне с началом соответствующего заряженного отрезка, во втором — против его середины. Величина межэлектродного расстояния изменялась в пределах  $1 \leq G/R \leq 10$ . При  $d/R=0,5$  (где  $d$  — длина заряженного отрезка) погрешность расчета  $\Delta U$  в первом варианте составила  $0,1\%$  (при  $\Delta E \leq 1\%$ ) (рис. 2, кривые 2), а во втором —  $0,25\%$  (рис. 2, кривая 3). С уве-

Погрешность	Обобщенные значения параметра $l/R$ для расчета двухмерных полей		Обобщенные значения параметра $l/R$ для расчета трехмерных полей	
	электроды	границы раздела диэлектриков	электроды	границы раздела диэлектриков
$\Delta E \leq 1\%$	$l/R \leq 0,5$	$l/R \leq 0,3$	$l/R \leq 0,3$	$l/R \leq 0,25$
$1\% \leq \Delta E \leq 5\%$	$l/R \leq 0,75$	$l/R \leq 0,6$	$l/R \leq 0,6$	$l/R \leq 0,5$
$5\% \leq \Delta E \leq 10\%$	$l/R \leq 1,0$	$l/R \leq 0,75$	$l/R \leq 0,3$	$l/R \leq 0,75$

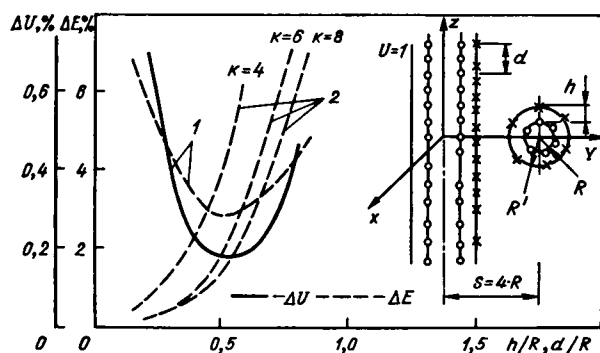


Рис. 6. Зависимости погрешности расчета поля от параметров  $h/R$  (1) и  $d/R$  (2) в системе пересекающихся цилиндров

личением отношения  $d/R$  погрешность растет, и при  $d/R=0,75$  составляет  $\Delta E=3\%$ ,  $\Delta U=0,25\%$  ( $G/R=1$ ). Необходимо заметить, что отношение  $d/R=0,5$  является обязательным только в области резкого изменения плотности поверхностного заряда. По мере удаления контурных точек от конца стержня длина каждого отрезка увеличивается, но не более чем в три раза по сравнению с длиной предыдущего.

На рис. 6 приведены зависимости погрешности расчета поля от параметров  $h/R$  и  $d/R$  для системы электродов, состоящей из двух пересекающихся цилиндров. Эквивалентные заряды были представлены заряженными отрезками длиной  $d$ . Контурные точки располагались на равном расстоянии от концов соответствующего отрезка. Численные эксперименты показали, что погрешность расчета зависит не только от параметра  $d/R$ , но и от того, какое количество заряженных отрезков ( $k$ ) находится в сечении, перпендикулярном оси цилиндра. С увеличением  $k$  погрешность расчета напряженности поля уменьшается (рис. 6, кривые 2). Наиболее оптимальным положением заряженных отрезков является их расположение на окружности радиуса  $R'=0,5R$ , погрешность расчета при этом минимальна (рис. 6, кривые 1). Эти кривые получены при  $k=6$ , но данная зависимость в целом характерна и для других значений  $k$ . С увеличением параметра  $d/R$  погрешность расчета  $\Delta E$  увеличивается (рис. 6, кривые 2). Например, при  $d/R=0,3$

$\Delta E \leq 1\%$ , а в случае  $d/R=0,6$   $\Delta E \leq 5\%$ . При ориентировочных расчетах параметр  $d/R$  должен удовлетворять условию  $d/R \leq 0,9$ .

**Выводы.** 1. Основными параметрами, определяющими точность расчета, являются  $h/l$  и  $l/R$ . Дополнительные параметры  $R_{i+1}/R_i$  и  $l/G$  оказывают влияние в некоторых особых случаях. Точность расчета при прочих равных условиях максимальна в двухмерных однородных средах и уменьшается при переходе к кусочно-однородным средам и трехмерным полям.

2. Параметр  $h/l$  при всех уровнях точности должен удовлетворять неравенству  $1 \leq h/l \leq 1,5$ . Эквивалентные заряды необходимо располагать на нормалях, проведенных к поверхности электрода (диэлектрика) в соответствующих им контурных точках.

3. Выбор параметров  $l/R$  следует проводить по заданной погрешности расчета напряженности поля в соответствии с данными таблицы. Дополнительные параметры должны удовлетворять условию  $R_{i+1}/R_i \leq 2$  и  $l/G \leq 0,5$ .

4. При расчете поля в системах с цилиндрическими электродами параметры расчетной схемы должны выбираться следующим образом: при  $\Delta E \leq 1\%$   $R'/R=0,5$ ,  $d/R=0,3$ ; при  $\Delta E=5\%$   $R'/R=0,5$ ,  $d/R=0,6$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Singer H., Steinbigler H., Weiss P. A charge simulation method for the calculation of high voltage fields.— IEEE Trans. on PAS, 1974, vol. PAS—93, № 4.
2. Tomčík I. The computation of electrostatic field by a charge simulation method.— Pr. Nauk. Pwarsz. Elek., 1984, № 64.
3. Sirutka I., Veličkavić D. Some improvements of the charge simulation method for computing electrostatic fields.— Bull. Acad. Serbe Sci. et Arts, 1980, 74, № 17.
4. Ярославский В. Н., Журавлев Э. И. О точности расчетов электростатических полей средств измерений высокого напряжения.— Измерительная техника, 1983, № 1.
5. Верещагин И. П., Гусаров А. А., Бобиков В. Е. Применение регуляризации в методе эквивалентных зарядов.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1981, № 2.
6. Relation between the error of the charge simulation method and the location of charges / S. Murashima, H. Kondo, M. Yokai, H. Nieda.— Electr. Eng. in Japan, 1982, vol. 102, № 1.
7. Колечицкий Е. С., Филиппов А. А., Фирсова О. В. Методы расчета электрических полей высоковольтных аппаратов.— Электротехника, 1980, № 4.
8. Cacciari M., Pattini G. Calcolo dei campi elettrici con il metodo di simulazione di carica.— L'energia elettrica, 1982, № 11.

[18.11.85]

# Траектории входного сопротивления синхронного генератора в установившихся асинхронных режимах

ШНЕЕРСОН Э. М. доктор техн. наук

Чебоксары

Анализ траекторий входного сопротивления важен прежде всего для правильного выбора средств защиты синхронных генераторов (СГ) от аномальных асинхронных режимов генератора при наличии возбуждения и с потерей возбуждения, а также для согласования защит генератора с устройствами противоаварийной автоматики энергосистем.

Рассмотрим ряд существенных особенностей анализа указанных траекторий, связанных с наличием устройств автоматического регулирования возбуждения генератора (АРВ) в режимах без потери возбуждения, а также с различием сопротивлений СГ по продольной и поперечной осям, увеличивающимся в асинхронных режимах. Как показывают анализ и экспериментальные исследования, эти факторы влияют на траектории входного сопротивления, что обуславливает необходимость корректировки известных соотношений при анализе синхронных качаний и асинхронных режимов СГ с возбуждением, подключенного к энергосистеме [1—3], а также для выбора характеристик защиты СГ при потере возбуждения [4—7].

Асинхронные режимы СГ без учета явнополюсности. Рассмотрим асинхронный режим СГ, подключенного к точке 1 электрической системы (ЭС) (рис. 1, а), питающего через сопротивление системы  $Z_{c1}$  нагрузку  $Z_n$  в точке 2 ЭС. Эта же нагрузка питается от системы бесконечной мощности через сопротивление  $Z_{c2}$  (внутреннее сопротивление генерирующих источников ЭС входит в  $Z_{c2}$ ). Найдем траекторию сопротивления  $\underline{Z} = \underline{U}/\underline{I}$  на выводах генератора (в точке 1) при выпадении генератора из синхронизма в установившемся асинхронном режиме, характеризующемся скольжением  $s$ . В общем случае при неодинаковости полей реакции якоря по продольной  $d$  и поперечной  $q$  осям ротора внутреннее сопротивление СГ характеризуется двумя комплексными числами  $\underline{Z}_d(s)$  и  $\underline{Z}_q(s)$ , зависящими от скольжения  $s$  и являющимися соответственно сопротивлениями СГ по осям  $d$  и  $q$  в асинхронном режиме. Эти зависимости приведены для конкретных параметров явнополюсного СГ на рис. 2, а, б [8]. Кривая 1 на рис. 2, а определяет в относительных единицах частотную характеристику сопротивления СГ  $\underline{Z}_d^*(s) = R_d^*(s) + jX_d^*(s)$  по продольной оси при отрицательных скольжениях, а кривая на рис. 2, б соответствует при тех же условиях частотной характеристике сопротивления СГ по поперечной оси  $\underline{Z}_q^*(s) = R_q^*(s) + jX_q^*(s)$ .

Рассмотрим сначала случай, когда неодинако-

востью полей реакции якоря можно пренебречь, что возможно прежде всего в асинхронных режимах неявнополюсных машин без потери возбуждения, когда э. д. с.  $E_0$ , обусловленная потоком возбуждения, значительно превышает э. д. с. реакций якоря по продольной и поперечной осям. Для этого случая примем внутреннее сопротивление СГ равным  $\underline{Z}_d(s)$ , т. е.  $\underline{Z}_r(s) = \underline{Z}_d(s)$ . В асинхронном режиме происходит вращение ротора СГ относительно также вращающегося поля статора, характеризующееся скольжением  $s$  и непрерывно изменяющимся углом поворота ротора  $\theta$ . Указанное приводит к непрерывному изменению сопротивления  $\underline{Z} = \underline{U}/\underline{I}$  на выводах СГ, т. е.  $\underline{Z} = \underline{Z}(\theta, s)$ .

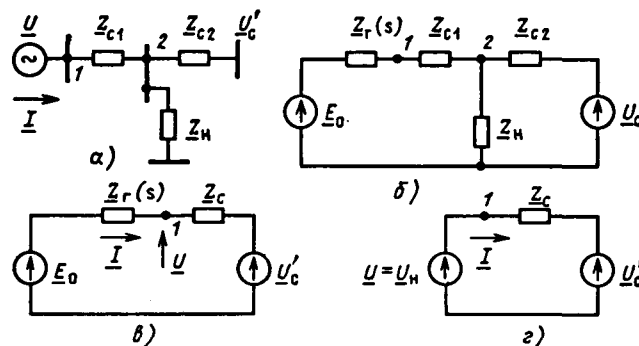


Рис. 1. Подключение СГ к сети (а) и схемы замещения в режимах предельного возбуждения (б, в) и номинального напряжения (z)

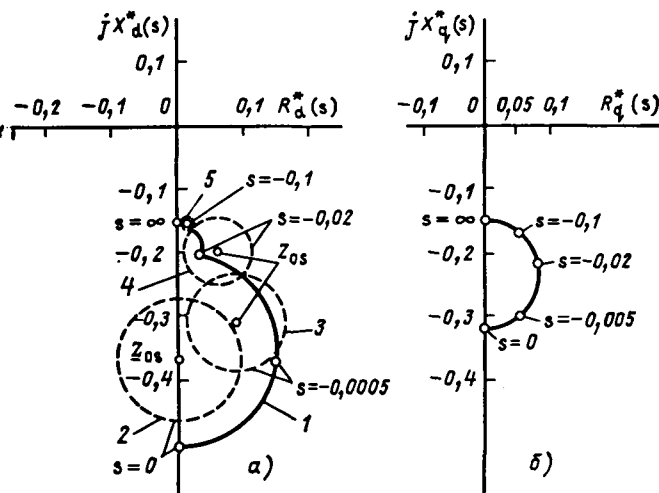


Рис. 2. Частотные характеристики сопротивлений СГ по продольной (а) и поперечной (б) осям:

2—5 — траектории входного сопротивления при потере возбуждения

Найдем траекторию  $\underline{Z}(\theta, s)$  генератора, находящегося в асинхронном режиме, функционирующего в ЭС (рис. 1, а) при наличии в СГ системы АРВ. Электрической системе на рис. 1, а соответствует схема замещения рис. 1, б, которая сводится к схеме рис. 1, в, где  $\underline{Z}_c$ ,  $\underline{U}_c^1$  — эквивалентные параметры части ЭС на рис. 1, б, расположенной справа от точки 1. Введем обозначения:  $U_n$  — номинальное напряжение ЭС;  $E_{0n} = k_{в.п} U_n$  — предельное («потолочное») значение э. д. с.  $E_0$ , создаваемое максимальным током возбуждения СГ при наличии АРВ;  $k_{в.п}$  — коэффициент предельного возбуждения;  $\underline{U}_c^1 = k_c U_n$  — значение эквивалентной э. д. с. системы в результирующей схеме замещения рис. 1, в;  $k_c$  — коэффициент, характеризующий эквивалентную э. д. с. системы.

Учитывая относительность поворота векторов, характеризующих э. д. с. генератора и ЭС, в дальнейшем при асинхронном режиме вектор, характеризующий э. д. с. генератора  $E_0$ , будем считать неизменным, а вектор, характеризующий э. д. с. системы  $\underline{U}_c^1$  (рис. 1, в), — вращающимся относительно  $E_0$  с угловой скоростью, пропорциональной скольжению. При принятых условиях возможны два режима в зависимости от соотношений между величинами в схеме рис. 1, а и состояния АРВ.

**Режим I** нормального возбуждения, при котором на выводах генератора в точке 1 АРВ поддерживает номинальное напряжение, т. е. при асинхронном режиме

$$\left. \begin{aligned} U &= U_n; \\ U_c^1 &= k_c U e^{-j\theta} = k_c U_n e^{-j\theta}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $\theta$  — угол относительного поворота роторов СГ и эквивалентного генератора, характеризующего ЭС; данный режим определяет схема замещения рис. 1, г.

**Режим II** предельного возбуждения, при котором э. д. с., создаваемая максимальным током возбуждения, недостаточна для поддержания номинального напряжения в точке 1 на выводах СГ в определенном диапазоне углов  $\theta$ . Этот режим характеризуется схемой рис. 1, в и следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} E_0 &= E_{0n} = k_{в.п} U_n; \\ \underline{U}_c^1 &= q e^{-j\theta} E_{0n} = q E_{0n}; \\ q &= \underline{U}_c^1 / E_{0n} = \frac{k_c}{k_{в.п}} e^{-j\theta}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Таким образом, в зависимости от соотношений между величинами  $E_{0n}$ ,  $\underline{U}_c^1$ ,  $\underline{Z}_r(s)$ ,  $\underline{Z}_c$  и угла расхождения  $\theta$  может иметь место один из режимов I, II, характеризующихся различными траекториями  $\underline{Z}$  на выводах СГ. Наиболее общей является схема замещения режима II предельного возбуждения рис. 1, в, из которой схема рис. 1, г режима I вытекает как частный случай. Для

анализа траекторий  $\underline{Z}(\theta, s)$  используем метод, рассмотренный в [3]. При этом для схемы рис. 1, в имеем с учетом (2) в режиме II:

$$\underline{U} = \frac{E_{0n} \underline{Z}_c + \underline{U}_c^1 \underline{Z}_r(s)}{\underline{Z}_r(s) + \underline{Z}_c}; \quad (3)$$

$$\underline{I} = \frac{E_{0n} - \underline{U}_c^1}{\underline{Z}_r(s) + \underline{Z}_c}; \quad (4)$$

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{\underline{Z}_c + q \underline{Z}_r(s)}{1 - q}. \quad (5)$$

Выделив из (5) параметр  $\underline{q}$ , получим

$$\underline{q} = q e^{-j\theta} = \frac{\underline{Z} - \underline{Z}_c}{\underline{Z} + \underline{Z}_r(s)}; \quad q = \frac{k_c}{k_{в.п}}. \quad (6)$$

При изменении  $\theta$  траектория  $\underline{Z}$  проходит таким образом, что модуль левой части (6) неизменен, если значения  $E_{0n}$  и  $\underline{U}_c^1$  постоянны. Взяв модуль от обеих частей (6), получим уравнение траектории  $\underline{Z}$

$$\left. q \left| \frac{\underline{Z} + \underline{Z}_r(s)}{\underline{Z} - \underline{Z}_c} \right| = 1. \right\} \quad (7)$$

Как показано в [3], уравнению (7) соответствует в общем случае окружность с координатой центра  $\underline{Z}_{0n}$  и радиусом  $R_{0n}$ :

$$\left. \begin{aligned} \underline{Z}_{0n} &= -\frac{q^2 \underline{Z}_r(s) + \underline{Z}_c}{q^2 - 1}; \\ R_{0n} &= \frac{q |\underline{Z}_r(s) + \underline{Z}_c|}{|q^2 - 1|}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

В частном случае при  $q=1$  ( $\underline{U}_c^1 = E_{0n}$ ) траектория  $\underline{Z}$  есть прямая, относительно которой точки  $\underline{Z}_r(s)$  и  $\underline{Z}_c$  симметричны. Траектория  $\underline{Z}$  в режиме I нормального возбуждения с учетом схемы рис. 1, г найдется из соотношений (1), (2), (8) как частный случай при  $q = \underline{U}_c^1 / U_n = k_c$ ;  $\underline{Z}_r(s) = 0$ .

В результате получим из (8) значение координат центра  $\underline{Z}_{0n}$  и радиуса  $R_{0n}$  окружности, характеризующей траекторию  $\underline{Z}$  в режиме нормального возбуждения:

$$\left. \begin{aligned} \underline{Z}_{0n} &= -\frac{\underline{Z}_c}{k_c^2 - 1}; \\ R_{0n} &= \frac{k_c \underline{Z}_c}{|k_c^2 - 1|}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Результирующая траектория  $\underline{Z}$  сопротивления на выводах СГ определяется в общем случае участками указанных траекторий, если они пересекаются. Отсутствие пересечения свидетельствует о том, что в течение всего асинхронного хода имеется только один из режимов I или II. Поясним указанный примером

**Пример 1.** Генератор с характеристиками рис. 2 при наличии АРВ подключен к ЭС (рис. 1, а) со следующими параметрами эквивалентной схемы замещения на рис. 1, в (по вторичной стороне):  $Z_c = 2j$  Ом;  $U_c^1 = 0,8 U_n$  ( $k_c = 0,8$ );  $E_{0n} = 2 U_n$  ( $k_{0n} = 2$ ).

Имеется асинхронный режим СГ при  $s = 0,0005$ , что соответствует в абсолютных единицах  $Z_r(s) = Z_d(s) = (-1,5 + j3,7)$  Ом. Найти траектории сопротивления  $Z$  на выводах генератора и диапазоны углов  $\theta$ , при которых имеется режим I нормального возбуждения ( $U = U_n$ ) и режим II предельного возбуждения ( $U < U_n$ ). Инерционностью системы АРВ пренебречь.

Траекторию, которая включает в себя режим I, определим подстановкой в (9)  $Z_c = 2j$  Ом;  $k_c = 0,8$ , откуда  $Z_{0n} = 5,56j$  Ом;  $R_{0n} = 4,44$  Ом. Эту траекторию определяет окружность 1 на рис. 3. Траекторию, включающую в себя режим II предельного возбуждения, определим, подставляя в (8)  $q_c = k_c/k_{0n} = 0,4$ ;  $Z_c = 2j$ ;  $Z_r(s) = -1,5 + j3,7$ , откуда  $Z_{0n} = 1,92e^{j99^\circ}$  Ом;  $R_{0n} = 2,35$  Ом (окружность 2 на рис. 3). Найти участки окружностей 1 и 2, соответствующие режимам I и II, можно, вычислив  $Z$  для какого-либо одного угла  $\theta$ . Так, в режиме номинального напряжения при  $\theta = 0$  для схемы рис. 1, з имеем:

$\arg U = \arg U_c^1$ ;  $U = U_n$ ;  $U_c^1 = 0,8 U_n$ ;  $Z = U/I$ ;  $I = (U_n - U_c^1)/Z_c$ , откуда  $Z = 5Z_c = j10$  Ом. Таким образом, режиму I номинального напряжения на выводах СГ соответствует точка  $Z = j10$  Ом при  $\theta = 0$ , лежащая на пересечении окружности 1 с осью ординат (рис. 3), а следовательно, и другие точки на отмеченной сплошной линией части окружности 1 до пересечения с окружностью 2 в точках  $Z_a$  и  $Z_b$ , являющихся границами режимов I и II. Далее отмеченная сплошной линией часть окружности 2 соответствует режиму II, где напряжение на выводах меньше номинального, а ток возбуждения генератора максимален. Углы  $\theta_a$  и  $\theta_b$ , характеризующие предельные повороты, ротора, соответствующие граничным точкам  $Z_a$  и  $Z_b$  режимов I и II, определяются из (6):

$$\theta_a = \arg \frac{Z_a + Z_c(s)}{Z_a - Z_c}; \quad \theta_b = \arg \frac{Z_b + Z_r(s)}{Z_b - Z_c}.$$

Эти углы легко находятся непосредственно из построения (см. рис. 3):  $\theta_a \approx 60^\circ$ ;  $\theta_b \approx 345^\circ$ . Таким образом, в диапазоне углов поворота ротора СГ относительно напряжения  $U_c^1$  —  $15^\circ < \theta < 60^\circ$  имеется режим I номинального напряжения с траекторией  $Z$ , совпадающей с частью окружности 1, а остальному диапазону углов соответствует траектория  $Z$ , совпадающая с частью окружности 2 (режим II предельного возбуждения СГ).

Аналогичным образом анализируются режимы с частичной потерей возбуждения неявнополюсного СГ (в этом случае в выражениях (8) и (9) изменяются соответственно коэффициенты  $q$  и

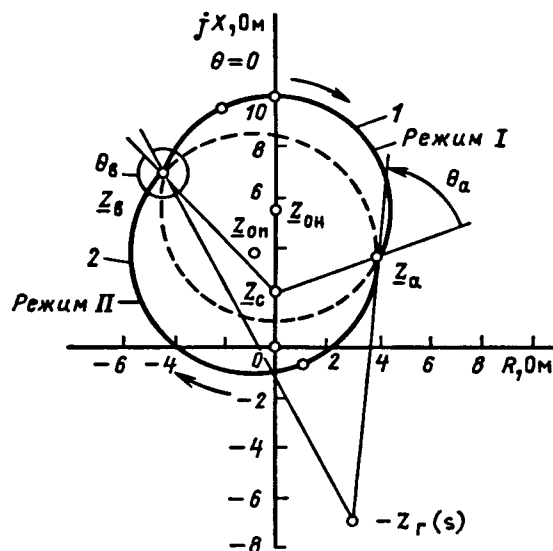


Рис. 3. Траектории  $Z$  в асинхронном режиме СГ при наличии АРВ

$k_c$ ]. При полной потере возбуждения СГ и неучете явнополюсности в асинхронных режимах входное сопротивление СГ характеризуется только зависимостью  $Z_d(s)$  (характеристика 1 на рис. 2, а) и при постоянном скольжении неизменно и не зависит от поворота ротора, т. е. от угла  $\theta$ .

**Асинхронные режимы СГ с учетом явнополюсности.** Анализ режимов СГ с учетом различных сопротивлений реакции якоря по продольной и поперечной осям  $Z_d(s)$  и  $Z_q(s)$  (рис. 2) существенно усложняется по сравнению с анализом неявнополюсного СГ. Возникает вопрос, как правильно учесть влияние обоих указанных сопротивлений на результирующие ток и напряжение на выводах СГ в асинхронном режиме, когда происходит непрерывный угловой поворот ротора.

Как показали испытания в эксплуатационных условиях [4] и на моделях, даже у турбогенераторов с гладким ротором в асинхронных режимах, возникающих при потере возбуждения, имеет место существенная неоднозначность во времени сопротивления на выводах, обусловленная неодинаковостью сопротивлений по продольной и поперечной осям, особенно при замкнутой через малое сопротивление обмотке возбуждения. Еще в большей степени это явление имеет место при асинхронном режиме гидрогенераторов. Области, в которых располагаются траектории  $Z$  в указанных режимах, необходимы для правильного выбора характеристик защиты СГ от асинхронного режима.

Рассмотрим явнополюсный СГ с различными частотными характеристиками сопротивлений по осям  $d$  и  $q$ , качественно соответствующими рис. 2, находящийся в асинхронном режиме со скольжением  $s$  по отношению к сети (рис. 1, а), что соответствует эквивалентной схеме замещения рис. 1, в.

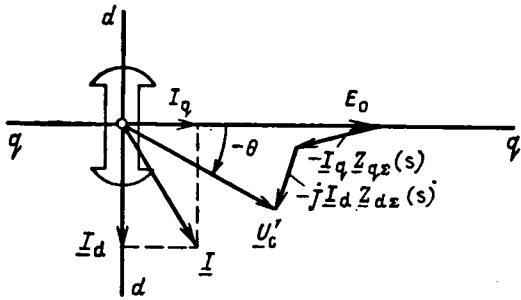


Рис. 4. Векторная диаграмма напряжений явнополюсного СГ. Совместим неподвижную прямоугольную систему координат с осями  $d$  и  $q$  ротора несмотря на его вращение и примем изменяющимся по углу  $\theta$  напряжение системы  $\underline{U}_c^1 = U_c^1 e^{-j\theta}$  (рис. 4), что соответствует рассматриваемому асинхронному режиму, так как перемещение поля ротора СГ относительно поля статора сохраняется. При этом э. д. с.  $E_0$ , обусловленная током возбуждения, совпадает с положительной вещественной осью, а ток статора представляется в виде

$$\underline{I} = I_q + jI_d, \quad (10)$$

где  $I_q$  и  $I_d$  — алгебраические значения поперечной и продольной составляющих тока статора, которые в зависимости от положения ротора могут располагаться на положительной и отрицательной осях координат.

С учетом диаграммы рис. 4 для эквивалентной схемы замещения ЭС рис. 1, в справедливо соотношение

$$\underline{U}_c^1 e^{-j\theta} = E_0 - I_q \underline{Z}_{qe}(s) - jI_d \underline{Z}_{de}(s), \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} \underline{Z}_{qe}(s) &= \underline{Z}_q(s) + \underline{Z}_c = z_{qe}(s) e^{j\varphi_{qe}}, \\ \underline{Z}_{de}(s) &= \underline{Z}_d(s) + \underline{Z}_c = z_{de}(s) e^{j\varphi_{de}}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Выражение (11) с учетом (10) представим в следующем виде:

$$\underline{U}_c^1 e^{-j\theta} = E_0 - \underline{I} \underline{Z}_{qe}(s) - jI_d [\underline{Z}_{de}(s) - \underline{Z}_{qe}(s)]. \quad (13)$$

Выделим из (11) значение  $I_q$

$$I_q = \frac{E_0 - \underline{U}_c^1 e^{-j\theta} - jI_d \underline{Z}_{de}(s)}{\underline{Z}_{qe}(s)}. \quad (14)$$

Но  $I_q$  при принятых условиях есть вещественное число, т. е. мнимая часть правой части (14) равна нулю

$$\text{Im} \left[ \frac{E_0 - \underline{U}_c^1 e^{-j\theta} - jI_d \underline{Z}_{de}(s)}{\underline{Z}_{qe}(s)} \right] = 0. \quad (15)$$

Выделив мнимую часть (14) и приравняв ее нулю, найдем значение

$$I_d = - \frac{E_0 \sin \varphi_{qe} - U_c^1 \sin(\theta + \varphi_{qe})}{z_{de} \cos(\varphi_{de} - \varphi_{qe})}. \quad (16)$$

Подставив значение  $I_d$  в (13) и произведя

ряд преобразований, получим

$$\underline{U}_c^1 e^{-j\theta} = \frac{k_2(s)}{k_1(\theta, s)} \underline{U}_c^1 - I \frac{\underline{Z}_{qe}(s)}{k_1(\theta, s)}, \quad (17)$$

где

$$\left. \begin{aligned} k_2(s) &= c(1 + 2j\gamma(s) \sin \varphi_{qe}); \\ \gamma(s) &= \frac{\underline{Z}_d(s) - \underline{Z}_q(s)}{2z_{de} \cos(\varphi_{de} - \varphi_{qe})}; \\ c &= E_0 / U_c^1. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Для схемы рис. 1, в справедливо соотношение

$$\underline{U} = \underline{U}_c^1 + \underline{I} \underline{Z}_c,$$

откуда сопротивление на выводах СГ

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{\underline{U}_c^1 e^{-j\theta}}{\underline{I}} + \underline{Z}_c. \quad (19)$$

Подставив в (19) значение  $\underline{U}_c^1 e^{-j\theta}$  из (17), получим после преобразований

$$\underline{Z} = \underline{Z}(\theta, s) = \frac{\underline{Z}_{qe}(s) - k_1(\theta, s) \underline{Z}_c}{k_2(s) e^{j\theta} - k_1(\theta, s)}. \quad (20)$$

Выражение (20) определяет траекторию сопротивления на выводах явнополюсного СГ, зависящую при постоянном  $s$  только от одного переменного параметра  $\theta$ , характеризующего угол поворота ротора, а в более общем случае — от двух параметров  $s$  и  $\theta$ . В отличие от неявнополюсного СГ это выражение соответствует в плоскости  $\underline{Z}$  более сложной кривой, чем окружность. Эти отличия сравнительно невелики при полном возбуждении, так как составляющая, обусловленная явнополюсностью, пропорциональная  $I_d [\underline{Z}_{de}(s) - \underline{Z}_{qe}(s)]$ , в выражении (13) значительно меньше э. д. с.  $E_0$ , создаваемой потоком возбуждения. Однако при потере возбуждения ( $E_0 = 0$ ) соотношения существенно изменяются, так как э. д. с., обусловленные реакцией якоря по поперечной и продольной осям, являются определяющими. Найдем траектории  $\underline{Z}(\theta, s)$  в этом случае, что важно прежде всего для выбора характеристик защиты СГ от асинхронного режима. Из (18) при  $E_0 = 0$  имеем  $k_2(s) = 0$ ,  $c = 0$ , и выражение (20) принимает вид

$$\underline{Z} = \underline{Z}(\theta, s) = \underline{Z}_c - \frac{\underline{Z}_{qe}(s)}{k_1(\theta, s)}. \quad (21)$$

Подставив в (21) значение  $k_1(\theta, s)$  из (18) и проведя ряд преобразований, получим

$$e^{2j\theta} = -k(s) \frac{\underline{Z} - a(s)}{\underline{Z} - \underline{Z}_c}, \quad (22)$$

где

$$\left. \begin{aligned} k(s) &= \frac{1 - \gamma(s) e^{-j\varphi_{qe}}}{\gamma(s) e^{j\varphi_{qe}}}; \\ a(s) &= \underline{Z}_c - \frac{\underline{Z}_{qe}(s)}{1 - \gamma(s) e^{j\varphi_{qe}}}. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$



Комплексный коэффициент  $\gamma(s)$  определяется в соответствии с (18) частотными характеристиками сопротивлений СГ по поперечной и продольной осям и параметрам ЭС (сопротивление  $\underline{Z}_c$  определяет значения  $\underline{Z}_{de}(s)$ ,  $\Phi_{de}$ ,  $\Phi_{qe}$  и может в общем случае иметь как индуктивный, так и емкостный характер).

Вид траектории  $\underline{Z}$ , соответствующий уравнению (22), определится с учетом того, что при любом  $\theta$  модуль левой части (22) равен 1, т. е.

$$k(s) \left| \frac{\underline{Z}-\underline{a}(s)}{\underline{Z}-\underline{Z}_c} \right| = 1, \quad (24)$$

что аналогично по формуле (7). Отсюда следует, что каждому значению скольжения  $s$  соответствует при потере возбуждения сопротивление явнополюсного СГ, изменяющееся во времени по траектории в виде окружности с центром  $\underline{Z}_{0s}$  и радиусом  $R_{0s}$ :

$$\left. \begin{aligned} \underline{Z}_{0s} &= \frac{k^2(s)\underline{a}(s)-\underline{Z}_c}{k^2(s)-1}; \\ R_{0s} &= \frac{k(s)|\underline{a}(s)-\underline{Z}_c|}{|k^2(s)-1|} \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Соотношения (24) и (25) количественно описывают наблюдающееся в практике изменение во времени в зависимости от  $\theta$  сопротивления на выводах СГ при потере возбуждения и позволяют учесть и объединить частотные характеристики генератора  $\underline{Z}_d(s)$  и  $\underline{Z}_q(s)$  по осям  $d$  и  $q$  при вычислении результирующих токов и напряжений СГ в асинхронном режиме.

Как следует из этих соотношений, входное сопротивление потерявшего возбуждение СГ в асинхронном режиме с учетом явнополюсности определенным образом зависит и от параметров электрической системы, к которой СГ подключен. При одинаковости сопротивлений СГ по осям  $d$  и  $q$  (неявнополюсный СГ) такой зависимости нет, и входное сопротивление СГ постоянно и равно  $\underline{Z}_d(s)=\underline{Z}_q(s)$ . В качестве примера на рис. 2, а (характеристики 2, 3, 4, 5 соответственно при  $s \approx 0$ ;  $-0,0005$ ;  $-0,02$ ;  $-0,1$ ) приведены результирующие траектории  $\underline{Z}(\theta, s)$  для явнополюсного СГ с зависимостями  $\underline{Z}_d^*(s)$  и  $\underline{Z}_q(s)$ , приведенными на рис. 2, а (характеристика 1) и 2, б.

Рассмотренный пример соответствует асинхронному режиму СГ при потере возбуждения, подключенного к сети бесконечной мощности ( $\underline{Z}_c=0$ ). Характеристики 2—5 на рис. 2, а построены на основе соотношений (25).

Как видно из соотношений (25) и характеристик 2—5 на рис. 2, а, центры окружностей  $\underline{Z}_{0s}$ , описывающих траекторию  $\underline{Z}$  при различных  $s$ , не совпадают с характеристиками  $\underline{Z}_d(s)$  и

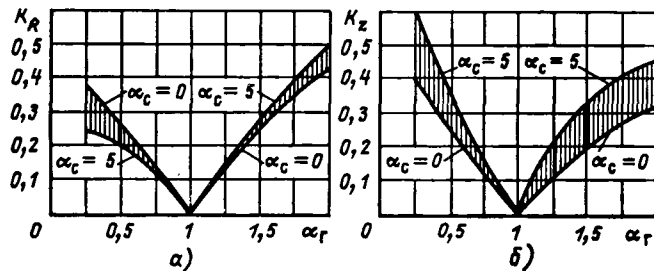


Рис. 5. Оценка возможных отклонений результирующей траектории  $\underline{Z}(\theta, s)$  в асинхронном режиме СГ от характеристики  $\underline{Z}_d(s)$

$\underline{Z}_q(s)$  и могут находиться как внутри, так и вне их. Данный пример иллюстрирует тот факт, что необходимые характеристики устройств защиты и автоматики СГ от асинхронного режима, например [4—7], должны ориентироваться для надежного действия на область входного сопротивления СГ, при потере возбуждения выходящую за характеристики  $\underline{Z}_d(s)$  и  $\underline{Z}_q(s)$ , что подтвердилось и при экспериментальных исследованиях. Количественно эта область может быть оценена на основе приведенных соотношений. Границы этой области определяются огибающими совокупности окружностей типа 2—5 при различных скольжениях, проведенных пунктиром на рис. 2, а.

На основе полученных соотношений (25) произведем ориентировочную оценку возможных отклонений траектории  $\underline{Z}$  в асинхронном режиме от характеристики  $\underline{Z}_d(s)$  с учетом реальных диапазонов значений  $\underline{Z}_d(s)$ ,  $\underline{Z}_q(s)$ ,  $\underline{Z}_c$ . Эти отклонения можно определить двумя параметрами: коэффициентом  $k_R$ , характеризующим при заданном  $s$  соотношение между радиусом окружности, определяемой (25), по которой изменяется  $\underline{Z}$ , и значением  $|\underline{Z}_d(s)|$  при том же  $s$ , т. е.

$$k_R = \frac{R_{0s}}{|\underline{Z}_d(s)|}; \quad (26)$$

и коэффициентом  $k_Z$ , характеризующем при заданном  $s$  относительное отклонение центра  $\underline{Z}_{0s}$  траектории  $\underline{Z}$  от значения  $\underline{Z}_d(s)$ , т. е.

$$k_Z = \left| \frac{\underline{Z}_d(s) - \underline{Z}_{0s}}{\underline{Z}_d(s)} \right|. \quad (27)$$

Обозначим

$$\alpha_r = \left| \frac{\underline{Z}_q(s)}{\underline{Z}_d(s)} \right|; \quad \alpha_c = \left| \frac{\underline{Z}_c}{\underline{Z}_d(s)} \right| \quad (28)$$

— коэффициенты, характеризующие при различных скольжениях соотношения между сопротивлениями СГ по осям  $d$  и  $q$  и соотношения между сопротивлениями генератора и системы. Примем для упрощения при ориентировочной оценке  $\arg \underline{Z}_d(s) = \arg \underline{Z}_q(s) = \arg \underline{Z}_c = \frac{\pi}{2}$ .

С учетом этого, используя соотношения (25),

получим после преобразований следующие приближенные соотношения для оценки искомых отклонений:

$$\left. \begin{aligned} k_R &\approx \frac{2(\alpha_r + \alpha_c)(1 + \alpha_c)(1 - \alpha_r)}{(1 + 2\alpha_c + \alpha_r)^2}; \\ k_z &\approx \frac{\alpha_c + \alpha_c \alpha_r + 2\alpha_r}{1 + 2\alpha_c + \alpha_r}. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

На рис. 5, а и б построены области значений  $k_R$  и  $k_z$  в диапазонах изменения коэффициента  $\alpha_r$ , характеризующего несимметричность сопротивлений СГ при различных скольжениях в диапазоне  $0,25 < \alpha_r < 2$ , и коэффициента  $\alpha_c$ , характеризующего соотношения сопротивлений системы и генератора в диапазоне  $0 < \alpha_c < 5$ . Как видно из рис. 5, эти отклонения в принятых диапазонах параметров СГ и системы не превосходят 50 % по  $k_R$  (рис. 5, а) и 60 % по  $k_z$  (рис. 5, б). При  $\alpha_r = 1$ , что соответствует  $Z_d(s) = Z_q(s)$ , отклонения равны нулю (невявнополюсный СГ).

**Выводы.** 1. Анализ траекторий входных сопротивлений СГ в режимах асинхронного хода СГ с возбуждением должен проводиться с учетом действия систем АРВ, наличие которых может существенно влиять на траектории  $Z$ .

2. Области расположения входных сопротивлений СГ в режимах асинхронного хода при потере возбуждения могут выходить за пределы частотных характеристик сопротивлений по попе-

речной и продольной осям СГ, что необходимо учитывать при выборе систем защиты и автоматики СГ.

3. Соотношения, описывающие траектории сопротивления на выводах СГ в асинхронных режимах с возбуждением при учете АРВ и при потере возбуждения, позволят количественно оценить области нахождения указанных сопротивлений при выборе характеристик защиты и автоматики.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Clarke E. Impedances seen by relays during power swings with and without fault. — Trans. AIEE, 1945, vol. 64.
2. Атабеков Г. И. Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей. — М.: Госэнергоиздат, 1957.
3. Шнеерсон Э. М. Анализ поведения измерительных органов релейной защиты и автоматики при качаниях и асинхронном ходе в электрических системах. — Электричество, 1981, № 12.
4. Курилов В. Ф. Применение реле мощности и реле сопротивления в качестве датчиков асинхронного режима турбогенераторов при потере возбуждения. — Электрические станции, 1975, № 5.
5. Гамм Б. З., Тоннышев В. Ф. Выявление асинхронного режима генератора по сопротивлению на его выводах. — Электричество, 1986, № 1.
6. А. с. 1112473 (СССР). Устройство для защиты синхронного генератора от асинхронного хода / Э. М. Шнеерсон. Опул. в Б. И., 1984, № 33.
7. Долгополов А. Г., Павлов Г. М. Исследование характеристик датчиков потери возбуждения крупных генераторов. — Труды ЛПИ, 1982, № 385.
8. Вольдек А. И. Электрические машины. — Л.: Энергия, 1978.

[02.03.87]

УДК 621.313.001.24

## К расчету магнитной проводимости воздушного зазора при односторонней и двухсторонней зубчатости

ЖУЛОВЯН В. В., КОМАРОВ А. В., МАЙНИК И. Ф.

Новосибирск

В последние годы в теории электрических машин широкое применение получил метод гармонических проводимостей (МГП), идея которого была заложена в известной работе Г. Крона [1]. Он с успехом применялся при анализе и синтезе различных конструктивных схем двигателей с электромагнитной редукцией, работающих на зубцовых гармониках. Однако при своей универсальности и простоте математического представления МГП не обеспечивает необходимой точности [2, 3]. Именно по этой причине он практически не используется в расчетах индукторных генераторов и шаговых электродвигателей, о чем можно судить по обзору работ, посвященных указанным машинам [4, 5].

Известны попытки устранить отмеченный недостаток, однако они не решают проблемы в целом [6, 7]. Вместе с тем точность расчетов по данным односторонней зубчатости можно существенно повысить, если исходить из физической картины прохождения униполярного потока в воздушном зазоре. Решению этой задачи и посвящена настоящая статья.

**Расчет магнитного поля и проводимости при односторонней зубчатости.** Известное аналитическое решение данной задачи, в результате которого получены графические зависимости гармоник от параметров зазора [8], не всегда удобно для практического использования, поскольку не дает явной аналитической зависимости. Прибли-

женные решения основаны на упрощенной картине поля в зазоре [9] или на аппроксимации точного решения более простыми функциями [10].

Ниже, как и в методе Р. Поля, делается допущение об однородности поля всюду под зубцом. Поле под пазом находится из решения краевой задачи.

Поставленная задача сводится к решению уравнения Лапласа

$$\Delta u = \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} = 0 \quad (1)$$

для области, указанной на рис. 1. В части I этой области  $u=y/\delta$ , для II имеем следующие краевые условия:

$$\left. \begin{aligned} u=0 & \text{ при } |x| < 0,5b, y=0; \\ u=1 & \text{ при } |x| < 0,5b, y=h+\delta; \\ u=1 & \text{ при } |x|=0,5b, \delta < y < h+\delta; \\ u=y/\delta & \text{ при } |x|=0,5b, 0 \leq y \leq \delta. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Решение для потенциала  $u$  ищем в виде

$$u = \frac{y}{h+\delta} + v, \quad (3)$$

где  $v$  удовлетворяет уравнению Лапласа с краевыми условиями:

$$\left. \begin{aligned} v=0 & \text{ при } |x| \leq 0,5b, y=0 \text{ и } y=h+\delta; \\ v = \frac{y}{\delta} + \frac{y}{h+\delta} & \text{ при } |x|=0,5b, 0 < y \leq \delta; \\ v = 1 - \frac{y}{h+\delta} & \text{ при } |x|=0,5b, \delta \leq y < h+\delta. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Решение уравнения (1) для  $v$  имеет вид:

$$v = \sum_{k=1}^{\infty} \left( M_k \operatorname{ch} \frac{k\pi x}{h+\delta} + N_k \operatorname{sh} \frac{k\pi x}{h+\delta} \right) \sin \frac{k\pi y}{h+\delta}. \quad (5)$$

В силу четности функции  $v$  по  $x$  при всех  $k \geq 1$

$$N_k = 0. \quad (6)$$

Для определения коэффициентов  $M_k$  представим функцию  $\bar{v} = v(\pm \frac{b}{2}, y)$  в виде ряда Фурье. Учитывая, что  $v=0$ , при  $y=0$  и  $y=h+\delta$  можно взять ряд

$$\bar{v} = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin \frac{k\pi y}{h+\delta}, \quad (7)$$

где

$$b_k = \frac{2}{h+\delta} \int_0^{h+\delta} \bar{v} \sin \frac{k\pi y}{h+\delta} dy = \frac{2(h+\delta)}{k^2 \pi^2 \delta} \sin \frac{k\pi \delta}{h+\delta}. \quad (8)$$

Из (5)–(7) получим

$$M_k = 2(h+\delta) \sin \frac{k\pi \delta}{h+\delta} \left[ k^2 \pi^2 \delta \operatorname{ch} \frac{k\pi \delta}{2(h+\delta)} \right]^{-1}, \quad (9)$$

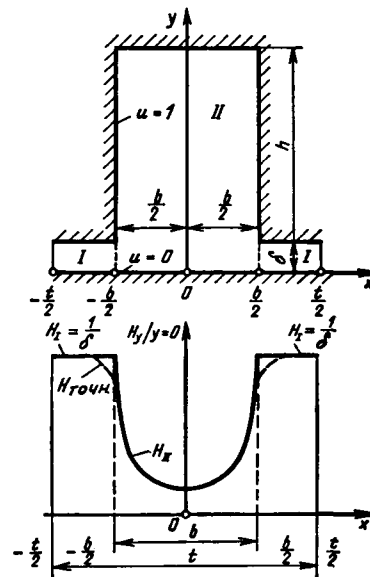


Рис. 1. К решению краевой задачи

тогда потенциал  $u$  определяется выражением

$$u = \frac{y}{h+\delta} + \sum_{k=1}^{\infty} M_k \operatorname{ch} \frac{k\pi x}{h+\delta} \sin \frac{k\pi y}{h+\delta}. \quad (10)$$

Напряженность поля под зубцом ( $0,5b \leq |x| \leq 0,5t$ )

$$H_I = 1/\delta, \quad (11)$$

в под пазом ( $|x| \leq 0,5b, y=0$ )

$$H_{II} = \frac{1}{h+\delta} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{k\pi}{h+\delta} M_k \operatorname{ch} \frac{k\pi x}{h+\delta}. \quad (12)$$

Характер изменения  $H_y$  на зубцовом делении  $t$ , определяемый выражениями (11) и (12), приведен на рис. 1. Представим  $H_y$  гармоническим рядом

$$H_y = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \frac{2n\pi x}{t}. \quad (13)$$

Коэффициенты ряда находятся известным образом:

$$a_n = \frac{4}{t} \left[ \int_0^{b/2} H_{II}(x) \cos \frac{2n\pi x}{t} dx + \int_0^{t/2} H_I(x) \cos \frac{2n\pi x}{t} dx \right]. \quad (14)$$

После подстановки (11) и (12) и интегрирования будем иметь

$$a_n = -\frac{2h \sin \frac{n\pi b}{t}}{n\pi \delta (h+\delta)} + \frac{8 \cos \frac{n\pi b}{t}}{\pi t} \sum_{k=1}^{\infty} \sin \frac{k\pi \delta}{h+\delta} \times \\ \times \operatorname{th} \left[ \frac{k\pi b}{2(h+\delta)} \right] \frac{\frac{\pi \delta}{h+\delta}}{\left( \frac{k\pi \delta}{h+\delta} \right)^2 + (2n\pi \delta)^2} + \frac{16n\delta \sin \frac{n\pi \delta}{t}}{t^2} \times$$

$$\times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{k\pi\delta}{h+\delta} \cdot \frac{\pi\delta}{h+\delta}}{\frac{k\pi\delta}{h+\delta} \left[ \left( \frac{k\pi\delta}{h+\delta} \right)^2 + (2n\pi\delta)^2 \right]}. \quad (15)$$

Как показывают исследования [11], увеличение глубины паза выше  $h=0,5b$  практически не сказывается на проводимости зазора. Поэтому, полагая глубину паза бесконечной, выражение (15) можно существенно упростить.

При  $h \rightarrow \infty$  суммы в (15) можно представить как интегральные и преобразовать в соответствующие интегралы.

Введя новую переменную  $z = \frac{k\pi\delta}{h+\delta}$ , получим

$$a_n = -\frac{2 \sin n\pi\bar{b}}{n\pi\delta t} + \frac{8 \cos n\pi\bar{b}}{\pi t} \int_0^{\infty} \frac{\sin z \operatorname{th} \frac{\bar{b}z}{2\delta}}{z^2 + 4n^2\pi^2\delta^2} dz + \\ + \frac{16n\bar{\delta} \sin(n\pi\bar{b})}{t} \int_0^{\infty} \frac{\sin z}{z(z^2 + 4n^2\pi^2\delta^2)} dz, \quad (16)$$

где  $\bar{b} = b/t$ ,  $\bar{\delta} = \delta/t$ .

Делая замену переменной в (16)  $\theta = z/\alpha$ , где  $\alpha = 2n\pi\bar{\delta}$ , обозначая через  $\beta = n\pi\bar{b}$ , имеем

$$a_n = -\frac{2 \sin \beta}{n\pi\bar{\delta}t} + \frac{4 \cos \beta}{n\pi^2\bar{\delta}t} \int_0^{\infty} \frac{\sin \alpha\theta \operatorname{th} \frac{\beta\theta}{1+\theta^2}}{1+\theta^2} d\theta + \\ + \frac{4 \sin \beta}{n\pi^2\bar{\delta}t} \int_0^{\infty} \frac{\sin \alpha\theta}{\theta(1+\theta^2)} d\theta. \quad (17)$$

Последний интеграл в (17) является табличным и равен  $0,5\pi(1-e^{-\alpha})$  [12]. Первый интеграл в (17) в общем случае не берется в элементарных функциях. Численные расчеты показывают, что для  $1 \leq n \leq 5$  при всех реальных интересующих

соотношениях  $b/\delta$  его можно заменить интегралом с параметром  $\beta=0,5\pi$ , который известен [12]:

$$\int_0^{\infty} \frac{\sin \alpha\theta \operatorname{th} 0,5\pi\theta}{1+\theta^2} d\theta = \alpha e^{-\alpha} - \operatorname{sh} \alpha \ln(1-e^{-2\alpha}).$$

С учетом изложенного окончательное выражение для расчета гармоник поля имеет вид

$$a_n = -\frac{4 \sin \beta}{\alpha t} e^{-\alpha} + \frac{8 \cos \beta}{\alpha \pi t} [\alpha e^{-\alpha} - \operatorname{sh} \alpha \ln(1-e^{-2\alpha})]. \quad (18)$$

Для коэффициента  $a_0/2$  известно точное аналитическое решение, полученное методом конформных отображений [13], однако с целью сохранения единства подхода в определении относительных гармоник проводимости приведем приближенное выражение.

После предельного перехода при  $h \rightarrow \infty$

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1-\bar{b}}{\bar{\delta}t} + \frac{4}{\pi t} \int_0^{\infty} \frac{\sin z}{z^2} \operatorname{th} \left( \frac{\bar{b}z}{2\bar{\delta}} \right) dz. \quad (19)$$

После интегрирования по частям, учитывая, что [12]

$$\int_0^{\infty} \frac{\cos z}{z} \operatorname{th} \left( \frac{\bar{b}z}{2\bar{\delta}} \right) dz = \ln \left( \operatorname{cth} \frac{\pi\bar{\delta}}{2\bar{b}} \right),$$

заключаем

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1-\bar{b}}{\bar{\delta}t} + \frac{4}{\pi t} \ln \left( \operatorname{cth} \frac{\pi\bar{\delta}}{2\bar{b}} \right) +$$

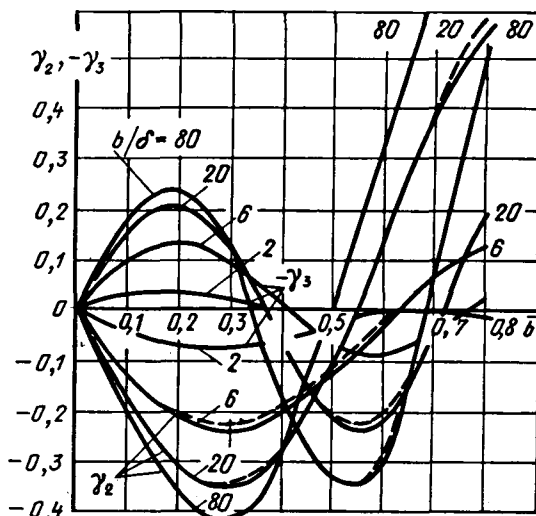
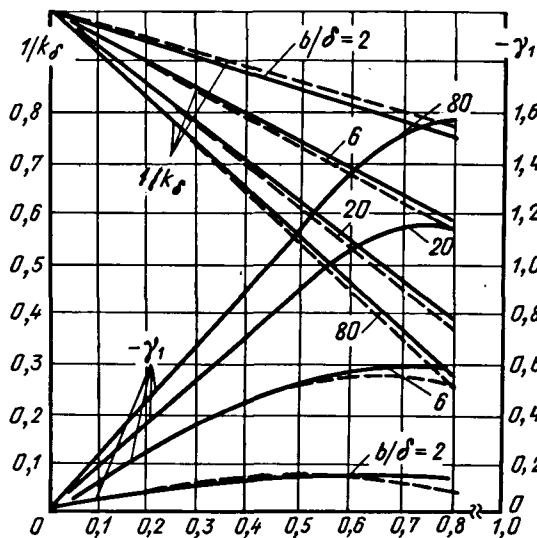


Рис. 2. Сравнительные результаты для односторонней зубчатости:

— данные Фримэна; — приближенный расчет

Вологодская областная универсальная научная библиотека

$$+ \frac{2\bar{b}}{\pi\delta t} \int_0^{\infty} \frac{\sin z}{z \operatorname{ch}^2\left(\frac{bz}{2\delta}\right)} dz. \quad (20)$$

Интеграл в (20) рассмотрим в виде суммы интегралов для интервалов от 0 до 1 и от 1 до  $\infty$ . При  $0 \leq z \leq 1$   $0,84 \leq \frac{\sin z}{z} \leq 1$ , и после замены  $\frac{\sin z}{z}$  значением 0,85

$$\frac{2\bar{b}}{\pi\delta t} \int_0^1 \frac{\sin z}{z \operatorname{ch}^2\left(\frac{bz}{2\delta}\right)} dz \approx \frac{3,4}{\pi t} \operatorname{th}\left(\frac{\bar{b}}{2\delta}\right). \quad (21)$$

При  $z > 1$   $\left|\frac{\sin z}{z}\right| < 0,85$ , поэтому

$$\left| \frac{2\bar{b}}{\pi\delta t} \int_1^{\infty} \frac{\sin z}{z \operatorname{ch}^2\left(\frac{bz}{2\delta}\right)} dz \right| < \frac{3,4}{\pi t} \left(1 - \operatorname{th}\frac{\bar{b}}{2\delta}\right). \quad (22)$$

Как показывают численные расчеты, интегралом в (22) при  $b/\delta \geq 2$  можно пренебречь.

Окончательное приближенное выражение для нулевой гармоники:

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1-\bar{b}}{\delta t} + \frac{4}{\pi t} \ln\left(\operatorname{cth}\frac{\pi\delta}{2\bar{b}}\right) + \frac{3,4}{\pi t} \operatorname{th}\frac{\bar{b}}{2\delta}. \quad (23)$$

Относительные амплитуды гармоник проводимости определяются соотношением

$$\gamma_n = 2a_n/a_0. \quad (24)$$

Как видно из рис. 2, найденные выражения для гармоник проводимости обеспечивают высокую точность совпадения с данными Фримэна [8]. Расхождение с точными результатами проявляется с ростом раскрытия паза и относительного размера зазора, однако оно не превышает допустимого для инженерных расчетов значения. Аналогичные результаты получены для гармоник порядка  $n=4,5$ .

**Магнитная проводимость при двухсторонней зубчатости.** Используемые выше положения относительно однородности поля под зубцом и слабого влияния глубины паза позволяют предложить следующий метод расчета проводимости и для общего случая двухсторонней зубчатости зазора.

Сущность метода покажем на примере двухсторонней идентичности зубчатости. Результирующая картина распределения униполярного потока (проводимости)  $\lambda_\delta(x)$  определяется как комбинация проводимостей  $\lambda_s(x)$  и  $\lambda_r(x)$ , рассчитанных для односторонней зубчатости. Причем, как видно из процедуры построения, приведенной на рис. 3, расчет подчиняется условию

$$\lambda_\delta(x, \theta) = \min[\lambda_s(x), \lambda_r(x - \theta)], \quad (25)$$

где  $\theta$  сдвиг зуба ротора относительно зуба статора.

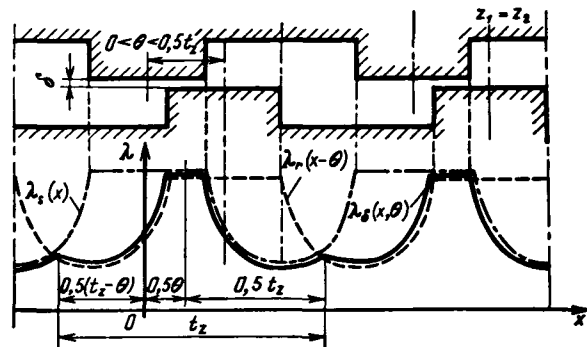


Рис. 3. К определению проводимости воздушного зазора при двухсторонней зубчатости

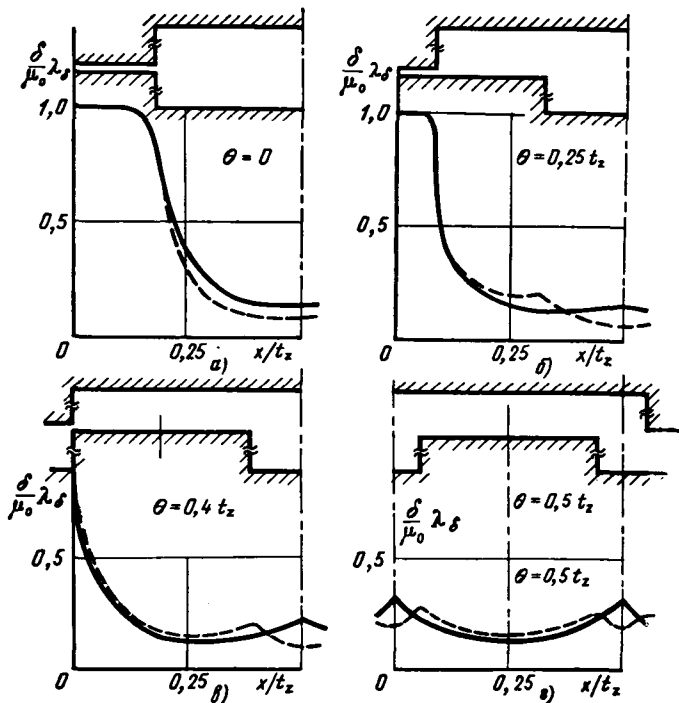


Рис. 4. Изменение относительной проводимости в пределах зубцового деления:  $z_1=z_2$ ;  $t_z/\delta=26,7$ ;  $b_n/t_z=0,6$ : — — — точный расчет (МКР); — предлагаемый метод

Правомерность такого подхода проверялась как по характеру изменения проводимости воздушного зазора  $\lambda_\delta(x)$ , так и по значению проводимости зубцового деления  $G(\theta)$ , которая дает интегральную оценку метода

$$G(\theta) = \int_{-t/2}^{t/2} \lambda_\delta(x, \theta) dx. \quad (26)$$

Из зависимостей на рис. 4 можно сделать вывод о хорошей сходимости  $\lambda_\delta(x)$ , найденной предлагаемым методом, с точными результатами при различных взаимных положениях зубцов

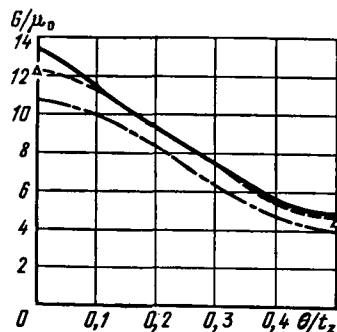


Рис. 5. Изменение проводимости зубцового деления:  
 $z_1 = z_2$ ;  $t_2/\delta = 26,7$ ;  $b_{n1}/t_2 = 0,6$ ; — — — точный расчет (МКР); — — — МГП; — — — предлагаемый метод;  $\Delta$  — метод конформных отображений из (14)

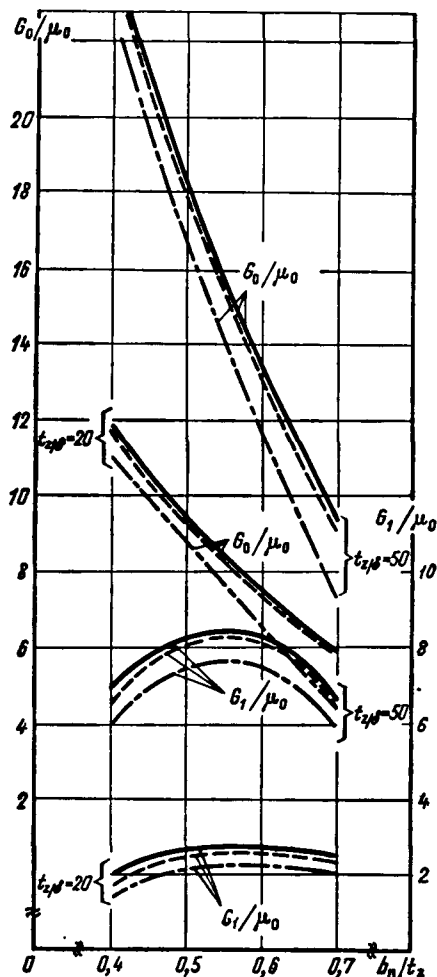


Рис. 6. Постоянная и основная составляющая проводимости зубцового деления для случая  $z_1 = z_2$ :

— — — — — точный расчет (МКР); — — — — — МГП; — — — — — предлагаемый метод

ротора и статора. Хорошее совпадение дает и оценка по значению зубцовой проводимости, приведенная на рис. 5 (расчет дан в приложении). Несколько завышенное значение проводимости имеет место для положения «зуб—зуб». Этот локальный выброс, как показывают расчеты, в большей или меньшей степени ха-

рактерен для метода в целом. Однако в определении постоянной составляющей и основной гармонической проводимости, представляющих наибольший интерес, указанное расхождение сказывается незначительно. Об этом можно судить по данным рис. 6, которые охватывают весь диапазон встречающихся на практике параметров. Заметим, что для положения «зуб—зуб» в качестве точного решения можно использовать проводимость при односторонней зубчатости для половинного зазора, так как линия, проходящая через середину зазора, является эквипотенциалью. Ниже показана применимость предлагаемого подхода к расчету проводимостей воздушного зазора с произвольной зубчатостью.

Результаты расчета зубцовых проводимостей для различных соотношений между числами зубцов статора  $z_1$  и ротора  $z_2$ , используемых во многих типах индукторных машин, в том числе взятых из [15, 16], подтверждают высокую точность предложенного метода для машин этого типа (для примера приведем рис. 7). Об этом же говорят данные, относящиеся к геометрии воздушного зазора, характерной для асинхронных и синхронных машин.

Важно заметить, что высокая точность сохраняется во всем реальном диапазоне раскрытия пазов и значений воздушного зазора. Метод

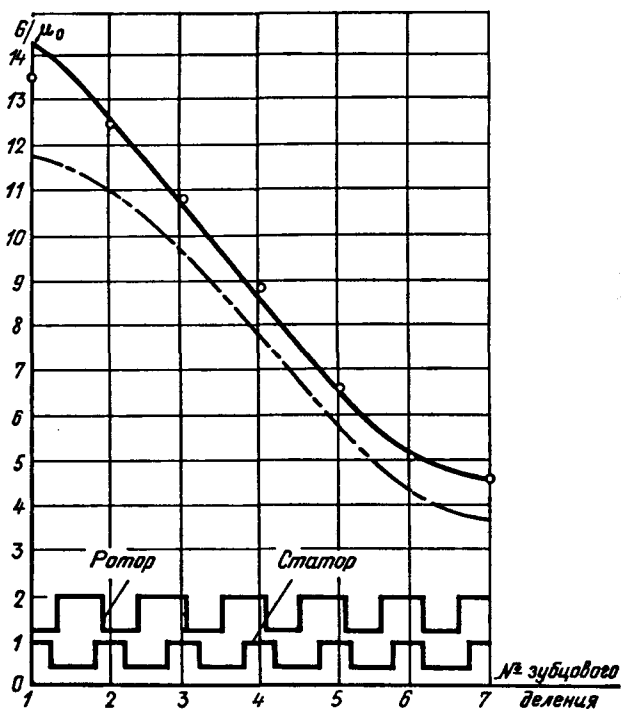


Рис. 7. Изменение проводимости зубцовых делений статора для случая  $z_1/p_1 = 12$ ;  $z_2/p_1 = 11$ ;  $t_2/\delta = 26,7$ ;  $t_2/\delta = 29,2$ ;  $b_{n1,2}/t_{21,2} = 0,6$ :

○ — точный расчет (МКР); — — — — — МГП; — — — — — предлагаемый метод

гармонических проводимостей такой стабильностью не обладает. Расхождение результатов, полученных по МГП, достигает 25 % при больших раскрытиях пазов и относительно малых зазорах, характерных для индукторных машин, хотя в частичных проводимостях учитывалось по шесть членов.

Другим достоинством предложенного метода является его относительно малая трудоемкость. Так, для получения результата методом конечных разностей (МКР), принятым в настоящей работе в качестве точного, в большинстве представленных случаев затрачивалось 35—45 мин. машинного времени ЭВМ ЕС-1061. Расчет предложенным способом занимал 1—2 мин.

Принципиальное отличие настоящего метода от МГП особенно четко проявляется, когда в выражениях частичных проводимостей учитываются лишь постоянная и основная составляющие.

В соответствии с МГП в случаях, когда числа зубцов статора и ротора отличаются в целое число раз (2, 3 и т. д.), переменная составляющая проводимости большего из зубцовых делений отсутствует. Это обстоятельство связано с тем, что интервал интегрирования будет содержать целое число периодов соответствующей гармоники. В то же время предложенный подход отражает физическую картину и обеспечивает хорошее совпадение результатов.

Таким образом, предложенный способ (25), согласно которому униполярная проводимость воздушного зазора определяется минимизацией проводимостей при односторонней зубчатости, обеспечивает высокую точность расчетов во всем практически встречаемом диапазоне параметров.

**Приложение.** К расчету зубцовых проводимостей. Для случая идентичной зубчатости в соответствии с рис. 3 и предложенным подходом можно найти аналитическое выражение для проводимости зубцового деления. В силу симметрии кривой проводимости  $\lambda_\delta(x)$  пределы интегрирования в формуле (26) удобно выбрать, как показано на рисунке, тогда

$$G(\theta) = \int_{-0,5(t_z - \theta)}^{0,5\theta} \lambda_r(x - \theta) dx + \int_{0,5\theta}^{0,5(\theta + t_z)} \lambda_s(x) dx. \quad (27)$$

Функции  $\lambda_s(x)$  и  $\lambda_r(x - \theta)$  в данном случае представим гармоническими рядами

$$\lambda_s = \frac{\mu_0}{\delta k_{\delta 1}} \left( 1 + \sum_{n=1}^n \gamma_{ns} \cos \frac{2\pi n}{t_z} x \right); \quad (28)$$

$$\lambda_r = \frac{\mu_0}{\delta k_{\delta 2}} \left[ 1 + \sum_{n=1}^n \gamma_{nr} \cos \frac{2\pi n}{t_z} (x - \theta) \right].$$

В формуле (28) коэффициенты гармонических проводимостей могут быть взяты из известных

кривых [8] или из первой части настоящей работы.

После подстановки (28) в (27) и интегрирования получим:

$$G(\theta) = \mu_0 \frac{t_z}{\delta k_{\delta 2}} 0,5 \left\{ 1 + \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^n \frac{\gamma_{nr}}{n} [(-1)^n - 1] \sin \times \right. \\ \left. \times \frac{\pi n}{t_z} \theta \right\} + \mu_0 \frac{t_z}{\delta k_{\delta 1}} 0,5 \left\{ 1 + \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^n \frac{\gamma_{ns}}{n} [(-1)^n - 1] \times \right. \\ \left. \times \sin \frac{\pi n}{t_z} \theta \right\}. \quad (29)$$

Учитывая, что  $1/k_{\delta 1} = 1/k_{\delta 2} = 1/k_\delta$  и  $\gamma_{ns} = \gamma_{nr} = \gamma_n$ , имеем

$$G(\theta) = \mu_0 \frac{t_z}{\delta k_\delta} \left\{ 1 - \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^n \frac{\gamma_n}{n} [(-1)^n - 1] \times \right. \\ \left. \times \sin \frac{\pi n}{t_z} \theta \right\}. \quad (30)$$

Для пояснения различия в результатах, показанных на рис. 6, воспользуемся выражением (30) для нахождения основных составляющих зубцовой проводимости  $G_0$  и  $G_1$ .

Постоянная составляющая проводимости

$$G_0 = \frac{2}{t_z} \int_0^{0,5 t_z} G(\theta) d\theta = \mu_0 \frac{t_z}{\delta k_\delta} \left\{ 1 - \frac{2}{\pi^2} \sum_{n=1}^n \frac{\gamma_n}{n} \times \right. \\ \left. \times [(-1)^n - 1] \right\}. \quad (31)$$

Первая гармоника проводимости

$$G_1 = \frac{4}{t_z} \int_0^{0,5 t_z} G(\theta) \cos \left( \frac{2\pi n}{t_z} \theta \right) d\theta = \\ = \mu_0 \frac{t_z}{\delta k_\delta} \left\{ \frac{4}{\pi^2} \sum_{n=1}^n \frac{\gamma_n}{4 - n^2} [(-1)^n - 1] \right\}. \quad (32)$$

В соответствии с МГП зубцовая проводимость имеет вид

$$G(\theta) = \mu_0 \frac{t_z}{\delta k_\delta^2} \left( 1 + 0,5 \sum_{n=1}^n \gamma_n^2 \cos \frac{2\pi n}{t_z} \theta \right). \quad (33)$$

На основании (33) нулевая и первая гармоники зубцовой проводимости по МГП определяются выражениями

$$G_0 = \mu_0 \frac{t_z}{\delta k_\delta^2}; \quad (34)$$

$$G_1 = \mu_0 \frac{t_z}{\delta k_\delta^2} 0,5 \gamma_1^2. \quad (35)$$

Сравнение формул (31), (32) и (34), (35) показывает их принципиальное различие. Существенным является то, что в формировании указанных гармоник зубцовой проводимости участвуют все нечетные гармоники частичных проводимостей, что не учитывает МГП. При этом коэффициент воздушного зазора в выражениях (31) и (32) входит в первой степени, а в (34) и (35) — во второй (при  $z_1 \neq z_2$ ,  $1/k_6 = 1/k_{\delta 1} \cdot 1/k_{\delta 2}$ ).

Для произвольного соотношения чисел зубцов статора и ротора получить общее аналитическое выражение для зубцовой проводимости затруднительно из-за сложности определения координат точек пересечения графиков функций  $\lambda_s(x)$  и  $\lambda_r(x - \theta)$ . В этом случае указанные функции вычислялись с достаточно мелким шагом, выполнялась процедура минимизации согласно (25) с последующим численным интегрированием и гармоническим анализом.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kron G. Induction motor slot combinations.— *TAJEE*, 1931, vol. 50, June.
2. Брандина Е. П. Определение проводимости воздушного зазора при двухсторонней зубчатости.— В кн.: *Электромагнитные процессы в энергетических устройствах*.— Л.: Энергия, 1971.
3. Жуловян В. В., Мацанова А. Л. К расчету проводимости воздушного зазора при двухсторонней зубчатости.— В кн.: *Вопросы теории и расчета электрических машин*.— Новосибирск: Изд. НЭТИ, 1974.

4. Альпер Н. Я., Терзян А. А. Индукторные генераторы.— М.: Энергия, 1970.
5. Домбур Л. Э. Аксиальные индукторные машины.— Рига: Зинатне, 1984.
6. Вольдек А. И., Лахтметс Р. А. Расчет магнитной проводимости воздушного зазора электрических машин.— *Электротехника*, 1969, № 9.
7. Талалов И. И., Страдомский Ю. И. Гармонические составляющие магнитной проводимости воздушного зазора электрических машин на зубчатой поверхности.— *Электротехника*, 1973, № 1.
8. Freeman E. M. The calculation of harmonics, due to slotting, in the flux-density waveform of a dynamoelectric machine.— *Proc. JEE*, 1962, vol. 109, part C, N 16.
9. Pohl R. Theory of pulsating-field machines.— *J. IEE*, 1946, vol. 93, pt. 11, № 31.
10. Вольдек А. И. Магнитное поле в воздушном зазоре асинхронных машин / Тр. ЛПИ, 1953, № 3.
11. Щукин М. И. Влияние конечной высоты паза на картину магнитного поля в воздушном зазоре.— В кн.: *Бесконтактные электрические машины*.— Рига: Зинатне, 1967, вып. 5.
12. Двайт Г. Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы.— М.: Наука, 1973.
13. Carter F. W. Air-gap induction.— *El. World and Engineering*, 1901.
14. Mukherjt K. C., Nevill S. Magnetic permeance of identical double slotting.— *Proc. JEE*, 1971, vol. 118, № 9.
15. Домбур Л. Э. Магнитное поле в воздушном зазоре аксиальной индукторной машины при холостом ходе с учетом зубчатости якоря.— В кн.: *Бесконтактные электрические машины*.— Рига: Зинатне, 1965, вып. 4.
16. Цейтлина Л. Г. Исследование проводимости и э. д. с. однофазного индукторного генератора с классической зубцовой зоной с учетом двухсторонней зубчатости.— Автореф. дисс. на соиск. степени к-та техн. наук. Новосибирск, 1973.

[07.07.87]



## Индуктивность кабельного коллектора емкостного накопителя энергии

БАЛТАХАНОВ А. М., ЖЕРЛЫГИН В. И.

Истринское отделение ВЭИ

Одним из основных элементов емкостных накопителей (ЕН) энергии большой энергоемкости является кабельный коллектор, который, как правило, выполняется в виде плоских шин, разделенных малым изоляционным зазором. Основное назначение кабельного коллектора — подвести ток большим числом кабелей к нагрузке малой длины без существенного увеличения индуктивности разрядной цепи ЕН.

Основы приближенного расчета индуктивности плоских шин сформулированы в [1]. Практически важен случай кабельного коллектора с плоскими прямоугольными шинами при присоединении источников тока и нагрузки к краю шин. В [2] приведены расчетные формулы и графики для определения индуктивности такого коллектора при условии, что на краю шин, в месте присоединения источников тока и нагрузки, потенциал задан. Это условие выполняется в случае, если соединительные кабели от источников к коллектору короткие и индуктивность коллектора  $L_k$  соизмерима с эквивалентной индуктивностью остальных систем ЕН ( $L' = L_c + L_t + L_p$  — здесь суммированы индуктивность конденсаторов, токопроводящих кабелей и коммутаторов в расчете на один токоподвод к коллектору). В ЕН большой энергоемкости длина кабелей составляет 20—100 м, т. е. выполняется условие  $L_k \ll L'$ , поэтому при расчете индуктивности шин следует задавать распределение плотности тока на краю шин.

Целью данной статьи являются получение расчетных формул для индуктивности плоских прямоугольных шин при условии, что распределение плотности тока задано в местах подключения источников тока и нагрузки. Расчетные формулы и графики могут найти применение при проектировании кабельных коллекторов для ЕН большой энергоемкости.

При расчете индуктивности коллектора примем, что ток подводится непосредственно к краю шин и будем считать равномерным распределение тока на участке токопровода и токоотвода. Кроме того, ограничимся приближением идеальной проводимости и рассмотрим систему шин при условии, что  $h \ll l$  (рис. 1), где  $h$  — изоляционный зазор между шинами;  $l$  — характерный линейный размер шин.

В [3] показано, что если  $h \ll l$ , то при расчете индуктивности шин поле в зазоре между шинами можно принять плоскопараллельным. В этом приближении не учитывается возрастание плотности тока у края шин и частичное протекание тока с их наружной поверхности вблизи края. Относительная погрешность расчета индуктивности является величиной порядка  $h/l \ln l/h$ . В [4] получено более точное выражение для расчета индуктивности, по которому можно оценить погрешность расчета индуктивности, полученную из условия плоскопараллельности поля.

Следуя [3], при принятых допущениях расчет индуктивности шин можно выполнить, полагая магнитное поле плоскопараллельным и полностью сосредоточенным в зазоре между шинами. Неучет трехмерного характера поля на расстоянии  $h$  от края шин приводит к относительной погрешности в величине индуктивности системы порядка  $h/l \ln l/h$  [3].

В [3] расчет магнитного поля шин сведен к решению второй краевой задачи для уравнения Лапласа относительно скалярного электрического потенциала. При заданной плотности тока на границе шин более удобным является формулировка задачи относительно скалярного магнитного потенциала. Напряженность магнитного поля в зазоре  $H$  и поверхностная плотность тока  $j$  выражаются через функцию скалярного магнитного потенциала  $u$  известными соотношениями [5]:

$$H_x = j_y = -\frac{\partial u}{\partial x}; \quad H_y = -j_x = -\frac{\partial u}{\partial y}; \quad H_z = 0.$$

На границе шин задана нормальная составляющая плотности тока  $j_n$ , следовательно, известно распределение касательной составляющей напряженности магнитного поля  $H_t$ . Задав в произвольной точке на границе шин магнитный потенциал  $u$  равным нулю, найдем граничное распределение потенциала. Тогда расчет магнитного поля в зазоре между шинами сводится к решению первой краевой задачи для уравнения Лапласа в прямоугольной области  $D(0 \leq x \leq x_1, 0 \leq y \leq y_1)$ , ограниченной контуром  $S$ :

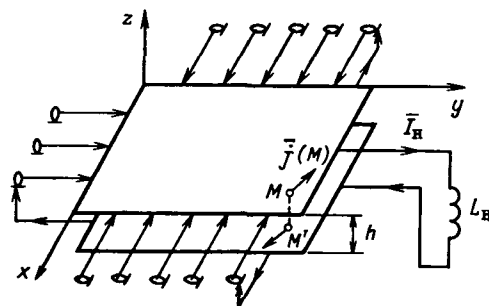
$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} = 0 \quad (1)$$

с граничным условием

$$u(s) = \int_S H_t ds = \int_S j_n ds. \quad (2)$$

Примем потенциал  $u$  равным нулю в точке с координатами  $x = x_1/2, y = 0$ , тогда потенциал на контуре определяется из (2):

$$\left. \begin{aligned} u/x=0 &= \varphi_0(y) = j_2 x_1/2 + j_1 y & (0 \leq y \leq y_1); \\ u/x=x_1 &= \varphi_1(y) = -j_2 x_1/2 - j_1 y & (0 \leq y \leq y_1); \\ u/y=0 &= \psi_0(x) = j_2(x_1/2 - x) & (0 \leq x \leq x_1); \end{aligned} \right\} \quad (3)$$



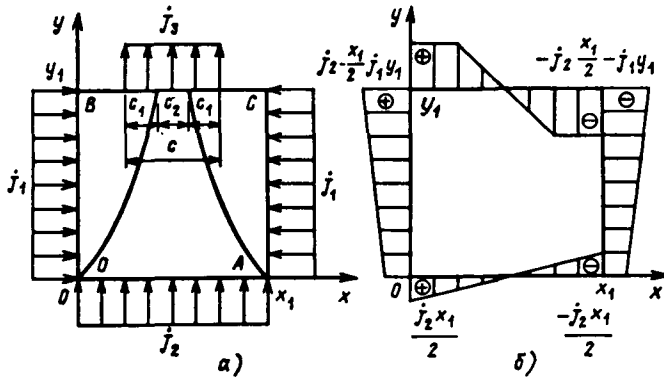


Рис. 2. Схема токоподвода и токосъема с кабельного коллектора (а) и эпюра распределения скалярного магнитного потенциала по границе расчетной области (б)

$$u_{y=y_1} = \Psi_1(x) = \begin{cases} j_2 x_1/2 + j_1 y_1 & (0 \leq x \leq (x_1 - c)/2); \\ j_2 x_1/2 + j_1 y_1 - j_3 \left( x - \frac{x_1 - c}{2} \right) & \left( \frac{x_1 - c}{2} \leq x \leq \frac{x_1 + c}{2} \right); \\ -j_2 x_1/2 - j_1 y_1 & \left( \frac{x_1 + c}{2} \leq x \leq x_1 \right). \end{cases}$$

Искомое решение задачи имеет следующий вид [6]:

$$u = \frac{2}{y_1} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \alpha_{1n} \operatorname{sh} \frac{n\pi(x_1 - x)}{y_1} = \alpha_{2n} \operatorname{sh} \frac{n\pi x}{y_1} \right] \times \\ \times \frac{\sin \frac{n\pi y}{y_1}}{\operatorname{sh} \frac{n\pi x_1}{y_1}} + \frac{2}{x_1} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \alpha_{3n} \operatorname{sh} \frac{n\pi(y_1 - y)}{x_1} + \right. \\ \left. + \alpha_{4n} \operatorname{sh} \frac{n\pi y}{x_1} \right] \frac{\sin \frac{n\pi x}{x_1}}{\operatorname{sh} \frac{n\pi y_1}{x_1}}, \quad (4)$$

где

$$\alpha_{1n} = \frac{2}{y_1} \int_0^{y_1} \varphi_0(y) \sin \frac{n\pi y}{y_1} dy = \frac{2}{n\pi} \left[ j_2 \frac{x_1}{2} (1 - \cos n\pi) - \right. \\ \left. - j_1 y_1 \cos n\pi \right];$$

$$\alpha_{2n} = \frac{2}{y_1} \int_0^{y_1} \varphi_1(y) \sin \frac{n\pi y}{y_1} dy = \frac{2}{n\pi} \left[ j_2 \frac{x_1}{2} (1 - \cos n\pi) - \right. \\ \left. - \frac{2j_1 y_1 + j_2 x_1}{c} y_1 \cos n\pi \right]; \quad (5)$$

$$\alpha_{3n} = \frac{2}{x_1} \int_0^{x_1} -\Psi_0(x) \sin \frac{n\pi x}{x_1} dx = \frac{j_2 x_1}{n\pi} (1 + \cos n\pi);$$

$$\alpha_{4n} = \frac{2}{x_1} \int_0^{x_1} \Psi_1(x) \sin \frac{n\pi x}{x_1} dx = \frac{2}{n\pi} \left[ \left( j_2 \frac{x_1}{2} + j_1 y_1 \right) \times \right. \\ \left. \times (1 + \cos n\pi) - 2 \frac{2j_1 y_1 + j_2 x_1}{c} \frac{x_1}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{2} \right].$$

Вычислим индуктивность шин по формуле [1]

$$L = \frac{2W}{I^2} = \frac{1}{I^2} \int_S j(s) \Phi(s) ds, \quad (6)$$

где  $W$  — энергия магнитного поля, сосредоточенная в зазоре между шинами;  $\Phi(s)$  — поток через контур соответствующей нити тока  $j(s)$ .

$$W = \frac{1}{2} \left[ 2 \int_0^{y_1} \Phi_1(y) j_1 dy + \int_0^{x_1} \Phi_2(x) j_2 dx \right];$$

$$\frac{1}{\mu_0 h} \Phi_1(y) = - \int_y^{y_1} H_x(0, y) dy + \int_0^{\frac{x_1 - c_2}{2} - \frac{c_1 y}{2y_1}} H_y(x, y_1) dx,$$

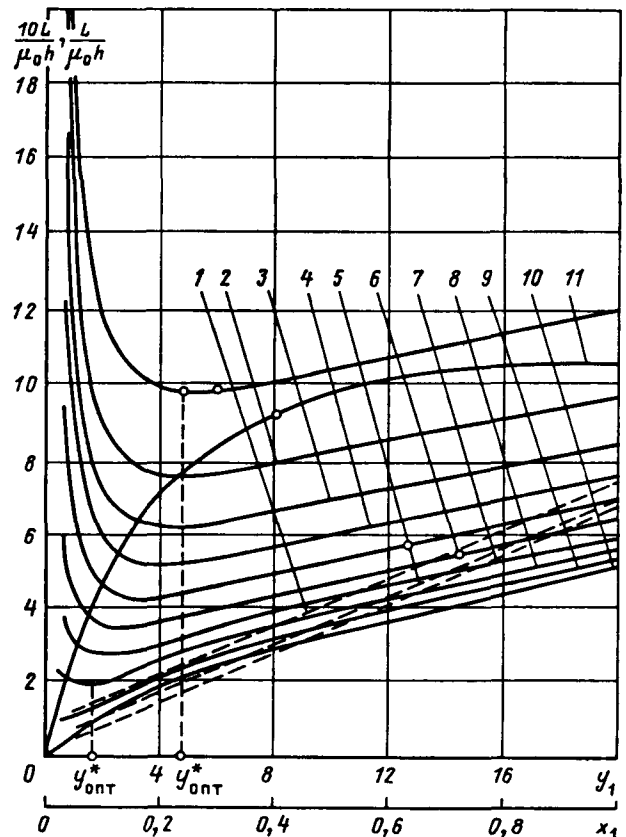


Рис. 3. Зависимости индуктивности прямоугольных шин от его геометрических размеров при условии, что на краю шин задана плотность тока  $j_1 = j_2 \neq 0$  (кривые 1–10) и задан потенциал [2] (кривая 11); сплошные кривые относятся к интервалу  $0 < y/x \leq 1$ ; им соответствует ось ординат  $10 L / \mu_0 h$ ; пунктирные — к интервалу  $y_1/x_1 > 1$ ; 1 —  $c^* = 0,1$ ; 2 —  $c^* = 0,2$ ; 3 —  $c^* = 0,3$ ; 4 —  $c^* = 0,4$ ; 5 —  $c^* = 0,5$ ; 6 —  $c^* = 0,6$ ; 7 —  $c^* = 0,7$ ; 8 —  $c^* = 0,8$ ; 9 —  $c^* = 0,9$ ; 10 —  $c^* = 1$ ; 11 —  $c^* = 0,1$  [2]

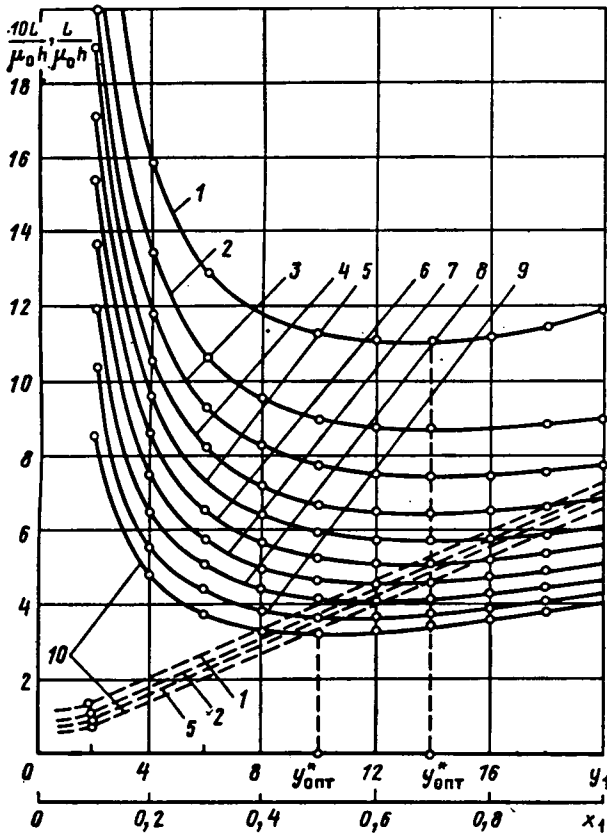


Рис. 4. Индуктивность прямоугольных шин при условии, что  $j_1 \neq 0$ , а  $j_2 = 0$  (сплошные и пунктирные кривые, их нумерация принята так же, как и для рис. 3)

$$\frac{1}{\mu_0 h} \Phi_2(x) = - \int_0^x H_y(x, 0) dx + \int_0^{y_1} H_y(x, y_1) dx - \int_0^{y_1} H_x(0, y) dy; \quad (7)$$

$$c_1 = \frac{2j_1 y_1 c}{2j_1 y_1 + j_2 x_1}; \quad c_2 = \frac{j_2 x_1 c}{2j_1 y_1 + j_2 x_1},$$

где  $\Phi_1(y)$  — поток, охватываемый нитью тока с плотностью  $j_1$ , подведенного к стороне  $OB$  прямоугольника (см. рис. 2, а) в точке с координатами  $(0; y)$ , которая снимается по стороне  $BC$  в точке  $(\frac{x_1 - c_2}{2} + \frac{c_1 y}{2}; y_1)$ ; аналогично  $\Phi_2(x)$  — поток, охватываемый нитью тока с плотностью  $j_2$ , подведенного по стороне  $OA$  прямоугольника в точке с координатами  $(x; 0)$  и снимаемого по стороне  $BC$  с точки  $(\frac{x_1 - c_2}{2} + \frac{c_2 x}{2}; y_1)$ ;  $c_1, c_2, c = c_1 + c_2$

— участки, с которых снимается ток, подведенный с плотностью  $j_1$  и  $j_2$  соответственно (см. рис. 2).

Так как линии тока представляют собой эквипотенциалы, то точки входа и выхода нитей тока легко определяются по распределению потенциала на границе шин (рис. 2, б).

Определив напряженность магнитного поля  $H$  по извест-

ному распределению потенциала  $u$  и подставив его в (7) и (6), находим выражение для индуктивности рассматриваемой системы:

$$L = \frac{2\mu_0 h}{\pi(2j_1 y_1 + j_2 x_1)^2} \left[ \frac{2j_1 y_1 + j_2 x_1}{c} \left( y_1 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha_{1n}}{n} \times \right. \right. \\ \times \frac{\operatorname{sh} \frac{n\pi c}{2y_1}}{\operatorname{sh} \frac{n\pi x_1}{2y_1}} (-1)^n + x_1 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha_{4n} \operatorname{ch} \frac{n\pi y_1}{x_1} - \alpha_{3n}}{n \operatorname{sh} \frac{n\pi y_1}{x_1}} \times \\ \times \sin \frac{n\pi c}{2x_1} (-1)^{n+1} + x_1 y_1 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha_{3n} - \alpha_{4n}}{n} - \\ \left. \left. - y_1 j_2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha_{1n}}{n} \right) \right] \quad (8)$$

Выражение (8) при  $x_1 = c$  и  $j_1 = 0$  дает известную формулу для определения индуктивности прямоугольных шин с подводом и съемом тока с противоположных сторон  $L = \mu_0 h y_1 / x_1$ , а при  $x_1 = c$  и  $j_2 = 0$  получаем

$$L = \mu_0 h \left( \frac{y_1}{3x_1} + \frac{x_1}{12y_1} \right). \quad (9)$$

На рис. 3 приведены графики зависимости индуктивности шин от отношения длины ее сторон  $y_1^* = y_1 / x_1$  и ширины токосъема  $c^* = c / x_1$  при условии, что плотность токоподвода  $j_1 = j_2 \neq 0$ . Как видно из рисунка при  $c < x_1$  кривые имеют V-образную форму. Увеличение индуктивности шин  $L$  с умень-

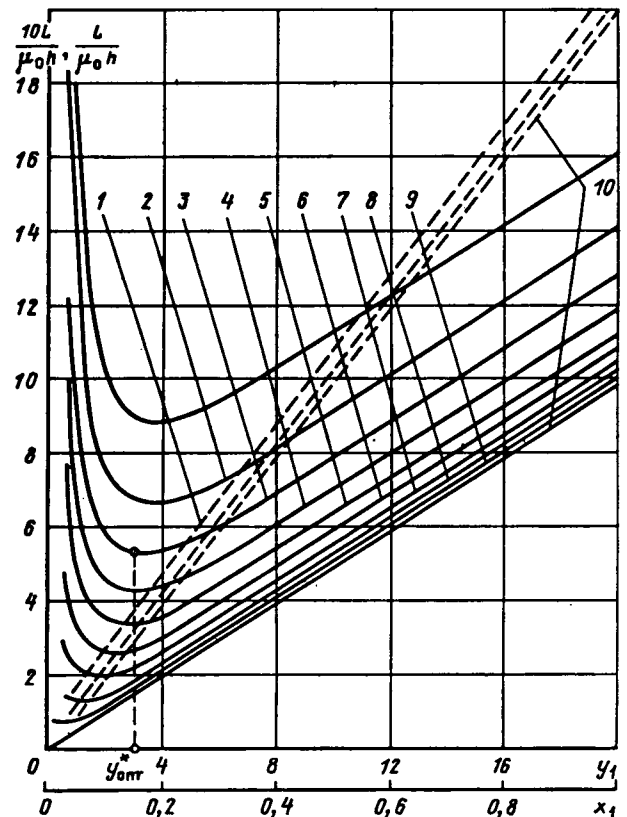


Рис. 5. Индуктивность прямоугольных шин при условии, что  $j_1 = 0$ , а  $j_2 \neq 0$  (сплошные и пунктирные кривые, их нумерация принята так же, как и для рис. 3)

шением  $y_1$  на левой ветви кривых объясняется тем, что с уменьшением  $y_1$  уменьшается ширина полосы, по которой течет ток со сторон, примыкающих к токосяему, а увеличение  $I$  на правой ветви вызвано увеличением длины полосы, по которой течет ток.

Для сравнения на рис. 3 (кривая  $II$ ) представлена также зависимость индуктивности шин от  $y_1$  при заданном электрическом потенциале [2], которая начинается с нуля, монотонно нарастает и достигает насыщения при  $y_1^* \geq 1$ . Большое различие хода кривых  $I$  и  $II$  говорит о том, что при расчете индуктивности коллекторов ЕН большой энергоемкости следует использовать результаты, полученные при условии, что на границе шин задано распределение плотности тока (кривые  $I-10$ ).

Результаты расчетов при  $j_1 \neq 0$ ,  $j_2 = 0$  представлены на рис. 4. В этом случае минимум кривых проходит выше, чем на рис. 3 (при  $j_1 = j_2 \neq 0$ ). Очевидно, что с увеличением  $y$  вклад в суммарный ток  $I$  (где  $I = 2j_1 y_1 + j_2 x$ ) от  $j_2$  уменьшается и поэтому уменьшается разница между соответствующими кривыми  $L(c^*, y_1^*)$  на рис. 3 и 4, например, при  $y_1^* \geq 1$  эта разница не превышает 5 %. Правая ветвь кривых  $L(c^*, y_1^*)$  на рис. 3 и 4 при  $y_1^* \geq 4$  изменяется практически по линейному закону и может быть с точностью не менее 5 % аппроксимирована выражением

$$L(c^*, y_1^*) = \mu_0 h \left[ \frac{1}{3} y_1^* + 0,78(1 - c^*) \right]. \quad (10)$$

На рис. 5 приведены зависимости индуктивности шин при условии, что  $j_1 = 0$ ,  $j_2 \neq 0$ . В этом случае левая ветвь кривых ( $y_1^* < y_{0\text{пт}}$ ) с уменьшением  $y_1^*$  стремится к соответствующим

шим кривым  $L(c^*, y_1^*)$  на рис. 3 (где  $j_1 = j_2 \neq 0$ ), так как с уменьшением  $y_1^*$  уменьшается вклад в суммарный ток  $I$  от  $j_1$ . Правая ветвь кривых  $L(c^*, y_1^*)$  при  $y_1^* > 0,4$  изменяется практически по линейному закону и может быть с точностью не менее 5 % аппроксимирована выражением

$$L(c^*, y_1^*) = \mu_0 h [y_1^* + 0,71(1 - c^*)]. \quad (11)$$

**Вывод.** Получено аналитическое выражение и построены графики для определения индуктивности плоских прямоугольных шин, разделенных малым изоляционным зазором при условии, что на границе шин задано распределение плотности тока.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техника больших импульсных токов и магнитных полей / Под ред. В. С. Комелькова. — М.: Атомиздат, 1970. — 472 с.
2. Шнеерсон Г. А. Расчеты параметров цепей разряда емкостных накопителей энергии. — Л.: ЛПИ, 1980. — 56 с.
3. Шнеерсон Г. А. Индуктивность плоской ошиновки емкостных генераторов больших импульсных токов. — Научно-технический информационный бюллетень ЛПИ, 1961, № 8, с. 106—113.
4. Шнеерсон Г. А. Приближенный расчет индуктивности при высокой частоте двух параллельных листов, соединенных цилиндрическими проводниками. — ЖТФ, 1962, т. 37 вып. 11, с. 1349—1360.
5. Теоретические основы электротехники / Под ред. Н. А. Ионкина. — М.: Высшая школа, 1976, т. 2.
6. Смирнов М. М. Задачи по уравнениям математической физики. — М.: Наука, 1975. — 128 с.

[18.05.87]

УДК 621.316:538.26.001.24

## Клапаны давления с постоянными магнитами

СТОМА С. А., ПАЛАСТИН Л. М., МЯГКОВ И. В.

Всесоюзный научно-исследовательский институт электромеханики

Клапаны давления находят широкое применение в различных отраслях техники.

Для защиты приборов от деформаций, вызываемых изменением давления окружающей среды, применяются, как правило, пружинные предохранительные клапаны на относительно большие значения перепадов давления [1]. В последнее время выявилась потребность в клапанах давления на относительно малые значения перепадов давления (десятки торр\*).

Для повышения надежности и длительности функционирования клапанов давления на малые значения перепадов давления в условиях разрежения окружающей среды целесообразно удалить силовой элемент в запорном устройстве клапана — пружину, заменив ее постоянным магнитом. Это позволяет использовать силу магнитного притяжения постоянного магнита вместо механической силы пружины.

Для расширения области применения клапанов давления и осуществления различных проверок герметизируемых объемов рационально применять клапаны двустороннего действия.

Пружинные клапаны давления при длительной работе в условиях разрежения окружающей среды имеют следующие недостатки [2]: наличие подвижных трущихся элементов: пружина; центральный подвижный шток с острием, передающим усилие рабочей пружины на запорный элемент, в месте контакта с которым силы трения особо велики; трение между штоком и внутренним отверстием в направляющей крышке; все эти элементы находятся под действием силы пружины, следствием чего имеют место повышенный износ трущихся частей и загрязнение клапана;

в условиях разрежения возможна холодная сварка трущихся элементов;

при воздействии изменяющейся температуры может происходить отпуск материала пружины и потеря ее работоспособности;

возможно защемление, заедание пружины;

при больших сроках службы возможны потери упругости, старение и изменение характеристик пружины и др.

Перечисленные недостатки приводят к снижению надежности и срока эксплуатации пружинных клапанов.

Отмеченные недостатки пружинных клапанов практически полностью устраняются в разработанных магнитных

\* 1 Торр = 133,322 Па.

клапанах давления при существенном повышении надежности и длительности функционирования при малых перепадах давления в условиях разрежения окружающей среды.

Клапан с внутризамкнутым магнитным потоком (двумя постоянными магнитами). На рис. 1 изображена конструкция магнитного клапана [3], функционирующего при перепадах давления 30—70 Торр.

Клапан содержит корпус 1, имеющий две полости, разделенные поперечной перегородкой 2 с двумя кольцевыми ножами (седлами) и проходными каналами 3, связывающими эти полости (как в клапане [1]); два магнитомягких якоря 4, расположенных в тарельчатых герметизирующих узлах 5 с эластичными прокладками 6, и две ограничительные крышки 7. Магниты 8 и 9 создают магнитное поле, локализованное между ними и якорями 4.

Разноименно намагниченные в аксиальном направлении коаксиально-копланарные кольцевой 8 и цилиндрический 9 магниты установлены в поперечной перегородке корпуса. Корпус с перегородкой, тарельчатые узлы и ограничительные крышки выполнены из немагнитных материалов.

При выполнении постоянных магнитов из известных магнитотвердых материалов с относительно низкой анизотропией, например сплав «магнито», для уменьшения потоков рассеяния между боковыми поверхностями цилиндрического и кольцевого магнитов необходим сравнительно большой немагнитный промежуток.

В рассматриваемых клапанах применены редкоземельные магниты. Благодаря высокой анизотропии редкоземельных магнитов вдоль оси намагничивания рассеяние по боковым цилиндрическим соприкасающимся поверхностям практически отсутствует, что позволяет располагать магниты вплотную один внутри другого, практически не снижая использования магнитов. Это позволяет обеспечить минимальную массу, аксиальные и особенно радиальные размеры клапана.

В устройстве клапана с постоянными магнитами (см. рис. 1) практически полностью устранены трение между элементами клапана и другие недостатки пружинных клапанов.

Рабочие потоки магнитов  $\Phi_{\delta_1}$  и  $\Phi_{\delta_2}$  замыкаются через магнитомягкие якоря 4. Потоки рассеяния  $\Phi_{\delta_{1,2}}$ , замыкающиеся между рабочими поверхностями магнитов и не проникающие в якоря, оказываются достаточно большими из-за относительно больших рабочих разноименно намагниченных торцевых поверхностей магнитов и относительно больших рабочих зазоров (собственно зазоров, толщин эластичных прокладок и немагнитных конструктивных элементов крепления постоянных магнитов).

Благодаря этому при развитых поверхностях рабочих площадей тарельчатых узлов возможно создать клапан на малые перепады давления (рис. 2). Данная конструкция клапана, несмотря на наличие немагнитного корпуса, обеспечивает малую длину линии магнитной индукции. Это обуславливает локализацию магнитного потока в магнитной цепи якорь — рабочий зазор — магнит, благодаря чему практически отсутствуют потоки рассеяния в окружающем клапан пространстве. Самоцентрирование тарельчатых узлов относительно ножевого уплотнения осуществляется благодаря «явнополюсному эффекту» системы постоянный магнит — якорь за счет равенства внешних диаметров кольцевого (наружного) магнита и магнитомягких якорей.

Магнитный клапан поддерживает необходимый перепад между давлением в герметизированном объеме, связанным с одной полостью клапана, и давлением окружающей среды, связанным с другой полостью клапана.

На каждый из магнитомягких якорей магнитного клапана действуют следующие силы: сила притяжения к магнитам  $F_{п.м.}$ , сила давления в герметизированном объеме  $F_{гер.}$ , сила

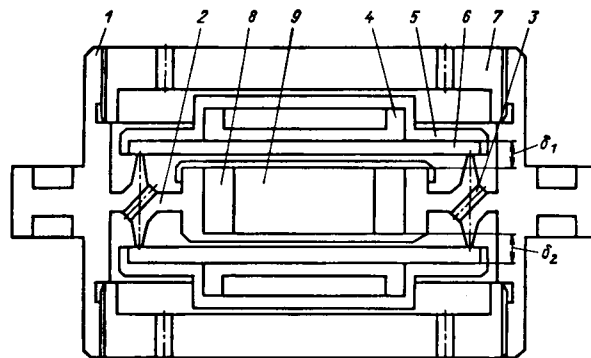


Рис. 1. Конструкция магнитного клапана с внутризамкнутым магнитным потоком (двумя постоянными магнитами)

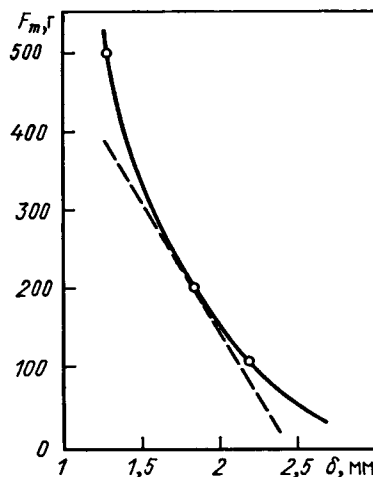


Рис. 2. Картина потокораспределения клапана с внутризамкнутым магнитным потоком

давления окружающей среды  $F_{вак}$  и сила упругости резиновой прокладки  $F_{рез.}$

Клапан работает следующим образом. Пусть в исходном состоянии при  $F_{вак} = \text{ваг}$  и  $F_{гер} = \text{ваг}$   $F_{вак} = F_{гер}$ , при этом клапан закрыт. При снижении давления окружающей среды до значения, при котором разность сил  $F_{гер} - F_{вак}$  становится больше силы магнитного притяжения  $F_{п.м.}$ , клапан открывается. Это происходит до тех пор, пока сила магнитного притяжения  $F_{п.м.}$  не станет равной разности сил  $F_{гер} - F_{вак}$ . Тогда клапан закрывается, эластичная прокладка якоря соприкасается с кольцевым ножом перегородки, начинает действовать сила упругости резины  $F_{рез.}$

При последующем снижении давления окружающей среды продолжают протечки, уменьшается давление в герметизированном объеме, повышается удельное давление в ножевом уплотнении вследствие упругой деформации эластичной прокладки, уменьшается рабочий зазор и увеличиваются силы магнитного притяжения якоря к магнитам  $F_{п.м.}$ . При этом герметизация клапана улучшается, протечки уменьшаются и т. д. Существенной положительной особенностью магнитных клапанов является рост силы притяжения якоря к магнитам при уменьшении зазора между ними (отрицательная жесткость). Зависимость силы магнитного притяжения от рабочего зазора показана на рис. 3. При уменьшении избыточного давления в

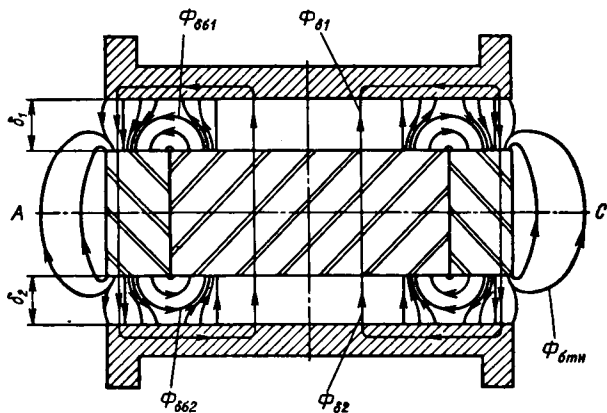


Рис. 3. Зависимость силы магнитного притяжения от рабочего зазора

герметизированном объеме с течением времени давление в ножевом уплотнении растет, что увеличивает надежность герметизации по сравнению с пружинными клапанами.

В пружинных клапанах жесткость положительна и постоянна. При открытии клапана (при увеличении воздушного зазора) усилие пружины возрастает, а при закрытии клапана (при уменьшении воздушного зазора) усилие пружины уменьшается. Поэтому в пружинных клапанах условия герметизации хуже, чем в магнитном клапане.

Дополнительное повышение герметичности магнитного клапана при его закрытии обеспечивается еще и тем, что по мере деформации эластичной прокладки и уменьшения одного из рабочих зазоров происходит уменьшение потока рассеяния  $\Phi_{\delta\sigma 1}$  между коаксиально-копланарными магнитами, увеличение полезного потока  $\Phi_{\delta 1}$  магнитов и дополнительное увеличение силы магнитного притяжения якоря.

Проходные каналы 3 в поперечной перегородке 2 (см. рис. 1) связывают каждый из якорей с герметизированным объемом и окружающей средой, что обеспечивает двустороннее действие клапана. Поэтому при повышении давления окружающей среды до значения, при котором разность сил  $F_{\text{вак}} - F_{\text{гер}}$  становится больше силы магнитного притяжения  $F_{\text{п.м.}}$ , открывается другая сторона клапана.

Особенностью магнитной цепи клапана является соизмеримость размеров магнитов и рабочего зазора. Расчет магнитной цепи клапана может производиться любым известным методом, в том числе графоаналитическим методом по вероятностной картине токораспределения. Магнитные сопротивления отдельных участков магнитной цепи также рассчитываются известными методами в зависимости от характера физической картины токораспределения (одно-, двух- или трехмерной). Выбор того или иного метода расчета участков магнитной цепи определяет разработчик. В статье дается наиболее полная схема замещения магнитной цепи, по которой рассчитывается сила магнитного притяжения якоря к магнитам клапана. Вопросы расчета схем замещения магнитных цепей различных типов машин рассмотрены в [5].

При расчете клапана строится графоаналитическим методом вероятностная картина полей рассеяния, по которой токораспределение должно соответствовать условиям приложения н. с. и иметь конфигурации, при которых соответствующие магнитные проводимости максимальны.

Клапану с внутризамкнутым магнитным потоком соответствуют картина токораспределения рис. 2 и схема замещения рис. 4, где  $\delta_1$  и  $\delta_2$  — немагнитные рабочие зазоры,  $\Phi_{\delta 1}$  и  $\Phi_{\delta 2}$  — рабочие потоки, проходящие через торцевые поверхности

наружного и внутреннего магнитов и по магнитомягким якорям;  $\Phi_{\delta\sigma 1}$  и  $\Phi_{\delta\sigma 2}$  — потоки рассеяния между рабочими разноименно намагниченными торцами наружного и внутреннего магнитов, не проходящие по магнитомягким якорям;  $\Phi_{\sigma mn}$  — поток рассеяния между противоположными торцевыми поверхностями наружного магнита во внешнем пространстве;  $e_{mn}$  — намагничивающая сила (н. с.) наружного (кольцевого) магнита;  $e_{mv}$  — н. с. внутреннего (цилиндрического) магнита;  $R_{mn}$ ,  $R_{mv}$  — магнитные сопротивления наружного и внутреннего магнитов;  $R_{\delta n1}$ ,  $R_{\delta n2}$  — магнитные сопротивления рабочих зазоров  $\delta_1$  и  $\delta_2$  наружного магнита;  $R_{\delta v1}$ ,  $R_{\delta v2}$  — магнитные сопротивления тех же рабочих зазоров внутреннего магнита;  $R_{a1}$ ,  $R_{a2}$  — магнитные сопротивления двух якорей;  $R_{\delta\sigma 1}$ ,  $R_{\delta\sigma 2}$  — магнитные сопротивления, соответствующие потокам рассеяния  $\Phi_{\delta\sigma 1}$  и  $\Phi_{\delta\sigma 2}$ ;  $R_{\sigma mn}$  — магнитное сопротивление, соответствующее потоку рассеяния  $\Phi_{\sigma mn}$ .

При расчете магнитных цепей клапанов можно принять следующие упрощения:

магнитные сопротивления якорей  $R_a$  малы;

поток рассеяния между боковыми цилиндрическими соприкасающимися поверхностями магнитов не учитывается ввиду высокой анизотропии редкоземельных магнитов.

При равенстве рабочих зазоров  $\delta_1$  и  $\delta_2$  магнитная цепь симметрична относительно средней оси магнитов (ось АС рис. 4), расчет магнитов по схеме замещения может производиться на один полюс. В случае неодинаковых рабочих зазоров  $\delta_1$  и  $\delta_2$  магнитная цепь несимметрична и необходимо производить расчет всей магнитной системы клапана.

По схеме замещения и геометрическим размерам магнитной цепи клапана рассчитывается магнитное сопротивление внешней цепи магнитов. По диаграммам размагничивания, построенным для каждого магнита в отдельности, определяются рабочие потоки наружного и внутреннего магнитов, проходящие по магнитомягким якорям, и потоки рассеяния, не связанные с магнитомягкими якорями.

Сила магнитного притяжения магнитомягкого якоря к постоянным магнитам определяется суммой сил от рабочих потоков магнитов. Суммарная сила магнитного притяжения определяет перепад между давлением в герметизированном объеме и давлением окружающей среды, на поддержание которого рассчитывается данный клапан [5].

Основные размеры выполненных, исследованных и внедренных в народное хозяйство клапанов давления с постоянными редкоземельными магнитами определены из условий эффективного использования соответствующих активных и конструктивных материалов.

Диаметр ножа (запорного элемента) 21 мм, выбран из условий обеспечения требуемого минимального давления в герметизированном объеме.

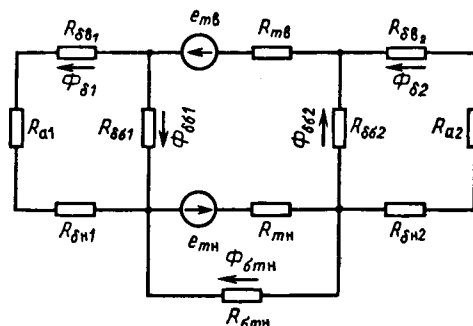


Рис. 4. Схема замещения магнитной цепи клапана с внутризамкнутым магнитным потоком

Длительность испытаний (число месяцев)	Клапан с $\delta=1,6$ мм			Клапан с $\delta=1,3$ мм		
	$P_{ост}$ Торр	$\Delta P$ , Торр	$Q \cdot 10^3$ л·мТорр/с	$P_{ост}$ Торр	$\Delta P$ , Торр	$Q \cdot 10^3$ л·мТорр/с
0	56	—	—	77	—	—
1	30,5	25,5	14,8	52,5	24,5	14,2
2	25	5,5	3,2	48	4,5	2,6
3	20	5	2,9	44	4	2,3
4	17,5	2,5	1,45	40	4	2,3
5	15,5	2	1,16	37	3	1,74
6	13,5	2	1,16	35	2	1,16

Толщина острия ножа 0,03—0,05 мм и толщина резиновой прокладки 0,6 мм — из условий обеспечения максимально допустимого значения удельного давления в контакте нож — резина 20 кг/см<sup>2</sup> в нерабочем состоянии клапана, при котором сохраняются целостность резины и ее упругие свойства.

Толщина магнитомягкого якоря 1 мм выбирается из условий пропускания необходимого значения магнитного потока при минимальной его массе.

Рабочий зазор определяется по условиям минимально допустимых толщины резиновой прокладки, толщины дна стакана 0,4 мм, в котором размещены постоянные магниты, и собственно зазора, обеспечивающего необходимые перемещения якоря при открытии и закрытии клапана.

Объем редкоземельного магнита определяется из условий обеспечения необходимого значения создаваемой силы магнитного притяжения якоря.

Наружный диаметр постоянных магнитов в рабочем зазоре 13 мм — для обеспечения надежного самоцентрирования якоря.

Высота постоянных магнитов 4 мм — для обеспечения необходимой м. д. с. магнитов.

Диаметр корпуса клапана 28 мм.

Толщина стенки корпуса 1,5 мм — для защиты активной части клапана при работе в заданных условиях окружающей среды.

Таким образом учитываются необходимые физические факторы, обеспечивающие высокое использование активной части и эффективность характеристик клапана.

На образцах клапанов с внутризамкнутым магнитным потоком, изготовленных с различными значениями рабочих зазоров, проведены испытания длительностью 6 месяцев в условиях пониженного давления окружающей среды для определения протечек через клапан и значения остаточного давления в герметизированном объеме.

Клапаны устанавливались в приспособления, представляющие собой цилиндры с герметизированными объемами 1,5 л. При испытаниях приспособления с клапанами, а также ртутные манометры помещались в вакуумную камеру, в которой создавалось разрежение от 1 до  $8 \cdot 10^{-3}$  Торр.

В таблице приведены опытные зависимости изменения остаточного давления  $P_{ост}$  в герметизированном объеме приспособления и газового потока  $Q$ , характеризующего протечки через ножевое уплотнение клапана. Значение газового потока определялось по формуле

$$Q = \frac{V \Delta P}{\Delta t},$$

где  $V$  — герметизированный объем, л;  $\Delta P$  — падение давления за интервал времени между измерениями, мТорр;  $\Delta t$  — интервал времени между измерениями, с.

Результаты испытаний показали постепенное улучшение герметизации магнитных клапанов давления, обусловленное отрицательной жесткостью клапана (рис. 2), и стабилизацию

протечек до уровня  $Q = (1,1 \div 1,2) \cdot 10^{-3}$  (л·мТорр)/с. Это дает основание считать, что остаточное давление в герметизированном объеме порядка единиц торр может быть обеспечено в течение нескольких лет работы.

Испытания двух клапанов (изготовленных с рабочим зазором 1,3 мм) в условиях разрежения в приспособлениях с герметизированным объемом 3 л подтверждают результаты испытаний клапанов в вакуумной камере.

Клапан с внешнезамкнутым магнитным потоком (одним постоянным магнитом). В клапане с внутризамкнутым магнитным потоком практически отсутствует внешнее магнитное поле в окружающем клапан пространстве. Однако в этих клапанах поток магнитов используется нерационально, так как поток рассеяния  $\Phi_{\delta}$  постоянных магнитов, не связанный с магнитными якорями, составляет 60—70 %. В тех случаях, когда к клапанам не предъявляется требование по минимизации интенсивности внешнего магнитного поля и необходимо поддерживать повышенные значения перепадов давления, могут быть применены клапаны с внешнезамкнутым магнитным потоком, обеспечивающие работу клапана при значительно больших значениях давления в герметизированных объемах.

Конструкция клапана давления с внешнезамкнутым магнитным потоком [4] изображена на рис. 5. Клапан содержит немагнитный корпус 1, имеющий две полости, поперечную перегородку 2 с двумя кольцевыми ножами (седлами) и проходными каналами 3, два магнитомягких якоря чашеобразной формы 4 с внутренними цилиндрическими выступами, внутри которых размещены немагнитные кольца конусообразной формы 5. Плоскость круга, состоящая из торцевой поверхности цилиндрического выступа якоря 4 и кольца 5, образует опорную поверхность, на которой внутри чаши якоря размещена эластичная прокладка 6. Постоянный цилиндрический магнит 7, намагниченный вдоль вертикальной оси, расположен в поперечной перегородке 2 корпуса клапана. Немагнитные крышки 8 ограничивают ход якорей вдоль вертикальной оси магнита.

Рабочий поток магнита проходит через рабочие зазоры  $\delta_1$ ,  $\delta_2$ , магнитомягкие якоря и добавочные зазоры  $\Delta$ . Благодаря выполнению магнитомягких якорей в виде чаш, потоки  $\Phi_{\delta 1,2,\dots}$  и  $\Phi_{\delta 1,2,\dots}$ , замыкающиеся соответственно между на-

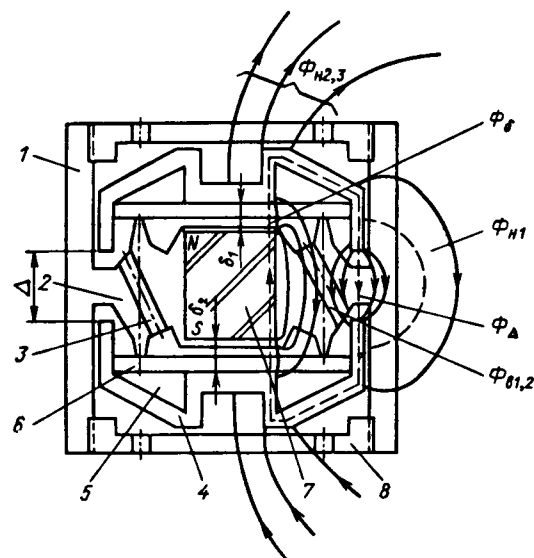


Рис. 5. Конструкция и картина потокораспределения клапана с внешнезамкнутым магнитным потоком (одним постоянным магнитом)

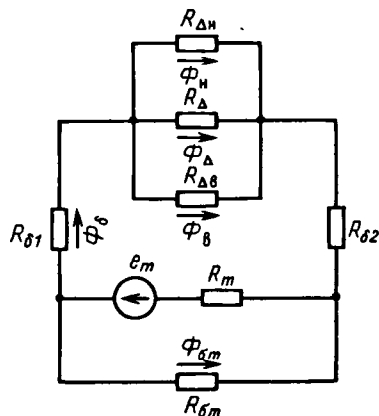


Рис. 6. Схема замещения клапана с внешнезамкнутым магнитным потоком

ружными и внутренними поверхностями магнитомягких якорей, не являются потоками рассеяния, так как они проходят рабочие зазоры  $\delta_1$  и  $\delta_2$ .

Соответствующие этим потокам магнитные сопротивления  $R_{\delta 1,2,\dots}$  и  $R_{\delta 1,2,\dots}$ , приводимые ниже в схеме рис. 6, шунтируя магнитное сопротивление добавочного зазора  $R_\Delta$ , существенно уменьшают  $R_\Delta$  и, как следствие, результирующее магнитное сопротивление всей внешней цепи магнита. При этом значительно увеличивается поток в рабочих зазорах  $\delta$  и при прочих равных условиях улучшается в несколько раз использование объема постоянных магнитов по сравнению с клапанами с внутризамкнутым магнитным потоком. Это относится также к магнитным клапанам с одним постоянным магнитом, в которых магнит сильно размагничивается из-за прохождения его потока по разомкнутой внешней цепи (по воздуху).

Самоцентрирование магнитных якорей (тарельчатых узлов) относительно ножевых уплотнений (седел) осуществляется с помощью цилиндрических выступов во внутренних полостях якоря, диаметры которых равны наружному диаметру постоянного магнита, а также благодаря равенству наружных и внутренних диаметров обеих чаш якорей.

Функционирование клапана осуществляется аналогично клапану с двумя постоянными магнитами.

Схема замещения клапана с внешнезамкнутым магнитным потоком представлена на рис. 6, где  $e_m$  — и. с. постоянного магнита;  $R_m$  — магнитное сопротивление магнита;  $R_{\delta 1}, R_{\delta 2}$  — магнитные сопротивления двух рабочих зазоров для магнитного потока магнита, относящиеся соответственно к зазорам  $\delta_1$  и  $\delta_2$ ;  $R_{\Delta\delta} = \Sigma R_{\delta 1,2,3,\dots}$  — суммарное магнитное сопротивление всех параллельно включенных сопротивлений  $R_{\delta 1,2,3,\dots}$ , индукционных трубок потоков, проходящих через зазоры  $\delta_1$  и  $\delta_2$  и замыкающихся между наружными поверхностями магнитомягких якорей;  $R_{\Delta\delta} = \Sigma R_{\delta 1,2,3,\dots}$  — то же, но для потоков, замыкающихся между внутренними поверхностями якорей;  $R_{\delta m}$  — магнитное сопротивление, соответствующее потоку рассеяния магнита;  $R_\Delta$  — магнитное сопротивление добавочного зазора  $\Delta$ .

Примем, что  $R_\sigma = \Sigma R_{\Delta\delta}, R_{\Delta\delta}$  — суммарное магнитное сопротивление параллельно соединенных магнитных сопротивлений  $\Sigma R_{\delta 1,2,3,\dots}$  и  $\Sigma R_{\delta 1,2,3,\dots}$ .

Из схемы рис. 6 получаем соотношение для эквивалентного магнитного сопротивления добавочного зазора  $\Delta$ :

$$R_{\Delta\delta} = \frac{R_\sigma R_\Delta}{R_\sigma + R_\Delta}. \quad (1)$$

Для оценки соотношения значений магнитного сопротив-

ления добавочного зазора  $\Delta$  и сопротивления рабочего зазора  $\delta$  представим (1) в виде

$$R_{\Delta\delta} = R_\Delta + k R_\sigma. \quad (2)$$

Решив (1) и (2) относительно  $k$ , находим:

$$k = - \frac{R_\Delta^2}{R_\sigma (R_\sigma + R_\Delta)}. \quad (3)$$

Подставив (3) в (2), получим выражение для эквивалентного магнитного сопротивления:

$$R_{\Delta\delta} = R_\Delta - \frac{R_\Delta^2}{R_\sigma + R_\Delta}, \quad (4)$$

т. е. соотношение (4) показывает, насколько магнитное сопротивление добавочного зазора  $\Delta$  уменьшается из-за шунтирующего влияния магнитных сопротивлений потоков, замыкающихся между наружными и внутренними поверхностями якорей.

Разработанный клапан с внешнезамкнутым магнитным потоком, функционирующий при перепадах давления 100—150 Торр, выполненный в корпусе тех же размеров, что и корпус клапана с внутризамкнутым магнитным потоком, имеет следующие данные:  $R_\Delta = 0,47$  А/Мкс;  $R_\sigma = 0,124$  А/Мкс;  $k = -3,01$ ;  $R_{\Delta\delta} = 0,098$  А/Мкс;  $R_\delta = 0,263$  А/Мкс.

Для этих данных получаем:

$$\frac{R_{\Delta\delta}}{R_\Delta} = 0,2 \text{ и } \frac{2R_\delta + R_{\Delta\delta}}{2R_\delta} = 1,18.$$

Следовательно, эквивалентное магнитное сопротивление добавочного зазора благодаря его шунтированию потоками чашеобразных якорей, замыкающимися между соответствующими наружными и внутренними поверхностями якорей, уменьшается в 5 раз; а общее магнитное сопротивление внешней цепи магнита лишь на 18 % больше магнитного сопротивления двух главных воздушных зазоров.

Это показывает возможность выполнения клапанов давления с широким диапазоном перепадов давления для различных условий эксплуатации с минимальными массогабаритными показателями за счет эффективного использования объема постоянного магнита, достигаемого практически полным устранением размагничивающего влияния магнитных сопротивлений во внешней цепи магнита, за исключением главных рабочих зазоров между якорями и магнитом.

В клапане с внешнезамкнутым магнитным потоком, выполненном в габаритах клапана с внутризамкнутым потоком, расчетное значение избыточного давления при закрытии клапана  $P_{изб} = 155$  Торр.

Соответствующее опытное значение избыточного давления  $P_{изб} = 135$  Торр.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 374469 (СССР). Предохранительный клапан / И. В. Поздняков, Е. М. Стариков. Оpubл. в Б. И., 1973, № 15.
2. The Expanding World of Valves.— Space Age News, Chronicle of Advanced Technologies, 1967, vol. 10, № 10.
3. А. с. 947557 (СССР). Клапан двустороннего действия / С. А. Стома, Л. М. Паластин, И. А. Вевюрко и др. Оpubл. в Б. И., 1982, № 28.
4. А. с. 976193 (СССР). Клапан двустороннего действия / С. А. Стома, Л. М. Паластин, И. А. Вевюрко и др. Оpubл. в Б. И., 1982, № 43.
5. Паластин Л. М. Электрические машины автономных источников питания.— М.: Энергия, 1972.



# Эффективность функциональных испытаний электрической изоляции

БЕРНШТЕЙН Л. М., канд. техн. наук, ОКНИН Н. С., канд. техн. наук

Долговременные свойства электрической изоляции (ЭИ) оцениваются на основе проведения функциональных испытаний (ФИ), при которых изоляция подвергается воздействиям старящих нагрузок, по возможности эквивалентных эксплуатационным. При этом производят сравнения новых типов ЭИ с эталонной, свойства которой известны из длительного опыта эксплуатации. Такие испытания неточно определяют оцениваемые свойства применительно к реальной конструкции, так как полученные свойства зависят от системы выбранных нагрузок. Основным критерием является сопоставление полученных данных с данными эталонной ЭИ; таким образом, полученная в результате ФИ оценка свойства является относительной, так как одна и та же система ЭИ может быть отнесена к разным классам нагревостойкости в зависимости от приложенных к ней нагрузок (условий эксплуатации).

Вместе с тем ФИ позволяют выявить потенциальные возможности ЭИ или ее скрытые дефекты, которые не удается или трудно выявить путем кратковременных испытаний, так как при ФИ реализуется весь запас свойств ЭИ при долевом участии в ее разрушении каждого старящего фактора. Как показали исследования, проведенные авторами, ФИ обеспечивают надежно оценку вновь разработанной ЭИ или степени усовершенствования существующей ЭИ.

Первая часть исследований касается ФИ эмалированных проводов (ЭП). При переработке ЭИ в обмотку они подвергаются рывкам, в результате которых ЭП локально вытягиваются. При этом в эмалевой пленке развиваются внутренние напряжения, вследствие чего снижается пробивное напряжение, а если под влиянием нагрузок (например, тепловых), внутренние напряжения будут возрастать и дефектность эмалевых пленок будет увеличиваться, резко снизится срок службы ЭП. Такой же результат получится в случае пропитки проводов жесткими пропиточными материалами, несмотря на повышение пробивного напряжения ЭП сразу после пропитки.

Для ЭП основным свойством является их температурный индекс (ТИ). В табл. 1 приведены данные об оценке ТИ различных типов ЭП, полученные путем испытания скруток по ГОСТ 10519-76 в нерастянутом и в непропитан-

ном состояниях, а также для ЭП, растянутых на 15 % или пропитанных различными составами. Из табл. 1 видно, что провода марки ПЭТВ, эмалированные лаками ПЭ-943 и Терекс Ф-35, а в ряде случаев и провода марок ПЭТ-155 и ПЭС-2, не должны применяться для обмоток, в которых могут быть значительные локальные удлинения. Указанное обстоятельство подтвердилось ФИ шаблонных обмоток из прямоугольного ЭП марки ПЭТВП, эмалированного лаком ПЭ-943, где провод получил большие вытяжки вследствие рывков при намотке, отчего срок службы таких катушек оказался очень малым.

Пропиточные составы по-разному влияют на сроки службы ЭП. Особенно отрицательное влияние они оказывают на провода ПЭТ-200. Наиболее эластичный лак КО-916к не оказывает отрицательного эффекта на ЭП, кроме ПЭТ-200.

Однако следует отметить, что наиболее достоверные результаты дают ФИ пропитанных ЭП не в скрутках, а в статорах, где в местах скопления жестких составов (обычно без растворителей) получают большие внутренние напряжения в эмалевых пленках ЭП и резко снижается срок службы обмоток [1]. Обычно при применении составов с растворителями, более равномерно распределенных в обмотке, этого явления не наблюдается (табл. 2), что видно из результатов ФИ обмоток в статорах, чему посвящена вторая часть работы.

Склонность материалов к образованию в них дефектов при их переработке в конструкции выявляется не столько при испытаниях материалов при их поставках или контрольных испытаниях ЭИ конструкции непосредственно после ее изготовления, сколько при ФИ. Это хорошо видно из результатов определения ТИ материалов, не выдерживающих испытаний на изгиб, и конструкций с этими же материалами.

Определялись ТИ материалов согласно Публикации 216 МЭК на образцах, нанесенных на латунные трубки диаметром 14 мм. В качестве второго электрода применялась латунная сетка, нанесенная перед ФИ. Критерием конечной точки служило испытательное напряжение, равное пробивному напряжению материалов в исходном состоянии после прокола иглой пенетromетра. Для определения нагревостойкости систем изоляции на основе испытанных материалов использовали коль-

Таблица 1

Пропиточный состав	Температурный индекс скруток из ЭП марок											
	ПЭТ-155	ПЭТМ-155	ПЭФ-155	ПЭТД-180		ПЭТ-200	ПЭТ-180	ПЭТВ (939)	ПЭТВ (943)	ПЭТВ (Ф-35)	ПЭВ-2	ПЭС-2
				1	2							
Не пропитан	188	183	185	183	152	190	190	153	148	167	107	109
Не пропитан, растянут на 15 %	152	183	171	176	—	—	190	141	81	68	105	98
КО-916К	182	183	188	177	151	182	185	173	—	—	—	—
БИД-9128	168	158	—	169	—	110	—	—	—	—	—	—
КП-50	163	—	145	143	—	—	—	—	—	—	—	—
ЭКД-14	165	—	—	166	—	77	—	—	—	—	—	—
ПЭ-933	158	—	—	156	—	143	—	134	—	132	—	—
ПЭ-9132	161	—	—	168	—	157	—	154	—	—	—	—
МЛ-92	145	—	—	—	—	—	158	150	122	133	101	102
КО-964Н	—	—	—	—	—	161	—	—	—	—	—	—
КП-34	165	—	—	—	—	—	—	146	—	—	—	—
КП-103	163	—	—	—	—	—	—	151	—	—	—	—
Эпоксидные компаунды	112	—	—	—	—	—	—	—	115	—	103	—

Таблица 2

Пропиточный состав	Нагревостойкость проводов марки ПЭТ-155, °С	
	ЭП в статорах	ЭП в скрутках
ПЭ-933	157	158
ПЭ-9132	156	161
БИД-9127	129	168
ЭКД-14	152	165
КП-103	132	163
АС-9132	161	149
КО916 К	167	177

Таблица 3

Тип материала	Нагревостойкость ЭИ, °С, при испытаниях		
	на трубках	в кольцевых макетах	в пазах статора
Стеклолакоткань марки ЛСБ	136	109	—
Гибкий слюдинит марки Г <sub>2</sub> СП	172	—	153*
Пленка ПЭТ-Э «Диафоль»	139	—	136
Пленкосинтокартон ПСК-Л	150	—	110
Стеклолакоткань марки ЛСЛ	110	108	110

\* Армирован с двух сторон ЛСБ.

цевые макеты из провода сечением  $1,8 \times 10,0 \text{ мм}^2$  с нанесенными два слоя вполнахлеста изоляционными материалами и статоры с высотой центров 100 мм с пазовой ЭИ, изготовленной из испытываемых материалов. Витковая ЭИ статоров имела не меньшую нагревостойкость, чем пазовая ЭИ. Так как в статорах пазы узкие, ЭИ может значительно повреждаться в углах пазов.

Испытания во всех случаях проводили при 3—4 различных температурах. После каждого цикла старения ЭИ статоров подвергали вибрации с ускорением  $1,5g$ . И статоры, и макеты затем увлажняли в течение 5 сут. при температуре  $20^\circ\text{C}$  и относительной влажности (98—100) %, а затем испытывали напряжением 1 кВ в течение 1 мин (одинаковый критерий конечной точки).

В случае, если ЭИ недостаточно эластичная, например, стеклолакоткань марки ЛСБ с хрупким смоляным слоем, ее нагревостойкость в конструкциях на  $(15 \div 25)^\circ\text{C}$  меньше, чем ее ТИ (табл. 3). Нагревостойкость ЭИ конструкций с эластичными каучуковыми стеклолакотканями марок ЛСЛ и ЛСЭ такая же, как и полученный ТИ этих материалов.

Третья часть исследований была посвящена определению нагревостойкости и выявлению неиспользованных резервов высоковольтной ЭИ Монолит-2. Испытания проводили на макетах, представляющих собой пазовые части катушек длиной 650 мм с десятью витками провода марки ПСД сечением  $1,0 \times 6,9 \text{ мм}^2$ . Основными старящими факторами, действующими на ЭИ, были повышенные температуры, механические и электрические нагрузки. Диагностические факторы — воздействие влаги и испытание напряжением. Испытания проводились циклически. Температура испытаний, электрическое напряжение и время их приложения выбраны такими, чтобы при каждой испытательной температуре образцы выходили из строя примерно за 10 циклов. На основании имеющегося опыта для микалентной (базовой) ЭИ выбрали испытательные температуры 150, 170 и  $190^\circ\text{C}$ , а для оцениваемых вновь вариантов ЭИ Монолит-2 — 170, 190 и  $210^\circ\text{C}$ .

Подробное описание методики испытаний и начальных результатов испытаний приведено в [2].

Бытует мнение, что нагревостойкость ЭИ Монолит-2, да и вообще любой терморезистивной ЭИ на основе слюдяных бумаг является функцией только связующего — терморезистивной смолы, которой пропитана сухая основа этой ЭИ, поскольку и стеклоткань, и слюда имеют заведомо более высокую нагревостойкость, чем смола. Поэтому с целью повышения нагревостойкости такой ЭИ совершенствуют или разрабатывают более нагревостойкие пропиточные смолы. Однако нагревостойкость пропитанной ЭИ можно повысить в определенных пределах и другими путями.

При более глубоком изучении свойств ЭИ Монолит-2 были установлены некоторые ее характерные особенности [3]. В процессе изолирования заготовок из прямоугольных проводов сухой непропитанной стеклослюдинитовой лентой были обнаружены значительные повреждения целостности слюдинитовой бумаги на острых углах заготовки. Если пробивное напряжение слоя стеклослюдинитовой ленты марки ЛСКН-160ТТ на углу прямоугольного проводника с радиусом закругления примерно 1 мм составляет в среднем 1100 В, то при повышении эластичности ленты, например, путем ее обработки водой перед наложением на проводник (с последующим удалением влаги) средняя величина пробивного напряжения слоя этой же ленты повышается до 1800 В. Срок жизни (длительная электрическая прочность) ЭИ Монолит 2, изготовленный из увлажненной ленты, увеличивается при напряженности, близкой к рабочей, на несколько порядков [3]. Повышается и нагревостойкость такой ЭИ.

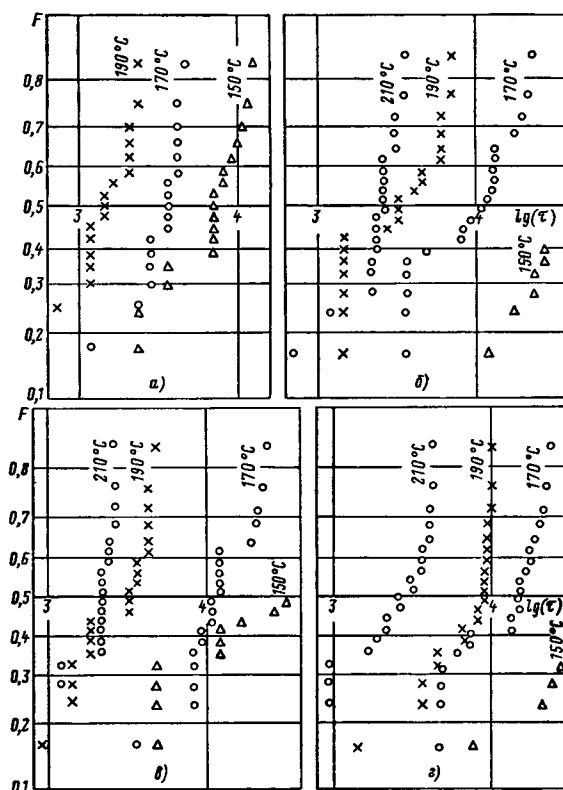


Рис. 1 Выход из строя образцов в процессе старения:

а — МКИ;  
б — слюдинит 7 слоев, в — слоупласт 7 слоев, г — слюдит 9 слоев

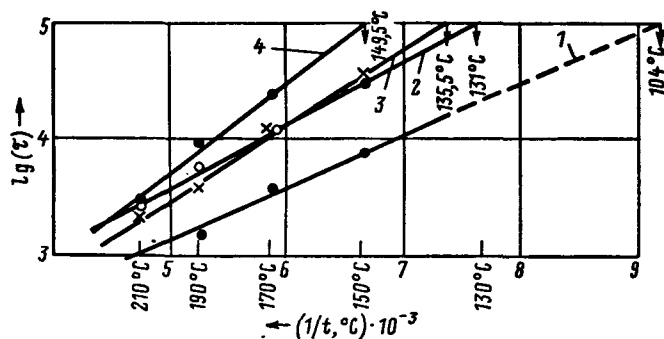


Рис. 2. Кривые сроки службы:

1 — МКИ ( $\lg(\tau) = 0,84 + \frac{453}{t^\circ\text{C}}$ ); 2 — слюдинит, 7 слоев ( $\lg(\tau) = 0,85 + \frac{543}{t^\circ\text{C}}$ ); 3 — слюдопласт, 7 слоев ( $\lg(\tau) = 0,18 + \frac{654}{t^\circ\text{C}}$ ); 4 — опрессованный слюдинит, 9 слоев

Были исследованы два варианта ЭИ Монолит-2 — из сухой и их увлажненной стеклослюдинитовой ленты, причем в случае применения увлажненной ленты ЭИ перед пропиткой эпоксидной смолой была подпрессована на 20 % толщины. Испытаниям также подвергался третий вариант ЭИ Монолит-2, изготовленный из сухой непропитанной стеклослюдопластовой ленты (слюдопластовая бумага была изготовлена из слюды мусковит). Слюдопластовая бумага имеет большие чешуйки слюды, чем слюдинитовая, отчего ЭИ на ее основе при изолировании статорных катушек повреждается меньше.

Все вышеуказанное подтвердили ФИ, в результате которых было установлено (рис. 1), что имеется вполне определенная закономерность выхода образцов в процессе испытания. Экспериментальные точки на нормально-вероятностной логарифмической сетке достаточно устойчиво группируются около аппроксимирующих прямых за исключением первых (одного-четырех) значений. Эти «слабые» точки являются случайными и объясняются дефектами вследствие несовершенства технологии изготовления ЭИ, неоднородности изоляционной ленты и слюдяной бумаги и т. п. Эти закономерные дефекты не были выявлены контрольными испытаниями [4]. Для того, чтобы эти случайные дефекты не повлияли в значительной степени на оценку такой интегральной характеристики ЭИ, как нагревостойкость, были взяты достаточно представительные выборки испытуемых образцов и оценка нагревостойкости была осуществлена по 50 %-ному выходу образцов из строя.

При испытании все образцы вышли из строя примерно за 10—12 циклов — как и предполагалось, что подтверждает правильность выбора системы нагрузок при ФИ. Влага зна-

чительно воздействует на расслонившуюся микалентную ЭИ (почти все образцы при испытании вышли из строя после увлажнения) и слабее влияет на ЭИ Монолит-2.

Экспериментальные точки на уровне вероятности 50 % для микалентной ЭИ на сетке  $[\lg(\tau), 1/t]^{-1}$  (рис. 2) лежат на прямой. Экстраполяция ее к уровню 100000 ч дает значение нагревостойкости в пределах  $(104 \div 109)^\circ\text{C}$ , что соответствует длительному опыту эксплуатации с этой ЭИ. У ЭИ Монолит-2 из 6 слоев стеклослюдинитовой ленты точки почти точно легли на прямую; ее экстраполяция к уровню 100000 ч дает значение нагревостойкости  $131,5^\circ\text{C}$ , что также хорошо согласуется с имеющимся 15-летним опытом эксплуатации этой ЭИ. Температурная кривая ЭИ Монолит-2 из 6 слоев стеклослюдопластовой ленты расположена по отношению к кривой для стеклослюдинитовой ЭИ несколько круче. Ее экстраполяция к уровню 1000000 ч дает значение нагревостойкости  $134,5^\circ\text{C}$ . До ФИ стеклослюдопластовая ЭИ имела меньшее пробивное напряжение (среднее 47 кВ, минимальное 45 кВ), чем стеклослюдинитовая (среднее 57 кВ, минимальное 54 кВ), а ее нагревостойкость оказалась выше, т. е. кратковременная электрическая прочность не определяет степени повреждаемости ЭИ (следует учесть, что пропитка в одном и том же эпоксидном компаунде всех испытуемых типов ЭИ производилась одновременно).

Экспериментальные точки, соответствующие усовершенствованному варианту ЭИ Монолит-2, на рис. 2 не лежат на прямой. Хотя это и затрудняет оценку нагревостойкости, но уже очевидно, что она заведомо выше нагревостойкости неусовершенствованных вариантов ЭИ Монолит-2 (возможно, близко к  $150^\circ\text{C}$ ). Следует отметить, что к моменту начала испытаний технология изготовления усовершенствованной ЭИ еще не была оптимизирована, что, очевидно, привело к значительному разбросу параметров этой ЭИ — значительному количеству «слабых точек» на рис. 2.

При температуре  $210^\circ\text{C}$  в основном старится связующее (поэтому при этой температуре срок службы образцов для всех вариантов ЭИ Монолит-2 одинаков).

Конструктивные и технологические преимущества ЭИ реализуются только при более низких температурах и в тем больше степени, чем они ближе к рабочей.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бернштейн Л. М. Изоляция электрических машин общего назначения. — М.: Энергоиздат, 1981.
2. Нагревостойкость изоляции обмоток электродвигателей на напряжение 6600 В/л. М. Бернштейн, А. С. Куренков, Н. С. Окнин, С. Г. Трубаев. — Электротехника, 1981, № 8.
3. Окнин Н. С. Критерий оценки и способ повышения свойств изоляции Монолит-2. — ЭП. Электротехнические материалы, 1983, вып. 10/159.
4. Контроль качества изоляции «Монолит» повышенным напряжением / Н. С. Окнин, В. Г. Орлов, Гурьев В. К. и др. — Промышленная энергетика, 1982, № 5.

# Параметры асинхронного двигателя как источника высших гармоник

КУТУЗОВ С. И., ШИРОКОВ Н. Г.

В практике эксплуатации автономных систем электроснабжения малой мощности нередки случаи возникновения значительных гармонических искажений, вносимых асинхронным двигателем (АД) соизмеримой с генератором мощности. В случае необходимости ограничения несинусоидальности напряжения в системе с помощью фильтров должны быть известны параметры АД как источника высших гармоник. Строгий аналитический метод определения указанных параметров АД в функции мощности нагрузки на его валу неизвестен, что приводит к необходимости разработки экспериментальных методов исследования в данном направлении. В настоящей статье дано обоснование экспериментального метода определения э. д. с., индуктивных и активных сопротивлений асинхронного двигателя по высшим гармоникам. При этом АД рассматривается как источник э. д. с. высших гармоник.

Структурная схема эксперимента для фазы двигателя изображена на рис. 1. Для реализации метода АД с помощью механической нагрузки выводится на один из рабочих режимов. С помощью измерительной цепи (параллельный контур  $L_1C_1$ , конденсатор  $C$ , резистор  $r$ ) в системе «асинхронный двигатель — измерительная цепь» обеспечивается максимум тока исследуемой гармоники. Указанный режим обеспечивается изменением емкости конденсатора  $C$  и фиксируется гармоническим анализатором ГА1. При этом параллельный контур  $L_1C_1$  измерительной цепи предварительно настраивается в резонанс токов по основной гармонике, что позволяет исключить влияние измерительной цепи на напряжение основной гармоники на зажимах двигателя. Параллельный контур  $L_nC_n$ , настроенный в резонанс токов на частоте исследуемой гармоники двигателя, исключает проникновение тока исследуемой гармоники двигателя в цепь источника питания, что при отключенной измерительной цепи позволяет рассматривать АД как генератор исследуемой высшей гармоники, работающий в режиме холостого хода. Кроме того, наличие указанного фильтра исключает проникновение в цепь двигателя тока высшей гармоники источника питания, порядок которой равен порядку исследуемой гармоники двигателя, что позволяет избежать дополнительной погрешности при проведении эксперимента. Конденсатор  $C_2$  предназначен для компенсации индуктивной составляющей падения напряжения основной частоты на фильтре  $L_nC_n$ , что при хорошей добротности катушки  $L_n$  не приводит к существенному изменению напряжения основной гармоники на зажимах двигателя при изменении его нагрузки. В случае использования в эксперименте регулируемого источника питания установка конденсатора  $C_2$  необязательна.

Учитывая сложность аналитического определения параметров  $X_n^{дв}$ ,  $r_n^{дв}$ ,  $E_n^{дв}$  двигателя в точной постановке, в приводимом ниже методе была использована линейная модель двига-

теля как источника высших гармоник. Возможность такой линейаризации АД на частотах высших гармоник для заданной нагрузки  $P_2$  на валу обусловлена воздействием измерительной цепи только на высшие гармоники поля машины. Принимая во внимание то очевидное обстоятельство, что электромагнитный режим двигателя определяется его полем основной частоты, воздействие измерительной цепи на поля высших гармоник можно рассматривать как малые возмущения исходного электромагнитного режима двигателя.

В соответствии со схемой на рис. 1 эквивалентное емкостное сопротивление измерительной цепи на частоте исследуемой гармоники определяется из выражения

$$X_{cn}^{экв} = \frac{1}{2\pi f_1 n C} + \frac{2\pi f_1 n L_1}{4\pi^2 f_1^2 n^2 L_1 C_1 - 1}, \quad (1)$$

где  $f_1$  — частота основной гармоники;  $n$  — порядок исследуемой гармоники.

Условие максимума действующего значения напряжения исследуемой гармоники  $U_{rn}$  на резисторе  $r$  имеет вид

$$X_{cn}^{экв} = X_n^{дв}. \quad (2)$$

Режима максимума напряжения  $U_{rn}$ , фиксируемого гармоническим анализатором ГА1, добиваются изменением емкости конденсатора  $C$  в измерительной цепи. С учетом (1) и (2) искомая величина индуктивного сопротивления  $X_n^{дв}$  двигателя определяется в соответствии с выражением

$$X_n^{дв} = \frac{1}{2\pi f_1 n C_{max}} + \frac{2\pi f_1 n L_1}{4\pi^2 f_1^2 n^2 L_1 C_1 - 1}, \quad (3)$$

где  $C_{max}$  — значение емкости конденсатора  $C$ , соответствующее максимуму напряжения  $U_{rn}$ .

Действующее значение э. д. с.  $E_n^{дв}$  двигателя измеряется гармоническим анализатором ГА2 при отключенной измерительной цепи. Активное сопротивление двигателя  $r_n^{дв}$  опреде-

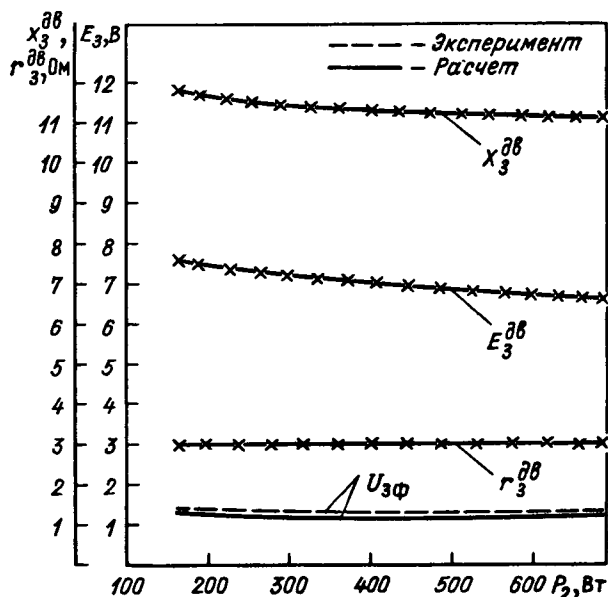


Рис. 1

Рис. 2

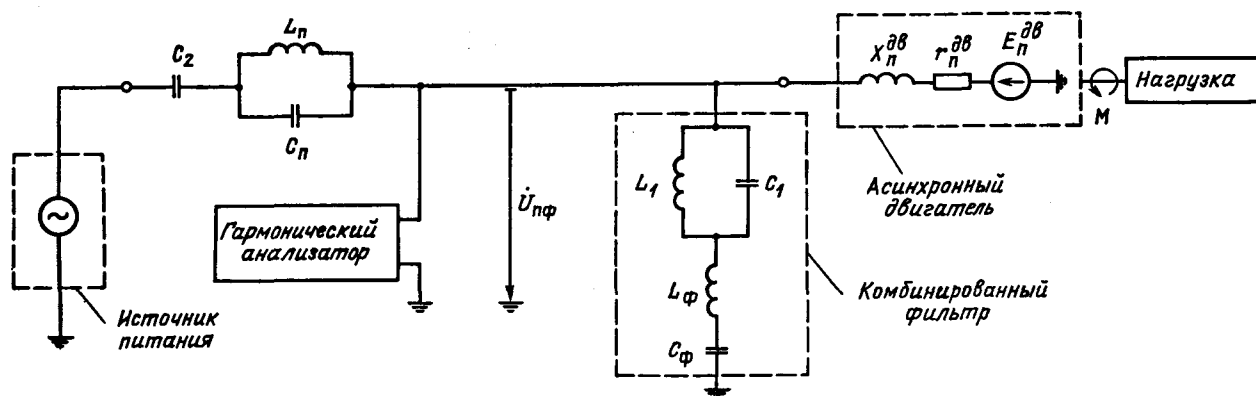


Рис. 3

ляется из условия активного характера контура «асинхронный двигатель — измерительная цепь» при емкости конденсатора  $C$ , соответствующей максимуму напряжения  $U_{rn}$ . При указанном условии искомое значение  $r_n^{дв}$  определяется по известному значению  $E_n^{дв}$  и измеренному ранее максимальному значению напряжения  $U_{rn}$  из выражения

$$r_n^{дв} = r \left( \frac{E_n^{дв}}{U_{rn}^{max}} - 1 \right), \quad (4)$$

где  $U_{rn}^{max}$  — значение напряжения  $U_{rn}$  при  $C = C^{max}$ .

Изложенный метод определения параметров АД как источника высших гармоник был апробирован на асинхронном двигателе МГТ-750К авиационного назначения мощностью 750 Вт. Результаты определения параметров указанного двигателя для третьей гармоники в функции мощности  $P_2$  на его валу приведены на рис. 2.

Методика проверки корректности приведенного выше метода определения параметров АД заключалась в сравнении расчетных и экспериментальных значений напряжения исследуемой гармоники  $U_{нф}$  на зажимах двигателя при наличии на указанных зажимах комбинированных фильтров с известными параметрами. Однолинейная схема установки, с помощью которой производилась данная проверка, а также структура фильтров приведены на рис. 3. Параллельный контур  $L_1 C_1$  фильтра, настроенный в резонанс токов на частоте основной гармоники, исключает влияние фильтра на режим работы двигателя по основной гармонике. Необходимое эквивалентное сопротивление  $Z_{нф}^{экв}$  фильтра на частоте фильтрации достигалось соответствующим выбором значений  $L_\phi$  и  $C_\phi$  последовательного звена фильтра. Параллельный контур  $L_n C_n$  и конденсатор  $C_2$  выполняют функции, аналогичные описанным выше.

Зависимости расчетных и экспериментальных значений напряжения третьей гармоники  $U_{зф}$  на зажимах исследуемого двигателя от мощности его нагрузки при наличии на зажимах двигателя указанных фильтров, настроенных в резонанс напряжений на частоте указанной гармоники, с эквивалентным сопротивлением на частоте фильтрации  $Z_{зф} = r_\phi = 2,2 \text{ Ом}$ , приведены на рис. 2. Значения  $U_{зф}$  определялись с помощью методов линейной электротехники в соответствии

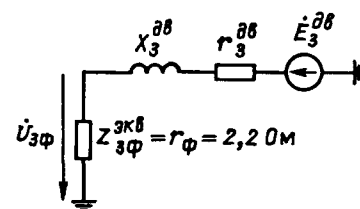


Рис. 4

со схемой на рис. 4. Как следует из рис. 2, приведенные расчетные и экспериментальные кривые практически совпадают, что подтверждает правомерность разработанного метода оценки параметров АД.

Рассмотренный метод определения параметров асинхронного двигателя как источника несинусоидальности при известных параметрах генератора и нагрузки как потребителей высших гармоник [1, 2] позволяет:

производить теоретически обоснованный выбор параметров средств ограничения, снижающих уровень несинусоидальности, вносимой в систему асинхронным двигателем;

оценить качество электроэнергии в автономной системе электроснабжения;

обосновать требования к приемникам электрической энергии, чувствительным к высшим гармоникам в напряжении питания.

Помимо вопросов, связанных с оценкой и повышением качества электроэнергии в автономных системах электроснабжения, изложенный метод определения параметров асинхронного двигателя может быть использован при оценке добавочных потерь в двигателе от токов высших гармоник.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий. — М.: Энергия, 1974.
2. Маркушевич Н. С., Солдаткина Л. А. Качество напряжения в городских электрических сетях. — М.: Энергия, 1975.

[11.06.86]

# Коррекция формы э. д. с. бесконтактных тахогенераторов постоянного тока

БЕЛЯЕВА С. А., ГАНДШУ В. М., ГРАЩЕНКОВ В. Т., ЛЕБЕДЕВ Н. И., ЯВДОШАК Я. И.

ВНИИЭлектромаш

Создание высоконадежных электроприводов с широким диапазоном регулирования требует разработки бесконтактных реверсивных тахогенераторов постоянного тока (ТГ) с низким уровнем пульсаций выходной э. д. с. В [1] указывалось, что эта задача наиболее эффективно решается при помощи синхронного  $m$ -фазного магнитоэлектрического генератора с трапециевидной формой фазных э. д. с., работающего совместно с управляемым реверсивным коммутатором.

Принцип работы такого устройства представлен на рис. 1. С помощью полупроводникового коммутатора, подключающего к выходу заданную фазу обмотки якоря, система  $m$ -фазных э. д. с. преобразуется в пульсирующую знакопостоянную э. д. с. Каждая фаза оказывается подключенной к выходу на протяжении межкоммутационного угла  $\pi/m$  для двухполупериодных и  $2\pi/m$  для однополупериодных схем выпрямителя. В работе проводится исследование в расчете на однополупериодную схему, так как при этом можно использовать более простые схемы коммутаторов, реализуя их на выпускаемых промышленностью ключевых элементах.

Из рис. 1 видно, что выходная э. д. с. колеблется от минимального значения  $E_{\min}$  до максимального  $E_{\max}$ . Относительное значение этих пульсаций  $\delta_e$  определяется по формуле

$$\delta_e = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}}.$$

В [1] отмечалось, что существуют определенные габаритные пределы ТГ, ниже которых не удастся получить заданный уровень этих пульсаций. В частности, было определено, что при неявнополюсном роторе с тангенциальными магнитами и четырех фазах обмотки статора уровень пульсаций 1,5 % может быть достигнут для четырехполюсного исполнения при диаметре ротора не менее 45 мм, а для шестиполюсного — 67 мм. В связи с тем, что в настоящее время ставится задача получить высокоточные ТГ с наружными диаметрами не более 50 мм (в первую очередь — для робототехники), такое положение не может считаться удовлетворительным. Поэтому здесь излагается метод снижения уровня пульсаций при одновременном уменьшении габаритов.

Основная причина, которая не позволяет обеспечить низкий уровень пульсаций в ТГ малых габаритов, — невозможность получения формы фазной э. д. с. в виде трапеции с широким и плоским верхним основанием вследствие относительно большого влияния потоков рассеяния и различных технологических погрешностей. Для уменьшения вредного воздействия этих факторов предлагается к э. д. с. основной обмотки добавлять корректирующие э. д. с., наводимые в специальных корректирующих обмотках. Очень удобно обеспечить требуемую форму корректирующей э. д. с. путем синтеза высших гармонических заданной амплитуды. В этом случае к э. д. с. фазы основной  $2p$ -полюсной обмотки, число полюсов которой равно числу полюсов индуктора, добавляются э. д. с. дополнительных  $2pv$ -полюсных обмоток, расположенных в той же активной зоне, что и основная обмотка [2].

Определим, каковы должны быть амплитуды э. д. с. высших гармоник, минимизирующие пульсации. Для удобства анализа все расчеты будут проводиться в относительных единицах, где за базовое значение принята амплитуда первой гармоники в кривой э. д. с. основной обмотки. При этом фазная э. д. с. основной обмотки может быть представлена в виде

$$e = \sin \alpha + \sum_{i=1}^n a_{2i+1} \sin (2i+1) \alpha, \quad (1)$$

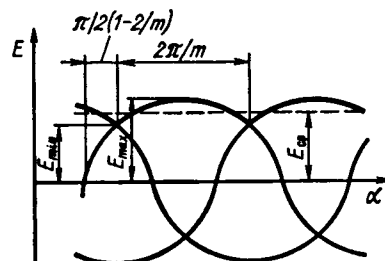
где  $\alpha$  — угловая координата;  $a_{2i+1}$  — относительные амплитуды высших гармоник порядка  $(2i+1)$  в кривой фазной э. д. с.;  $n$  — число учитываемых гармоник.

Присутствие в (1) только одних синусов нечетных порядков объясняется тем, что в рассматриваемых случаях положительная и отрицательная полуволны одинаковы и симметричны относительно своей середины.

Очевидно, необходимо найти такие  $a_{2i+1}$ , которые обеспечат заданное значение пульсаций. Можно получить амплитуды высших гармоник путем непосредственного разложения в ряд Фурье трапеции. Однако такой метод содержит некоторую неопределенность: полученные так амплитуды будут минимизировать среднеквадратическую погрешность на всем диапазоне от 0 до  $\pi$ , в то время как нас интересуют максимальные отклонения и только в пределах межкоммутационного интервала. Кроме того, неизвестно, какой ширины надо задать верхнее основание трапеции, чтобы добиться наименьшей погрешности в заданной зоне.

В связи с этим в данной работе амплитуды гармоник ищутся на основе анализа производной функции (1). В идеале на межкоммутационном интервале должна быть горизонтальная прямая, т. е. производная равна нулю. Поэтому будем искать такие значения амплитуд, которые минимизируют в пределах угла  $2\pi/m$  квадрат отклонения производной от нуля. Поскольку полуволны симметричны относительно своей середины, то это условие формулируется следующим образом:

$$F = \int_{\pi/2 - \pi/m}^{\pi/2} \left( \frac{de}{d\alpha} \right)^2 d\alpha = \int_{\pi/2 - \pi/m}^{\pi/2} \left[ \cos \alpha + \sum_{i=1}^n (2i+1) a_{2i+1} \cos (2i+1) \alpha \right]^2 d\alpha = \min.$$



Наименование	Число фаз		
	3	4	5
Добавляются третья и пятая гармоники:			
амплитуда третьей гармоники	0,251	0,212	0,186
амплитуда пятой гармоники	0,083	0,043	0,028
среднее значение погрешность, %	0,812	0,829	0,842
2,43	0,34	0,03	
Добавляется только третья гармоника:			
амплитуда третьей гармоники	0,250	0,171	0,134
среднее значение погрешность, %	0,821	0,847	0,869
8,60	2,25	0,39	
Основная гармоника:			
среднее значение погрешность, %	0,750	0,853	0,933
33,3	17,2	7,2	

Данное условие выполняется, если амплитуды высших гармоник будут найдены в результате решения системы из  $n$  уравнений:

$$\frac{\partial F}{\partial a_{2k+1}} = 0; k=1, 2, \dots, n.$$

Раскрытие этого выражения дает окончательный общий вид  $k$ -го уравнения системы для определения оптимальных значений амплитуд высших гармоник:

$$\sum_{i=1}^n \left[ (2i+1)a_{2i+1} \int_{\pi/2-\pi/m}^{\pi/2} \cos(2i+1)\alpha \cos(2k+1)\alpha d\alpha \right] = - \int_{\pi/2-\pi/m}^{\pi/2} \cos\alpha \cos(2k+1)\alpha d\alpha. \quad (2)$$

Отметим, что с точностью до десятых долей процента реально получаемые формы э. д. с. могут быть описаны с помощью первых трех нечетных гармоник. В связи с этим будем искать оптимальные значения относительных амплитуд только третьей и пятой гармоник, считая амплитуды остальных гармоник, содержащихся в кривой фазной, э. д. с., заданными и неизменными. Для такого случая система (2) сводится к двум уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} 3a_3 I_{33} + 5a_5 I_{35} &= - \left[ I_{13} + \sum_{i=3}^n (2i+1)a_{2i+1} I_{3,2i+1} \right]; \\ 3a_3 I_{35} + 5a_5 I_{55} &= - \left[ I_{15} + \sum_{i=3}^n (2i+1)a_{2i+1} I_{5,2i+1} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В этой системе принято обозначение

$$I_{kl} = \int_{\pi/2-\pi/m}^{\pi/2} \cos k\alpha \cos l\alpha d\alpha; \quad k=1, 3, 5; l=3, 5, \dots, 2n+1.$$

Эти интегралы имеют следующие значения:

$$I_{kl} = \frac{\pi}{2m} - \frac{1}{4k} \sin \frac{2\pi k}{m}, \quad l=k;$$

$$I_{kl} = \pm \left[ \frac{\sin(l+k)\frac{\pi}{m}}{2(l+k)} - \frac{\sin(l-k)\frac{\pi}{m}}{2(l-k)} \right], \quad l > k.$$

В последнем выражении знак плюс соответствует случаю, когда сумма  $l+k$  делится на четыре, и минус — в противном случае.

В результате решения системы (3) получаем оптимальные значения амплитуд:

$$\left. \begin{aligned} a_3 &= \frac{A_5 I_{35} - A_3 I_{55}}{3(I_{33} I_{55} - I_{35}^2)}; \\ a_5 &= \frac{A_3 I_{35} - A_5 I_{33}}{5(I_{33} I_{55} - I_{35}^2)}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Здесь

$$A_3 = I_{13} + \sum_{i=3}^n (2i+1)a_{2i+1} I_{3,2i+1};$$

$$A_5 = I_{15} + \sum_{i=3}^n (2i+1)a_{2i+1} I_{5,2i+1}.$$

Представляет интерес получить оптимальную величину только одной третьей гармоники, считая все остальные неизменными. В этом случае система (2) сводится к одному уравнению, из которого элементарно получаем искомый результат:

$$a_3 = -\frac{1}{3I_{33}} \left[ I_{13} + \sum_{i=2}^n (2i+1)a_{2i+1} I_{3,2i+1} \right]. \quad (5)$$

Конкретные значения амплитуд для различных чисел фаз по формулам (4) и (5) приведены в таблице. Там же указаны соответствующие им погрешности и средние значения суммарной кривой на межкоммутационном интервале. Для сравнения приведены аналогичные данные для основной гармоники.

Следует отметить, что при всех этих расчетах амплитуды гармоник более высокого порядка принимались равными нулю.

Образование трапецидальной э. д. с. путем синтеза гармоник представлено на рис. 2. В качестве примера взяты амплитуды из таблицы для трех фаз, обеспечивающие минимум пульсаций в диапазоне изменения угла от 30 до 150° ( $e_3=0,251$ ;  $e_5=0,083$ ). На этом же рисунке пунктиром представлена кривая, которая получается в результате синтеза гармоник, амплитуды которых рассчитаны по формулам гармонического анализа для трапеции с шириной верхнего основания 120° ( $e_3=0,222$ ;  $e_5=0,040$ ). Как видно из рисунка, погрешность в этом случае повышается в 2,5 раза (6,2 вместо 2,4 %).

На практике содержание высших гармоник в кривой э. д. с. основной обмотки при малых габаритах ТГ невозможно довести до уровня, указанного в таблице. В связи с этим на якоре укладываются дополнительные обмотки, чувствительные только к своей высшей гармонике поля (например, третьей или пятой), э. д. с. которой включаются последовательно с э. д. с. основной обмотки. При этом амплитуды э. д. с. высших гармоник достигают расчетного уровня, что позволяет существенно сократить пульсации выпрямленного напряжения тахогенератора. Если принять, что допустимая погрешность составляет 1 %, то добавлением только одной третьей гармоники можно ее получить при шести фазах, а с помощью третьей и пятой гармоник — при четырех.

На практике такой уровень пульсаций при добавлении только одной третьей гармоники можно получить даже при 3—4 фазах. Это объясняется тем, что уже исходная форма фазной э. д. с. основной обмотки приближена к трапеции или, иначе говоря, имеет значительное содержание высших гармоник, т. е. нельзя отбрасывать суммы в квадратных скобках в (3) и (5), что было сделано при выполнении расчетов таблицы.

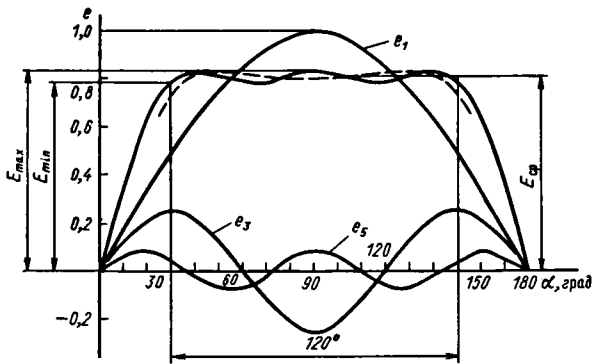


Рис. 2. Синтез трапецидальной формы э. д. с.: — по формулам (4); — — — ряд Фурье

Для практической реализации изложенного метода гармонической коррекции необходимо по заданному порядку  $\nu$  гармоники и ее амплитуде  $a_\nu$  определить схему корректирующей обмотки и число витков в ней.

Определим схему обмотки. Примем, что основная обмотка имеет  $m$  фаз и  $2p$  полюсов и к тому же является сосредоточенной и диаметральной (в противном случае имеет место подавление высших гармоник, которые в данной ситуации являются полезными). Для укладки такой обмотки требуется  $2pt$  пазов при нечетном числе фаз и  $pt$  — при четном (фазы, номера которых отличаются на  $m/2$  лежат в одних и тех же пазах). Тогда в общем случае корректирующая обмотка должна иметь  $2p\nu$  полюсов при том же числе фаз  $m$ . Следовательно, для ее укладки требуется как минимум  $2p\nu m t$  пазов при нечетном числе фаз и  $p\nu m t$  — при четном.

Схема соединений обмоток при этом имеет вид, представленный на рис. 3, а. На этом рисунке  $C_1, C_2, \dots, C_m$  — фазы основной обмотки, а  $K_1, K_2, \dots, K_m$  — фазы корректирующей обмотки.

Рассмотрим важный для практики частный случай, когда число фаз и порядок гармоники имеют наибольший общий делитель  $k$ , т. е.

$$\left. \begin{aligned} m &= m_k k; \\ \nu &= \nu_k k, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где  $m_k$  и  $\nu_k$  — взаимно простые целые числа. Электрический угол между фазами основной обмотки, номера которых отличаются на  $m_k$ , составляет в масштабе основной гармоники  $2\pi m_k/m$ , а в масштабе гармоники порядка  $\nu$  —  $2\pi m_k \nu/m$ . При наших допущениях (6) величина  $m_k \nu/m = \nu_k$  — целому числу. Отсюда следует, что для фаз основной обмотки, номера которых отличаются на  $m_k$ , требуется добавление синфазных э. д. с., т. е. корректирующая обмотка может иметь число фаз в  $k$  раз меньше, чем основная ( $m_k$  фаз). Следовательно, для ее укладки требуется только  $2p m_k$  пазов. Схема соединений  $m$ -фазной основной и  $m_k$ -фазной корректирующей обмоток представлена на рис. 3, б.

Практическое значение имеют два частных случая: а)  $m=3$ ;  $\nu=3$ ;  $k=3$ ; б)  $m=6$ ;  $\nu=3$ ;  $k=3$ . Для них корректирующая обмотка, настроенная на выделение только третьей гармоники, будет иметь одну фазу ( $m_k=1$ ) при трех фазах основной обмотки и две фазы ( $m_k=2$ ) при шести фазах. Схемы соединений обмоток при этом представлены на рис. 3, в и г. Выигрыш получается не только в том, что упрощается схема и, следовательно, уменьшается трудоемкость укладки, но и в том, что отпадает необходимость в дополнительных пазах. Действительно, с общим делителем  $k=3$  для  $m=3$  и  $\nu=3$  требуется только 6 пазов для основной обмотки и 2 пазов для корректирующей обмотки. Для  $m=6$  и  $\nu=3$  требуется только 12 пазов для основной обмотки и 4 пазов для корректирующей обмотки.

для основной  $2p$ -полюсной обмотки требуется  $6p$  пазов, т. е. как раз столько, сколько необходимо для одно- или двухфазной корректирующей обмотки с  $6p$  полюсами, а это уже существенно упрощает конструкцию сердечника якоря.

В заключение определим, сколько последовательных витков должна содержать  $2p\nu$ -полюсная корректирующая обмотка. При сосредоточенных диаметральных обмотках амплитуды э. д. с.  $\nu$ -го порядка в основной  $E_{0\nu}$  и корректирующих обмотках  $E_{k\nu}$  будут определяться соответственно по формулам:

$$\left. \begin{aligned} E_{0\nu} &= 4f\nu\tau_\nu l B_\nu \omega_0; \\ E_{k\nu} &= 4f\nu\tau_\nu l B_\nu \omega_k. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Здесь  $f$  — основная частота перемагничивания;  $\tau_\nu$ ,  $B_\nu$  — полюсное деление и амплитуда индукции  $\nu$ -й гармоники, создаваемой индуктором;  $l$  — аксиальная длина якоря;  $\omega_0$ ,  $\omega_k$  — числа последовательных витков в основной и корректирующей обмотках;

$$f = \frac{pn_p}{60}; \quad \tau_\nu = \frac{\pi D}{2p\nu},$$

где  $n_p$  — частота вращения ротора;  $D$  — наружный диаметр ротора.

Подстановка этих выражений в (7) дает результат:

$$\left. \begin{aligned} E_{0\nu} &= \frac{\pi}{30} n_p D l B_\nu \omega_0; \\ E_{k\nu} &= \frac{\pi}{30} n_p D l B_\nu \omega_k. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Отметим, что данные формулы справедливы только для тех случаев, когда шаг обмотки нечетно кратен величине  $\tau_\nu$ . В противном случае э. д. с. равна нулю. В частности, это означает, что обмотка с шагом в  $\nu$  раз меньше основного (корректирующая обмотка  $\nu$ -й гармоники) нечувствительна ни к первой, ни к каким-либо высшим гармоникам за исключением нечетно кратных  $\nu$ .

Аналогично (8) можно написать уравнение для расчета амплитуды э. д. с. первой гармоники, наводимой в основной обмотке:

$$E_{01} = \frac{\pi}{30} n_p D l B_1 \omega_0. \quad (9)$$

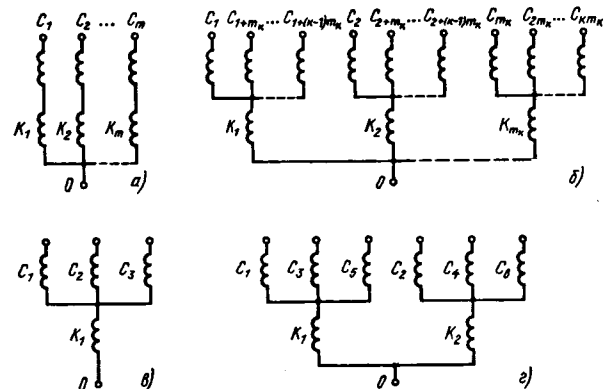


Рис. 3. Схемы соединений основной и корректирующей обмоток:

а — общий случай; б — число фаз и порядок гармоники имеют общий делитель; в —  $m=3$ ,  $\nu=3$ ; г —  $m=6$ ,  $\nu=3$



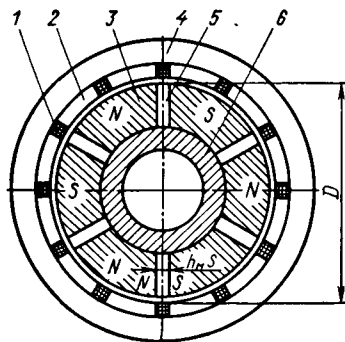


Рис. 4. Поперечный разрез тахогенератора ТБ40-2-6:  
1 — обмотка; 2 — немагнитная изоляционная гильза; 3 — магнитные секторы; 4 — шихтованный магнитопровод статора; 5 — магниты

Теперь, введя обозначения

$$e_{ov} = \frac{E_{ov}}{E_{ol}}, \quad e_{kv} = \frac{E_{kv}}{E_{ol}}, \quad b_v = \frac{B_v}{B_l},$$

и разделив (8) на (9), получаем

$$e_{ov} = b_v, \quad e_{kv} = b_v \frac{w_k}{w_o}.$$

Отсюда следует вывод, что содержание высших гармоник в кривой э. д. с. основной обмотки в точности соответствует содержанию высших гармоник в кривой магнитной индукции, созданной магнитом. Поскольку в общем случае значения  $b_v$  не соответствуют оптимальным значениям  $a_v$ , рассчитанным по (4) и (5) (как правило,  $b_v < a_v$ ), необходимо добавить соответствующую гармонику э. д. с. путем последовательного включения фазы корректирующей обмотки. Следовательно, для обеспечения условий минимизации пульсаций необходимо обеспечить равенство

$$e_{kv} = a_v - b_v,$$

откуда следует искомое соотношение

$$\frac{w_k}{w_o} = \frac{a_v}{b_v} - 1. \quad (10)$$

Число витков основной обмотки может быть определено по заданному значению крутизны выходной э. д. с. ТГ:

$$S = \frac{k_{cp} E_{ог}}{n_p}.$$

Здесь  $k_{cp}$  — коэффициент, учитывающий отличие среднего значения э. д. с. на межкуммуляционном интервале от амплитуды первой гармоники (см. таблицу). Сопоставление этой формулы с (9) дает результат:

$$w_o = \frac{30S}{\pi k_{cp} B_l D}.$$

На основе изложенных методов была проведена конструктивная проработка тахогенераторов типа ТБ40-2-6 и ТБ25-1-6 со встроенным полупроводниковым коммутатором (посадочные диаметры соответственно 40 и 25 мм). Расчеты и экспериментальные исследования показали, что для достижения уровня пульсаций порядка 1% достаточно одной корректирующей обмотки третьей гармоники. Это повышает заполнение паза весьма незначительно (не более 3%) и позволяет выполнить одновременно требования и по пульсациям, и по крутизне нарастания выходной э. д. с. при диаметрах ротора соответственно 30 и 16 мм. Поперечный разрез тахогенератора ТБ40-2-6 представлен на рис. 4. Тахогенератор ТБ25-1-6 имеет аналогичную конструкцию, но только два полюса.

Теоретический анализ показывает, что при крутизне 1 (мВ·мин)/об и использовании редкоземельных магнитов двухполюсные тахогенераторы могут быть выполнены на описанных принципах даже при диаметре ротора 10–12 мм. При дальнейшем уменьшении размеров относительное увеличение зазора приводит к такому росту потока рассеивания, что данный метод становится малоэффективным.

**Выводы.** 1. Введение корректирующих э. д. с. позволяет существенно снизить отклонения фазных э. д. с. от заданной трапецеидальной формы.

2. Предложенный метод расчета корректирующих обмоток дает возможность спроектировать обмотки с минимальным усложнением конструкции.

3. Опытные образцы тахогенераторов с корректирующими обмотками типа ТБ40-2-6 имеют уровень пульсации 0,8%.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Исследование бесконтактных тахогенераторов для электроприводов станков и роботов / Н. И. Лебедев, В. М. Гандшу, С. А. Беляева, Я. И. Явдошак — В кн.: Бесконтактные электрические двигатели с полупроводниковыми устройствами. — Л.: ВНИИэлектромаш, 1985.

2. А. с. № 1274081 (СССР). Бесконтактная электрическая машина постоянного тока / В. М. Гандшу, В. Т. Гращенков, Н. И. Лебедев и др. — Оpubл. в Б. И., 1986, № 44.

[21.05.87]

# Выделение магнитных вибраций асинхронного короткозамкнутого двигателя с помощью функций когерентности

ЗУБРЕНКОВ Б. И., КАПЛИН А. И., МАЛЫШЕВ В. С., МАНЮКОВ М. Ф.

Москва

Основными источниками вибраций в асинхронных двигателях являются небаланс ротора, подшипники качения и взаимодействие высших гармоник электромагнитного поля воздушного зазора. Первые два источника определяют вибрации механического происхождения, а третий, независимый от первых двух, — магнитного происхождения.

Традиционным методом выделения магнитных составляющих вибраций в асинхронных двигателях является сравнение их среднеквадратических спектров, измеренных при различных напряжениях питания [1]. При этом к магнитным составляющим спектра относят ту его часть, на которой происходит изменение уровней. Метод оправдан и находит применение при оперативном анализе, но дает лишь качественную оценку и неприменим в случае маскировки магнитных вибраций подшипниковыми.

При проектировании машин с низкими уровнями вибраций возникает необходимость экспериментальной отработки конструкции для оценки магнитных составляющих при достаточно высоких механических вибрациях, маскирующих магнитные. Такое, например, может возникнуть в случае, когда в штатном исполнении предусматривается использование дорогостоящих особомалошумных подшипников, а экспериментальная отработка конструкции проводится с подшипниками, возбуждающими уровни вибрации, более высокие, чем магнитные источники и штатные подшипники. Сложность разделения магнитных и механических вибраций в этом случае усугубляется стохастическим характером последних [2] и совпадением частотных диапазонов, в которых реализуются вибрации от обоих источников.

Возможность достоверной оценки количественного вклада того или иного источника в вибрации асинхронного двигателя может обеспечить спектральный метод с использованием функции когерентности. Метод применим, если имеется информация о характере возбуждающих сил исследуемого источника.

Общие принципы применения математического аппарата функций когерентности для анализа сигналов в сложной композиции приведены в [3]. Однако применение этого способа в практике вибрационных исследований электрических машин не получило, на наш взгляд, должного распространения. Ниже изложен способ для определения с помощью функций когерентности магнитных вибраций асинхронного двигателя.

Будем рассматривать асинхронный двигатель как линейную систему с входным  $x(t)$  и выходным  $y(t)$  сигналами, являющимися функциями времени  $t$ . При этом сигнал  $x(t)$  отождествлен с динамическим действием магнитных вибро-возмущающих сил, выходной сигнал  $y(t)$  имеет смысл вибрационного отклика системы — суперпозицией отклика на магнитные  $y_m(t)$  и механические  $y_n(t)$  возбуждения, которые предполагаются статистически независимыми (рис. 1):

$$y(t) = y_m(t) + y_n(t).$$

Импульсная характеристика системы описывается функцией  $h(t)$ , а ее преобразование Фурье, т. е. частотная характеристика — функцией  $H(f)$ .

Тогда [3, 4] функция когерентности между выходным и входным сигналами может быть представлена как функция

частоты  $f$  в виде:

$$\gamma_{xy}^2(f) = \frac{|G_{xy}(f)|^2}{G_{xx}(f)G_{yy}(f)}, \quad (1)$$

где  $G_{xy}(f)$  — односторонний взаимный спектр мощности двух сигналов  $x(t)$  и  $y(t)$ , являющихся реализациями случайных процессов  $\{x(t)\}$  и  $\{y(t)\}$ ;  $G_{xx}(f)$ ,  $G_{yy}(f)$  — односторонние спектры мощности сигналов  $x(t)$  и  $y(t)$ .

В силу принятого допущения о независимости источников возбуждения можно записать следующие соотношения:

$$\begin{aligned} G_{xy}(f) &= H(f)G_{xx}(f); \\ M_{G_{yy}}(f) &= |H(f)|^2 G_{xx}(f). \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь  $M_{G_{yy}}(f)$  — автоспектр мощности сигнала  $y_m(t)$ .

Подставив в (2) выражение (1) и исключив частотную характеристику  $H(f)$ , получим:

$$M_{G_{yy}}(f) = \gamma_{xy}^2(f) G_{yy}(f). \quad (3)$$

Или, переходя к среднеквадратическим составляющим спектра для достаточно узкой полосы анализа, можно записать:

$$g_m(f) = g(f) + 10 \lg [\gamma_{xy}^2(f)], \quad (4)$$

где  $g_m(f)$  и  $g(f)$  — соответственно уровни среднеквадратичных составляющих спектра, определяемые магнитными источниками возбуждения и всеми источниками в децибелах.

Основание для перехода от спектральных плотностей к среднеквадратическим значениям заложено в соотношении:

$$G_{xx}(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta f} \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t, f, \Delta f) dt \right].$$

В приведенном соотношении выражение в квадратных скобках представляет собой среднеквадратическое значение сигнала  $x(t)$ , возведенное в квадрат для полосы  $\Delta f$  при средней частоте в полосе  $f$ . Подобного рода соотношения широко использовались и при измерениях спектральной плотности методом фильтрации [4].

Из (3) и (4) очевидно, что функция когерентности  $\gamma_{xy}^2(f)$  определяет долю выходного спектра, обусловленную линейным преобразованием входного временного сигнала на некоторой частоте  $f$  или, другими словами, позволяет определить те составляющие спектра, которые действительно обусловлены магнитными вибровозмущающими силами. Функция

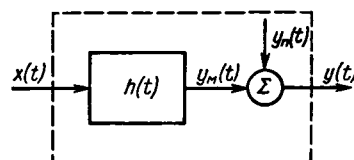


Рис. 1. Представление асинхронного двигателя в виде системы с одним входом и одним выходом при наличии внешнего шума.

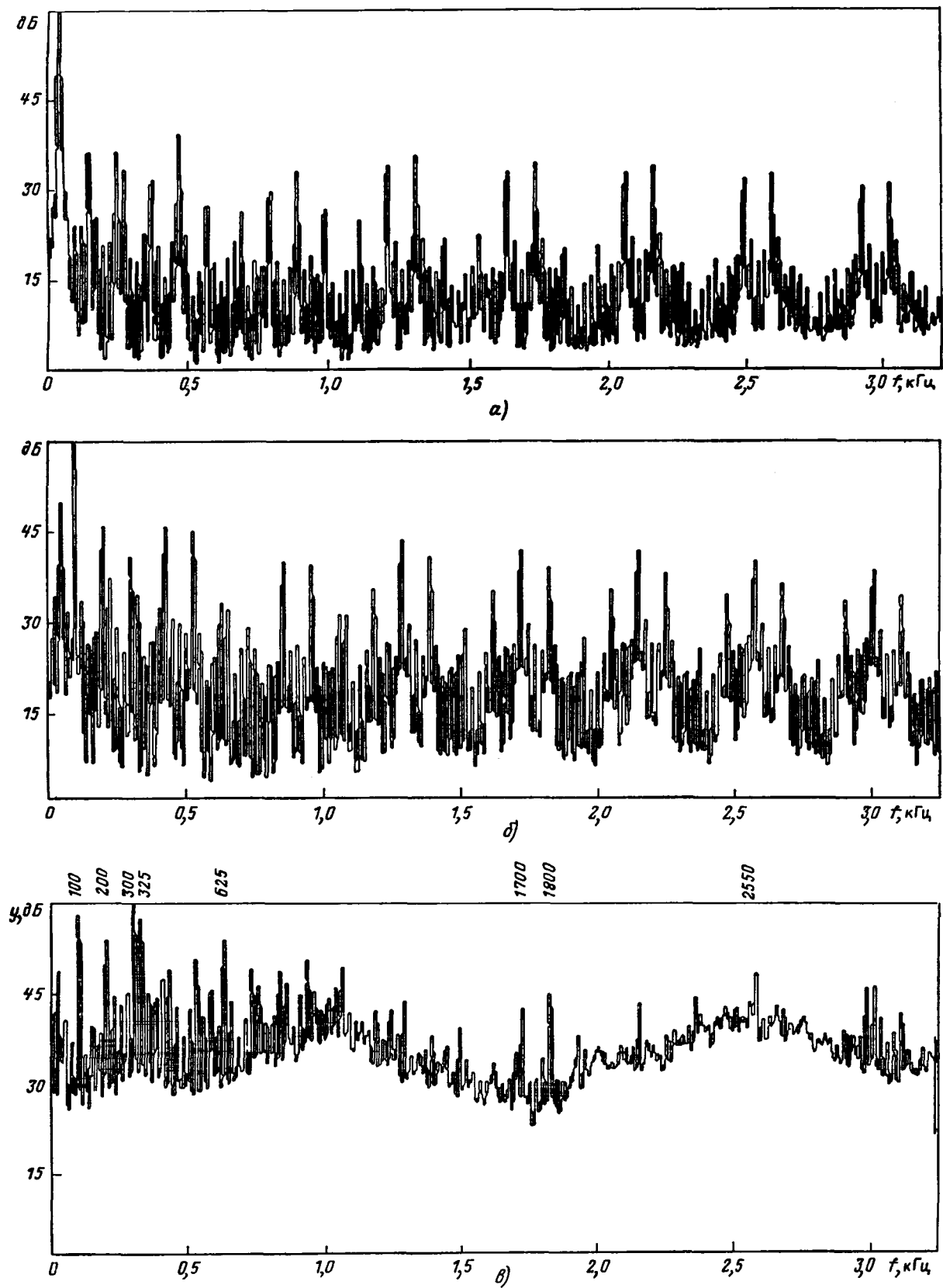


Рис. 2. Автоспектры индукции в воздушном зазоре асинхронного двигателя (а), квадрата индукции (б) и виброускорения корпуса асинхронного двигателя (в).

когерентности  $\gamma_{xy}^2(f)$  стремится к единице, если отношение  ${}^M G_{yy}(f)/G_{yy}(f)$  стремится к единице. Последнее должно быть характерным для тех частот, на которых магнитные источники вибрации преобладают. Если же отношение  ${}^M G_{yy}(f)/G_{yy}(f)$  стремится к нулю, то и функция когерентности стремится к нулю, следовательно, вибрация двигателя на этих частотах вызвана другими, немагнитными причинами.

Следует отметить, что решение подобного рода задач с привлечением аппарата корреляционных функций может быть недостаточно корректным, поскольку возможна «потеря корреляции» при прохождении сигнала в такой сложной в структурном отношении системе, как электродвигатель. Это обстоятельство разобрано в [3], где и рекомендовано использовать функции когерентности, обладающие большей, чем коэффициенты корреляции, избирательностью в частотной области.

Причинами магнитных вибраций во вращающихся электрических машинах являются магнитные вбровозмущающие

силы. Наибольшее влияние на уровни магнитных вибраций оказывают радиальные магнитные силы [1, 5], которые, как известно, определяются из выражения:

$$P_r(\alpha, t) = B^2(\alpha, t)/2\mu_0,$$

где  $\alpha$  — пространственная координата;  $t$  — время;  $B$  — индукция в воздушном зазоре;  $\mu_0$  — магнитная проницаемость воздуха.

Поскольку распределение индукции в воздушном зазоре  $B$  во времени и пространстве определяется магнитными конструктивными и технологическими факторами (зубчатостью статора и ротора, дискретным расположением проводников обмотки, конструкцией обмотки, эксцентриситетом зазора, насыщением магнитной цепи и т. д.) и характером напряжения питания, то и магнитные силы зависят от тех же факторов и представляют собой широкий набор составляющих, пропорциональных частоте питающего напряжения. Каждая из этих

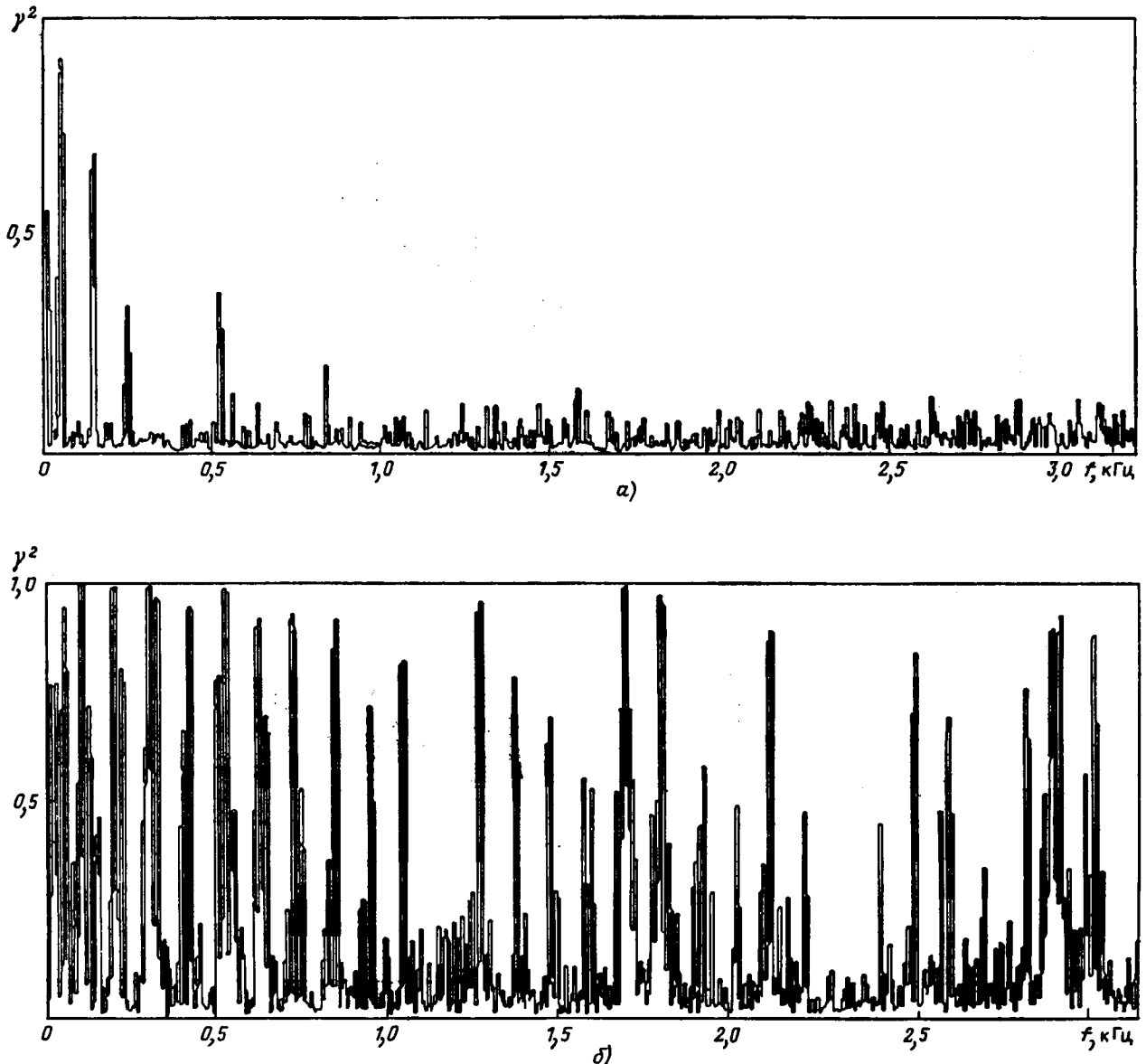


Рис. 3. Функции когерентности между автоспектром индукций и автоспектром вибрации (а) и между автоспектром квадрата

Вологодская индустриальная библиотека

составляющих определяется тем или иным фактором или их линейной комбинацией [5].

По своему характеру магнитные вибровозмущения, как и механические, могут быть отнесены к случайным процессам, что связано с флуктуациями частоты, питания, неравномерностью расположения зубцов ротора и статора, скольжением и прочими несовершенствами конструктивного и энергетического характера. При этих условиях наиболее эффективным методом исследований по разделению источников вибраций является аппарат функций когерентности.

Проиллюстрируем вышесказанное на примере асинхронного двигателя типа 4АА56В4УЗ с числом зубцов ротора, равным 17.

При проведении экспериментальных исследований на зубцах статора были установлены датчики Холла, сигналы которых пропорциональны магнитной индукции в зазоре двигателя. На многоканальном измерительном магнитофоне с блоками частотной модуляции синхронно записывались вибрации на корпусе двигателя, а также сигналы, пропорциональные индукции и вибровозмущающим силам. Последние были получены путем пропускания сигналов индукции через специально разработанный умножитель. Обработка аналоговой информации проводилась на двухканальном анализаторе типа 2034 датской фирмы и регистрировалась на двухкоординатном самописце.

На рис. 2, а—в представлены соответственно спектры магнитной индукции, квадрата магнитной индукции и радиальной вибрации двигателя; на рис. 3, а и б — функции когерентности  $\gamma^2(f)$  для радиальных вибраций двигателя и магнитной индукции и ее квадрата.

Из рис. 3, а видно, что  $\gamma^2(f)$  для подавляющей части спектра частот свыше 150 Гц мала, что свидетельствует о независимости сигналов в этом частотном диапазоне. Напротив, рис. 3, б показывает высокую статистическую зависимость вибрации от квадрата индукции. Так, для некоторых

определяющих по уровням спектр вибрации составляющих на частотах 100, 200, 300, 325, 625, 1700, 1800, 2550 Гц значение  $\gamma^2(f)$  равно 0,9—1,0, что близко к функциональной, а не просто к статистической связи вибраций и квадрата индукции.

Исследования показывают целесообразность выделения магнитных составляющих вибраций по функции когерентности, если известен сигнал, пропорциональный возмущающим силам (в данном случае квадрат индукции). Процедура выделения части спектра магнитных вибраций и их количественная оценка состоит из получения сигналов, пропорциональных квадрату магнитной индукции в воздушном зазоре и вибрации, функции когерентности между вибрацией и квадратом индукции. Затем выбираются те частоты, на которых функция когерентности статистически значима. В качестве граничных значений можно принять в первом приближении, что магнитные вибрации проявляются на тех частотах, где  $0,5 \leq \gamma^2(f) \leq 1,0$ . Доля магнитных вибраций оценивается по соотношению (4).

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каплин А. И., Клименко Э. П. Исследование магнитных вибраций асинхронных двигателей.— Тр. ВНИИЭМ, 1971. т. 37
2. Зубренков Б. И., Кондратенко Ж. Е. О характере вибраций, возбуждаемых подшипниками качения.— Тр. ВНИИЭМ, 1981, т. 68
3. Артоболевский Н. И., Бобровницкий Ю. И., Генкин М. Д. Введение в акустическую динамику машин.— М.: Наука, 1979.
4. Бендат Д., Пирсол А. Измерение и анализ случайных процессов.— М.: Мир, 1974.
5. Астахов Н. В., Малышев В. С., Овчаренко Н. Я. Магнитные вибрации асинхронных двигателей.— Кишинев: Штиинца, 1985.

[20.10.86]

УДК 62-578.001.24

## Уточненный расчет магнитной цепи синхронной электромагнитной муфты

ВОРОНЦОВ В. Д., КОМАРОВ В. П., СМЕРНОВ В. М.

Москва

Условия эксплуатации многих аппаратов требуют обеспечить передачу вращения от ведущего к ведомому валу с помощью магнитных муфт. Причем при использовании электромагнита желательно расположить обмотку возбуждения на неподвижной части конструкции, чтобы избежать скользящего контакта при питании обмотки. Однако в этом случае увеличивается немагнитный зазор и усложняется расчет магнитной цепи, а точность расчета, основанного на использованной в [1] двухузловой эквивалентной схеме магнитной цепи, может оказаться недостаточной. В статье приведены результаты расчета, базирующиеся на более сложной эквивалентной схеме для синхронной электромагнитной муфты, имеющей следующие параметры:

передаваемая мощность, кВт	144
предельная угловая скорость, с <sup>-1</sup>	1200
максимальный крутящий момент, Н·м	120
число зубцов	13

Схема магнитной цепи и потоки рассеяния, соответствующие принятой эквивалентной схеме, приведены на рис. 1. Эквивалентная схема магнитной цепи муфты с обозначением на ней принятых м. д. с. на участках цепи приведена на рис. 2. Она отличается от используемой в [1] наличием дополнительных узлов с потоками  $\Phi_4$ ,  $\Phi_7$ ,  $\Phi_8$ . Расчет магнитных проводимостей не отличается от рекомендованных в [1], за исключением дополнительных узлов.

Расчет предлагаемой эквивалентной схемы сводится к определению коэффициента рассеяния  $\sigma = \Phi / \Phi_8$  в следующей последовательности.

Из рис. 1 и 2 следует:

$$\Phi = \Phi_{12} + \Phi_3 + \Phi_7; \quad (1)$$

$$\Phi_7 = \Phi_4 + \Phi_8; \quad (2)$$

$$\Phi_8 = \Phi_5 + \Phi_3; \quad (3)$$

$$\Phi_{12} = 2\Phi_7 + \Phi_4; \quad (4)$$

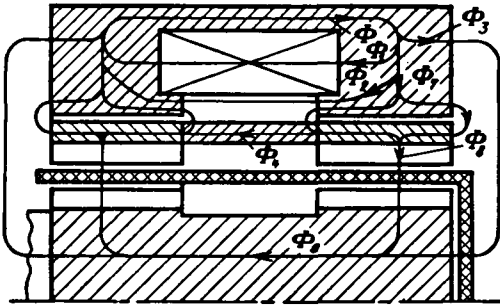


Рис. 1. Схема магнитной цепи и потоки рассеяния

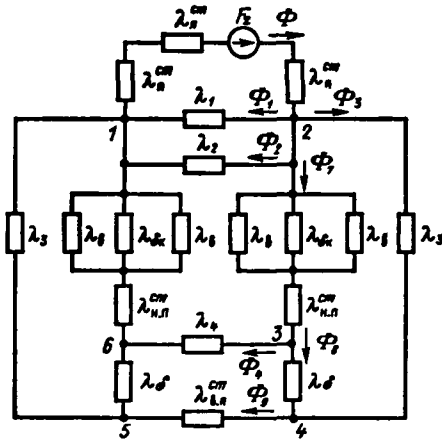


Рис. 2. Эквивалентная схема магнитной цепи электромагнитной муфты:  $\lambda_{\text{я}}^{\text{ст}}$ ,  $\lambda_{\text{п}}^{\text{ст}}$ ,  $\lambda_{\text{н.п.}}^{\text{ст}}$ ,  $\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}$  — проводимости стали соответственно ярма, полюса, наружной полумуфты и внутренней полумуфты;  $\lambda_{\text{вк}}$  — проводимость конструктивного зазора;  $\lambda_{\text{в}}$  — проводимость рабочего зазора;  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  — проводимости между внутренними торцевыми поверхностями полюсов статора;  $\lambda_3$  — проводимость между наружной торцевой поверхностью полюса статора и внутренней полумуфтой;  $\lambda_4$  — проводимость между торцевыми поверхностями зубцовых элементов наружной полумуфты,  $\lambda_{\text{в}}$  — проводимость для потока выпучивания;  $F_{\Sigma}$  — суммарная м. д. с.;  $\Phi$  — магнитный поток, создаваемый обмоткой. Обозначения м. д. с.: между точками 1 и 2 —  $F_{12}$ ; 2 и 3, 6 и 1 —  $F_7$ ; 3 и 4, 5 и 6 —  $F_8$ ; 2 и 4, 5 и 1 —  $F_3$ ; 4 и 5 —  $F_9$

$$F_{12} = 2F_7 + 2F_8 + F_9; \quad (5)$$

$$F_3 = F_7 + F_8, \quad (6)$$

где  $\Phi_{12} = \Phi_1 + \Phi_2$ .

Введем обозначения:

$$\lambda_{12} = \lambda_1 + \lambda_2; \quad \lambda'' = \lambda_{\text{вк}} + 2\lambda_{\text{в}}; \quad \lambda''' = \frac{1}{1/\lambda'' + 1/\lambda_{\text{н.п.}}^{\text{ст}}}.$$

Учитывая общую зависимость для участка магнитной цепи

$$F_i = \frac{\Phi_i}{\lambda_i},$$

выражения (4) — (6) примут вид:

$$F_{12} = \frac{\Phi_{12}}{\lambda_{12}} = \Phi_8 \left[ \frac{\Phi_7}{\Phi_8} \left( \frac{2}{\lambda''} + \frac{1}{\lambda_4} \right) - \frac{1}{\lambda_4} \right]; \quad (7)$$

$$F_{12} = \frac{\Phi_{12}}{\lambda_{12}} = \Phi_8 \left[ \frac{\Phi_7}{\Phi_8} \frac{2}{\lambda''} + \frac{2}{\lambda_4} + \frac{\Phi_9}{\Phi_8} \frac{1}{\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}} \right]; \quad (8)$$

$$\frac{\Phi_3}{\Phi_8} = \frac{\Phi_7}{\Phi_8} \frac{\lambda_3}{\lambda''} + \frac{\lambda_3}{\lambda_4}. \quad (9)$$

Приравняв правые части выражений (7) и (8), получаем

$$\frac{\Phi_7}{\Phi_8} \frac{1}{\lambda_4} = \frac{\Phi_9}{\Phi_8} \frac{1}{\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}} + \left( \frac{2}{\lambda_4} + \frac{1}{\lambda_4} \right). \quad (10)$$

После подстановки в (10) выражений (3) и (9) окончательно получим

$$\sigma_1 = \frac{\Phi_7}{\Phi_8} = \frac{\lambda_4/\lambda_6 (\lambda_3 + 2\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}) + \lambda_4 + \lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}}{\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}} - \lambda_3 \lambda_4 / \lambda''}. \quad (11)$$

С учетом (11) выражение (9) примет следующий вид:

$$\sigma_2 = \frac{\Phi_3}{\Phi_8} = \sigma_1 \frac{\lambda_3}{\lambda''} + \frac{\lambda_3}{\lambda_4} = \frac{\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}/\lambda_6 (2\lambda_4 + \lambda'') + \lambda_4 + \lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}}{\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}/\lambda_3 - \lambda_4}. \quad (12)$$

Из (3)

$$\sigma_3 = \frac{\Phi_9}{\Phi_8} = 1 + \sigma_2 = \frac{\lambda'' (1/\lambda_3 + 1/\lambda_6) + (1 + 2\lambda_4/\lambda_6)}{\lambda''/\lambda_3 - \lambda_4/\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}}. \quad (13)$$

Из (2)

$$\sigma_4 = \frac{\Phi_4}{\Phi_8} = \sigma_1 - 1 = \frac{\lambda_3 (1/\lambda'' + 1/\lambda_6) + 2\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}/\lambda_6 + 1}{\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}/\lambda_4 - \lambda_3/\lambda''}. \quad (14)$$

Из (7)

$$\begin{aligned} \sigma_5 = \Phi_{12}/\Phi_8 &= \sigma_1 \lambda_{12} \left( \frac{2}{\lambda''} + \frac{1}{\lambda_4} \right) - \frac{\lambda_{12}}{\lambda_4} = \\ &= \frac{\lambda_{12} (\lambda_3 + 2\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}}) (\lambda_6 + \lambda'' + 2\lambda_4) + 2\lambda_4 + \lambda''}{\lambda_{\text{в.п.}}^{\text{ст}} \lambda'' - \lambda_3 \lambda_4}. \end{aligned} \quad (15)$$

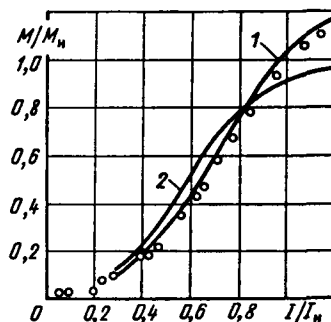


Рис. 3. Зависимость максимального передаваемого момента через перегородку—экран от силы тока в обмотке статора: 1 — теоретическая кривая, вычисленная по эквивалентной схеме рис. 2; 2 — теоретическая кривая, вычисленная по двухполюсной эквивалентной схеме (1); осе — экспериментальные точки

Таким образом, из (1) следует

$$\sigma = \Phi / \Phi_8 = \sigma_5 + \sigma_2 + \sigma_1. \quad (16)$$

Суммарная м. д. с. магнитной цепи

$$F_{\Sigma} = F_{12} + 2F_{\Pi}^{\text{ст}} + F_{\text{я}}^{\text{ст}}.$$

Максимальный момент и электрические параметры катушки возбуждения определяются по известным зависимостям [1, 2]. Сравнение результатов расчета с экспериментальной характеристикой рассматриваемой электромагнитной муфты приведено на рис. 3, из которого видно, что относительная погрешность расчета по известной эквивалентной

схеме [1] составляет примерно 25 %, а использованная эквивалентная схема обеспечивает гораздо меньшую относительную погрешность — не более 8 %.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ганзбург Л. Б., Федотов А. И. Проектирование электромагнитных и магнитных механизмов. Справочник. — Л.: Машиностроение, 1980.

2. Ротерс Г. К. Электромагнитные механизмы. Пер. с англ. А. В. Гордона и А. Г. Сливинской. Под ред. А. Я. Буйлова. — М.: Госэнергоиздат, 1949.

[19.05.87]

## Управляемое сечение в большой электроэнергетической системе

(статья Васьковой Т. В., Иофьева Б. И., Колпаковой А. И., «Электричество», 1987, № 3)

## Единая электроэнергетическая система — быть или не быть?

(статья Веникова В. А., «Электричество», 1987, № 3)

АЛЕКСАНДРОВ Г. Н.

Рассматриваемые статьи и последующая дискуссия свидетельствуют о том, что электроэнергетика нашей страны оказалась неподготовленной к решению проблем формирования ЕЭС большой протяженности и большой суммарной мощности.

Обоснованная целесообразность расчленения ЕЭС на автономные части, авторы первой статьи принимают в качестве исходного постулат о неуправляемости линий (связей) переменного тока и об ограниченности их пропускной способности, снижающейся при увеличении длины линии в соответствии с соотношением

$$P = P_{\text{пр}} \sin \delta, \quad (1)$$

где  $P_{\text{пр}}$  — предельная передаваемая мощность;  $\delta$  — угол между векторами напряжений по концам связи.

Исходя из этой посылки авторы рассматривают «различные технические и экономические характеристики ЭЭС» и, как следствие, делают вывод о целесообразности секционирования ЭЭС управляемыми сечениями, под которыми понимаются вставки постоянного тока.

Однако естественно поставить вопрос о правомерности исходной предпосылки авторов. Для этого рассмотрим условия работы линий электропередачи переменного тока.

При протекании по линии активной мощности  $P$  в каждой точке линии фаза тока и напряжения совпадают. Это означает, что электрическое и магнитное поля линии в этом случае изменяются синхронно: мгновенные значения энергии электрического  $w_3 = Cu^2/2$  и магнитного  $w_m = Li^2/2$  полей одновременно равны нулю и достигают максимального значения. При равенстве этих энергий в каждый момент времени ( $w_3 = w_m$ )

$$\frac{u}{i} = \sqrt{\frac{L}{C}} = z_b, \quad (2)$$

что соответствует натуральному режиму работы линии (отсутствию отраженных от конца линии волн). Натуральный режим работы линии — самосбалансированный. Для его обеспечения требуется только выдача активной мощности генератором. При этом дальность электропередачи не ограничена, так как при любой длине линии нет отраженных волн.

При отклонении режима работы линии от натурального

баланс энергии электромагнитного поля линии нарушается. Например, при увеличении передаваемой мощности сверх натуральной энергия магнитного поля растет, а электрического сохраняется неизменной, поскольку определяется только напряжением и погонной емкостью. Средняя за период энергия магнитного поля на единицу длины линии (одной фазы) равна

$$W_m = LI^2 = Lk^2 I_n^2, \quad (3)$$

где  $k$  — кратность тока по отношению к натуральному  $I_n$ .  
Мощность магнитного поля на единицу длины линии (одной фазы)

$$Q_m = \omega Lk^2 I_n^2. \quad (4)$$

Аналогично мощность электрического поля на единицу длины линии

$$Q_3 = \omega C U^2. \quad (5)$$

Разность мощностей электрического и магнитного полей определяет реактивную мощность небаланса электромагнитного поля линии длиной  $l$  (на три фазы)

$$\begin{aligned} Q &= (Q_3 - Q_m) 3l = 3(\omega C U^2 - \omega Lk^2 I_n^2) l = \\ &= 3\omega L I_n^2 \left( \frac{C}{L} \frac{U^2}{I_n^2} - k^2 \right) l = P_n (1 - k^2) \frac{\omega l}{v_b} = \\ &= P_n (1 - k^2) \lambda, \end{aligned} \quad (6)$$

поскольку  $U/I_n = z_b = \sqrt{L/C}$  и  $L = z_b/v_b$ .

Следовательно,

$$3LI_n^2 = \frac{3z_b I_n^2}{v_b} = \frac{3UI_n}{v_b} = \frac{P_n}{v_b}.$$

Этот небаланс энергии электромагнитного поля (дефицит при  $k > 1$  и избыток при  $k < 1$ ) должен быть возмещен внешним источником. При отсутствии других источников реактивная мощность согласно (6) вырабатывается или поглощается генератором. Именно этому случаю соответствует условие (1). Потоки реактивной мощности вдоль линии приводят к посадке (при  $k > 1$ ) или к повышению (при  $k < 1$ ) напряжения на линии. «Неуправляемая» связь



управляется генератором и оказывает неблагоприятное влияние на условия его работы.

Наиболее целесообразно управлять потоками реактивной мощности вдоль линии с помощью управляемых реакторов, подключаемых к линии на относительно небольших расстояниях (300—600 км) [1]. Мощность реактора на каждом участке при заданной кратности  $k = I/I_n = P/P_n$  определяется формулой (6) с поправкой, зависящей от сосредоточения потребления избыточной реактивной мощности в точках сопряжения участков линии

$$Q_p = 2P_n \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{P_i}{P_n}\right)^2 \sin^2 \lambda_i - \cos \lambda_i}}{\sin \lambda_i}, \quad (7)$$

где  $P_i$  и  $\lambda_i$  — передаваемая мощность и волновая длина  $i$ -го участка линии.

При компенсации избыточной реактивной мощности линии согласно (6) эквивалентная емкость единицы длины линии равна

$$C_3 = k^2 C, \quad (8)$$

эквивалентное волновое сопротивление —

$$z_{в.э} = \sqrt{\frac{L}{C_3}} = \frac{z_b}{k}, \quad (9)$$

и эквивалентная волновая длина линии —

$$\lambda_3 = \omega \sqrt{LC_3} l = \omega k \sqrt{LC} l = k \lambda. \quad (10)$$

Соответственно эквивалентная натуральная мощность линии равна

$$P_{н.э} = k P_n. \quad (11)$$

Таким образом, при компенсации избыточной зарядной мощности линии с помощью управляемых реакторов передача любой мощности  $P \leq P_n$  происходит в натуральном режиме (без отраженных волн от конца линии). При этом напряжение вдоль линии неизменно и оно не изменяется при изменении нагрузки<sup>1</sup>. Такая управляемая линия по отношению к генераторам эквивалентна шинам бесконечной мощности. Поэтому линия произвольной длины не оказывает влияния на условия работы генераторов, а устойчивость работы определяется только внутренними углами между э. д. с. и напряжением на зажимах генераторов (или за трансформатором).

Условия работы генераторов на линии без избыточной реактивной мощности во всех режимах значительно легче, чем на обычной линии. Значительно облегчаются требования к системам возбуждения, поскольку с генераторов снимается функция регуляторов напряжения на линии. В таких условиях генераторы могут работать с  $\cos \varphi \approx 1$ , а следовательно, они могут быть дешевле и надежнее.

Очевидно, что в сложной сети путем изменения мощности реакторов можно произвольно изменять пропускную способность линии, изменяя  $P_{н.э}$  в пределах  $0 \leq P_{н.э} < P_n$  и соответственно распределяя потоки активной мощности нужным способом.

Реализация такой системы в 30-х годах оказалась невозможной из-за отсутствия реакторов с широким диапазо-

ном плавного и достаточно быстрого регулирования их параметров [1]. Однако в то время специалисты в области передачи электроэнергии ясно представляли себе необходимость активной работы в этом направлении, обеспечивающем наиболее экономичный способ управления отдельными линиями и энергосистемой в целом. К сожалению, в последующем внимание специалистов было сосредоточено на реализации менее эффективных способов компенсации избыточной реактивной мощности линий с помощью устройств продольной компенсации, синхронных компенсаторов и статических тиристорных компенсаторов, обеспечивающих возможность передачи электроэнергии в режиме с повышенной натуральной мощностью, что неизбежно связано с большими дополнительными затратами [2] и значительно менее эффективно в отношении обеспечения устойчивости передачи [1].

В последние десятилетия разрабатывались конструкции управляемых реакторов, причем к настоящему времени достигнуты определенные успехи [3]. Система управления реакторами основана на изменении тока в обмотках подмагничивания сердечника. Естественно, в ней используются тиристоры, однако не для управления током нагрузки, как в электропередачах постоянного тока (или во вставках постоянного тока), а небольшой долей от тока нагрузки (приблизительно 1%). Таким образом, управляющие устройства используются на линии переменного тока значительно эффективнее, а их количество и стоимость значительно меньше, чем на вставке постоянного тока с такой же регулируемой пропускной способностью. На вставке постоянного тока обязательно используются источники реактивной мощности емкостного типа, причем их суммарная мощность (на выпрямительной и инверторной стороне) близка к пропускаемой активной мощности независимо от длины линии. Суммарная мощность реакторов на управляемых линиях переменного тока пропорциональна длине линии и становится сравнимой с передаваемой мощностью только при длинах примерно 1000 км ( $\lambda \approx 1$ ). Таким образом, при таких длинах мощность компенсирующих устройств на линиях переменного и постоянного тока примерно одинакова. Но стоимость их на линиях переменного тока в два с лишним раза меньше, так как удельная стоимость мощности реакторов ниже, чем конденсаторов (синхронных компенсаторов).

Большая часть проблем передач переменного тока, затронутых в первой обсуждаемой статье, связана с недостаточной пропускной способностью линий. Разработки последних лет показали, что повышение пропускной способности линий переменного тока обеспечивается простыми и экономичными средствами [4] при условии отказа от некоторых традиций, связанных с созданием линий только минимальной натуральной мощности для каждого класса напряжения.

Другой возможный вариант управляемых связей переменного тока повышенной пропускной способности разрабатывается под руководством В. А. Веникова [5]; самокомпенсация электромагнитного поля двухцепной линии в широком диапазоне изменения передаваемой мощности достигается за счет сдвига фаз систем напряжений (и соответственно токов) цепей. В этом варианте компенсации избыточной реактивной мощности необходимы быстродействующие фазопоротные устройства с плавной регулировкой угла сдвига, мощность которых, как и в варианте постоянного тока, не зависит от длины линии, а определяется только передаваемой мощностью. Однако фазопоротные устройства не могут обеспечить полную компенсацию избыточной зарядной мощности линии при малых нагрузках (вплоть до холостого хода). Поэтому управляемые реакторы целесообразно применять и в варианте двухцепной самокомпенсирующейся управляемой линии для обеспечения режимов малых нагрузок и получения управляемой связи произвольной длины с диапа-

<sup>1</sup> Закон регулирования (6) справедлив для линии без потерь. С учетом активного сопротивления линии он несколько сложнее [1].

зоном регулирования передаваемой мощности  $0 \leq P \leq P_{н\max}$ , где  $P_{н\max}$  — натуральная мощность двухцепной линии при сдвиге фаз цепей  $180^\circ$ .

Изложенное выше в совокупности с аргументами второй обсуждаемой статьи и выступлений И. А. Никулина и Ю. Н. Руденко позволяет выразить несогласие с основной тенденцией развития разработок в институте «Энергосетьпроект» в области формирования ЕЭС. Силы и средства расходуются на бесперспективное направление использования вставок и линий постоянного тока без серьезных обоснований.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

### 1. Электрическая передача больших мощностей на дале-

кие расстояния / Под ред. Р. Рюденберга. — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1984.

2. Александров Г. Н., Евдокунин Г. А. Методика оценки эффективности применения воздушных линий повышенной натуральной мощности в электроэнергетических системах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1987, № 3.

3. Управляемые и насыщающиеся реакторы для ЛЭП сверхвысокого напряжения / Э. А. Сеппинг, И. И. Теллинен, В. В. Нешатаев, Я. Я. Ярвик. — В кн.: Управляемые электропередачи. Кишинев: Штиинца, 1986.

4. Проектирование линий электропередачи сверхвысокого напряжения / Под ред. Г. Н. Александрова и Л. Л. Петерсона. — Л.: Энергоатомиздат, 1983.

5. Управляемые линии электропередачи / Под ред. В. А. Веникова. — Кишинев: Штиинца, 1984.

## ПЛОТНИЦКИЙ А. А.

ПЭО «Одессаэнерго»

В предложенных для обсуждения статьях рассматриваются технические и экономические аспекты функционирования и развития электроэнергетики СССР. Однако представляется, что технические проблемы в значительной степени являются отражением и продолжением организационных, а в широком смысле — социально-экономических проблем, возникающих на определенных этапах развития страны. Сама идея «управляемого сечения» для разделения частей системы, работающих с различными отклонениями частоты, является следствием несбалансированного роста электропотребления, производства электроэнергии и пропускной способности электрических сетей переменного тока, т. е. сторонники «управляемого сечения» вместо кардинального лечения и профилактики болезни предлагают «жаропонижающие» средства.

Авторы первой статьи представляли институт «Энергосетьпроект», который в значительной степени определяет генеральную линию развития энергетики страны, поэтому вполне понятна острота и даже тревожность постановки вопроса в статье В. А. Веникова «быть или не быть?». И хотя в статье Т. В. Васьковой и др. как будто и не ставится под сомнение целесообразность объединения энергосистем в *единую систему*, тем не менее идея «управляемого сечения» направлена именно на их *разделение* по основному общесистемному параметру — частоте. Учитывая принципиальную важность проблем, отраженных в обсуждаемых статьях и в опубликованных откликах (особенно в откликах И. А. Никулина и Ю. Н. Руденко), представляется, что основной целью дискуссии должно быть получение ответа не на вопрос «хороши или не хороши управляемые сечения?», а на вопрос «как обеспечить объективные организационно-экономические предпосылки для оптимального функционирования и развития электроэнергетики страны?».

Подходя к дискуссии с такой позиции, необходимо прежде всего уточнить некоторые основные термины и определения, так как в литературе, в том числе в обсуждаемых статьях и откликах, имеет место неоднозначное и непоследовательное их использование, приводящее к недостаточной четкости при рассмотрении проблем и к методологическим ошибкам. По мнению автора данного отклика, следует строго придерживаться терминологии, принятой в [1]. Учитывая принципиальную важность этих определений, позволю себе привести здесь некоторые из них: «энергетической системой (энергосистемой) называется совокупность электростанций, электрических и тепловых сетей, соединен-

ных между собой и связанных общностью режима в непрерывном процессе производства, преобразования и распределения электрической энергии и теплоты при общем управлении этим режимом», «электроэнергетической системой называется электрическая часть энергосистемы и питающиеся от нее приемники электрической энергии, объединенные общностью процесса производства, передачи, распределения и потребления электрической энергии». Отметим также, что рассматривая структуру управления энергосистемой, следует определять энергоуправления и энергопредприятия в соответствии с [2].

Указанные определения характеризуют энергосистему (ЭС) и электроэнергетическую систему (ЭЭС) как человеко-машинные системы [3]; при этом ЭС или ЭЭС всегда является единой, электрически связанной, а если эта связь разрушается, то вместо одной появляется несколько систем. С этой точки зрения представляется нецелесообразным формулировать какое-либо специальное определение для единой энергетической системы; важно, как это подчеркнуто в статье В. А. Веникова, что общесистемный параметр — частота — должна быть одинакова во всей системе.

Термины «Единая энергетическая система СССР» (ЕЭС СССР) и «Объединенная энергетическая система» (ОЭС) имеют, по-видимому, просто исторически сложившийся характер, отражающий тот факт, что оперативно-диспетчерское управление в пределах ЕЭС и ОЭС осуществляют специальные энергоуправления — ЦДУ ЕЭС СССР или ОДУ. Важно подчеркнуть, что если Минэнерго СССР и его подразделения осуществляют управление энергосистемой, то органа, осуществляющего управление электроэнергетической системой, строго говоря, нет. Отметим, что для уточнения приведенных выше определений в составе ЭЭС наряду с электрической частью ЭС следует выделять системы электрообеспечения потребителей (ЭСЭП), в каждую из которых входит совокупность электроустановок и электроприемников, находящихся на балансе различных отраслей народного хозяйства, за исключением энергопредприятий.

В статье В. А. Веникова высказано соображение о том, что электроэнергетическая система не может быть «чисто электрической», так как в ее составе могут появляться неэлектрические связи в виде углепроводов, газопроводов и т. п. Бесспорно, что такие связи необходимо рассматривать и учитывать, однако при этом мы уже выходим на уровень топливно-энергетического комплекса страны, управление которым осуществляется и, по-видимому, будет осу-

шествляться в дальнейшем различными министерствами. В связи с этим подчеркнем еще раз нецелесообразность выхода за рамки приведенных определений ЭС и ЭЭС при рассмотрении проблем их функционирования.

Сложившееся в последние 10—15 лет неудовлетворительное положение в электроэнергетике в значительной степени связано с недостатками управления ЭЭС как в рамках энергосистемы — Минэнерго СССР, так и в рамках ЭЭСП — отраслей-потребителей электроэнергии. Представляется целесообразным предложить следующую структуру функциональных и временных уровней управления.

В качестве функциональных уровней управления ЭЭС СССР следует выделить отраслевой, территориально-отраслевой, территориально-производственный и производственный уровни, в качестве временных уровней — долгосрочное планирование, пятилетнее планирование, текущее планирование и текущую эксплуатацию. Хотя предложенные структуры в основном соответствуют известным принципам управления, тем не менее на практике они реализованы не полностью, что приводит к возникновению ряда серьезных проблем, в том числе рассматриваемых в настоящей дискуссии. Отметим некоторые особенности управления ЭЭС в контексте обсуждаемых статей и откликов.

Для оптимального функционирования ЭС необходимо обеспечить единство административно-хозяйственного и оперативно-диспетчерского управления. Между тем в настоящее время эти две функции объединены только на территориально-производственном и производственном уровнях, где в состав энергоуправлений (ПЭО и РЭУ) и энергопредприятий (ПЭС) входят диспетчерские службы, а также на отраслевом уровне, где ЦДУ ЭЭС СССР подчинено непосредственно руководству Минэнерго СССР. На территориально-отраслевом уровне административно-хозяйственное управление осуществляют многочисленные главные управления энергетики и электрификации союзных республик и регионов РСФСР, Минэнерго Украинской ССР, Казахской ССР и Узбекской ССР, а диспетчерское управление — одиннадцать ОДУ (в том числе ОДУ ОЭС Средней Азии и ОЭС Дальнего Востока, работающих пока изолированно от ЭЭС СССР). Такое разделение функций вызывает серьезные трудности при решении вопросов ведения режимов и перспективного развития энергосистемы. Еще в XI пятилетке предполагалось создание в среднем звене управления отраслью крупных Всесоюзных промышленных энергетических объединений (ВПО) и повсеместный переход от РЭУ к ПЭО [4], однако эти меры не были осуществлены. Представляется, что именно ВПО и ПЭО должны стать основными звеньями управления на территориально-отраслевом и территориально-производственном уровнях соответственно, при этом ОДУ должны войти в состав ВПО, даже если для этого потребуются некоторое изменение существующих границ ОЭС. Такое совершенствование структуры управления должно объективно способствовать лучшему обеспечению энергобалансов при эксплуатации энергосистемы, ведении ее режимов и развитии. Следует напомнить, что в настоящее время размеры существующих РЭУ и ПЭО отличаются друг от друга в 15—20 раз, размеры ПЭС по объему обслуживания — в 8—10 раз [5], а установленная мощность ОЭС — в 3—5 раз [6].

Весьма неудовлетворительно обстоит дело с качеством планирования и проектирования развития ЭЭС СССР. Одна из причин этого кроется, видимо, в том, что «зоны интересов» проектных и исследовательских организаций Минэнерго СССР, в том числе института «Энергосетьпроект», не совпадают с зонами деятельности конкретных энергоуправлений и энергопредприятий. В результате часто появляются экономически не обоснованные и имеющие низкую практическую ценность научные разработки и рекомендации; с другой стороны,

сбалансированные проекты и схемы развития безжалостно урезаются строительными органами того же Минэнерго. В связи с этим возникает вопрос: почему, например, рельсы для МПС прокладывает Минтрансстрой, корпуса заводов сооружает Минмонтажспецстрой, а Минэнерго само для себя строит электростанции и линии электропередачи? Такое положение создает объективные условия для того, чтобы народнохозяйственные интересы приносились в жертву внутриведомственным, а в результате — несбалансированный ввод генерирующих мощностей, отставание сетевого строительства, громадные встречные потоки топлива и энергии.

Дефицит мощности в ЭЭС или ее части может возникнуть не только из-за недостаточной мощности электростанций или пропускной способности сетей и отсутствия требуемых резервов, но и вследствие превышения запланированного потребления мощности. В связи с этим следует указать на необходимость совершенствования взаимоотношений между энергосистемой и потребителями, так как энергонадзор постоянно сталкивается с нарушениями установленных потребителям лимитов мощности и энергии, невыполнением требований по компенсации реактивной мощности. Если рассматривать структуру управления ЭЭС, то в дополнение к перечисленным выше функциональным уровням управления энергосистемой необходимо выделить высший — межотраслевой — уровень и низший — уровень потребителей электроэнергии. Связующими звеньями между энергосистемой и потребителями являются Главгосэнергонадзор Минэнерго СССР и его подразделения [7], однако в их структуре имеются недостатки, аналогичные недостаткам существующей структуры хозяйственного и диспетчерского управления ЭЭС СССР. Так, наряду с региональными управлениями госэнергонадзора действуют управления (отделы) госэнергонадзора министерств (главных управлений) энергетики и электрификации союзных республик. Если предприятия электросетей обеспечивают передачу электроэнергии, то предприятия «Энергонадзор» занимаются ее реализацией, при этом они не менее заинтересованы во взимании с потребителей штрафов за превышение лимитов мощности и энергии и за низкий уровень компенсации реактивной мощности, чем в действительном решении этих проблем. Представляется, что управление энергонадзором и взаимодействие с потребителями должны быть приведены в соответствие с предложенными в настоящем отклике функциональными уровнями управления ЭЭС СССР. На производственном уровне управления имеется значительный опыт ряда ПЭО Минэнерго УССР, в которых функции энергонадзора переданы предприятиям электросетей, однако до сих пор отсутствует объективный всесторонний анализ этого опыта, позволивший бы распространить его в других энергопредприятиях и энергоуправлениях.

Не затрагивая здесь другие технико-экономические и организационные проблемы, отметим в заключение, что основной задачей органов управления ЭЭС на всех уровнях должно быть обеспечение ее оптимального развития и функционирования при условии поддержания в обоснованных пределах основного параметра — частоты. В масштабах ЭЭС СССР эта задача связана с вовлечением огромных материальных ресурсов, поэтому основополагающие решения следует принимать преодолевая узковедомственные, силовые интересы, с широким участием научно-технической общественности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Правила устройства электроустановок / Минэнерго СССР. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Правила технической эксплуатации электрических станций и сетей. — М.: Энергия, 1977.
3. Мелентьев Л. А. Системные исследования в энергетике. — М.: Наука, 1983.

4. Энергетика СССР в 1981—1985 годах / П. К. Аксютин, Г. А. Веретенников, М. С. Воробьев и др.; Под ред. А. М. Некрасова, А. А. Троицкого.— М.: Энергоиздат, 1981.

5. Бандуилов И. Е. Совершенствование организационных

структур в энергосистемах.— Электрические станции, 1984, № 12.

6. Савалов С. А. Режимы Единой энергосистемы.— М.: Энергоатомиздат, 1983.

7. Инструктивные материалы Главгосэнергонадзора Минэнерго СССР.— М.: Энергоатомиздат, 1986.

## МАГДА И. И.

### Министерство энергетики и электрификации УССР

Дискуссия, организованная по статьям Т. В. Васьковой и др. и В. А. Веникова, поднимает ряд весьма актуальных вопросов дальнейшего развития электроэнергетики СССР. Острота и важность этих вопросов подтверждается уже тем обстоятельством, что в двух номерах журнала выступили более 10 крупнейших специалистов, и это, по-видимому, лишь начало.

Правильное решение рассматриваемых вопросов во многом зависит от полноты и строгости определения ЕЭС. Подход с «целевых» позиций, предложенный Ю. Н. Руденко, отражает современные требования к взаимоотношениям отраслей в народном хозяйстве и, по нашему мнению, должен быть положен в основу решения проблемы. ЕЭС в первую очередь должна обеспечивать надежное и качественное энергоснабжение потребителей, а во вторую очередь заботиться о том, чтобы это достигалось с наименьшими затратами. Вопрос о том, будет ли это происходить при одинаковой частоте от Владивостока до Берлина, либо при различных частотах, должен быть решен сопоставлением вариантов по технико-экономическим показателям математического ожидания от перерывов энергоснабжения, математического ожидания ущерба от отклонений частоты и приведенных затрат на сооружение и эксплуатацию системообразующей электрической сети и системы регулирования частоты.

Для этого необходимо сузить круг обсуждаемых вопросов и сосредоточить внимание на конкретных предложениях. Примером удачного решения одного дискуссионного вопроса представляется статья [1], содержание которой благодаря четкому выделению сути разногласий, наглядности и наличию конструктивных предложений позволило без дальнейших споров отказаться от неэффективных хозяйственных отношений, принятых к тому времени во всех ОДУ страны, кроме ОДУ Юга, и в короткий срок распространить механизм хозяйственных расчетов, предложенный для ОДУ Юга, в масштабе СССР.

Отклик И. А. Никулина интересен благодаря обилию представленного в нем фактического материала, но уводит дискуссию в сторону от главного вопроса. Критика существующего положения с вводами и балансом генерирующих мощностей совершенно справедлива, но не имеет отношения к главному вопросу о целесообразности секционирования ЕЭС. Утверждение о технико-экономической целесообразности работы ЕЭС с различными, но находящимися в пределах ГОСТа частотами секций не следует смешивать с совершенно независимым вопросом о допустимости или недопустимости работы с частотой, выходящей за эти пределы. Сам И. А. Никулин отмечает, что второй вопрос уже разрешен и ЕЭС СССР работает сейчас хотя и неэкономично, но в основном без наблюдавшихся ранее недопустимых отклонений частоты.

Отклик В. В. Бушуева и А. Х. Калужного охватывает также весьма актуальный, но совершенно другой вопрос оптимизации режимов электрически неоднородных контактных

примыкает к теме дискуссии лишь благодаря тому обстоятельству, что ВПТ можно использовать в двух совершенно различных ролях — в качестве средства развязки несинхронных подсистем по частоте и в качестве средства связи несинхронных подсистем в ситуациях, требующих поворота фазы.

Наглядным примером разъяснения сути главного вопроса может служить Выборгская ВПТ, которую И. А. Никулин считает «вынужденным и очень дорогим для СССР решением», принятым «из-за нестабильности частоты в СССР». Мы же рассматриваем этот объект как результат прорыва в область новой технологии и как составной элемент будущего управляемого сечения между СССР и странами Восточной Европы. Решения о сооружении Выборгской и о проектировании Полесской ВПТ, которые пришлось принять в противовес устаревшей концепции синхронной работы больших электроэнергетических систем, являются, на наш взгляд, убедительными доказательствами научной несостоятельности этой концепции.

Вопрос о необходимости и способах строгого регулирования частоты предельно ясен и в ближайшее время должен быть закрыт. Когда будет наведен порядок в хозяйственном механизме проектирования, строительстве и эксплуатации электростанций, в ЕЭС СССР можно будет регулировать частоту не хуже, чем это делается в условиях энергообъединения скандинавских стран. Означает ли это, что необходимо в Выборгской ВПТ в будущем отпадет и ее можно будет демонтировать и заменить синхронной связью?

Рассмотрим гипотетические аварийные режимы энергообъединения NORDEL, возникающие при дефицитах генерирующих мощностей 1500, 1000 и 500 МВт. Номинальная коммерческая мощность ВПТ — 600 МВт, максимальная, предусмотренная по требованию финской стороны на случай ремонтных и аварийных ситуаций в энергообъединении — 1000 МВт [2]. При наличии ВПТ часть аварийного дефицита величиной в 400 МВт покрывается за счет помощи ЕЭС СССР, ориентировочно 900 МВт<sup>1</sup> — путем снижения частоты в Финляндии, Швеции и Норвегии до уставки АЧР, остаток — за счет отключения потребителей средствами АЧР (см. ниже):

Исходный аварийный дефицит в энергообъединении	500	1000	1500
Разгрузка энергообъединения NORDEL путем снижения частоты	100	600	900
Отключение потребителей энергообъединения NORDEL	—	—	200
Объем регулирования электростанций СССР	+400	+400	+400
	плавно	плавно	плавно

Если же заменить ВПТ синхронной связью с пропускной способностью в 1000 МВт, то в рассматриваемых аварийных

<sup>1</sup> Здесь и далее цифры носят иллюстративный характер. Реальные величины зависят от нагрузки энергообъединения NORDEL в доаварийном режиме, наличия вращающегося резерва, уставок АЧР и др.

ситуациях она будет автоматически отключаться и исходный дефицит энергообъединения NORDEL будет увеличиваться на 600 МВт с увеличением объема погашения потребителей на 1000 МВт:

Исходный аварийный дефицит	500	1000	1500
Разгрузка энергообъединения NORDEL путем снижения частоты	900	900	900
Отключение потребителей энергообъединения NORDEL	200	700	1200
Объем регулирования электростанций удар СССР	—600	—600	—600

Можно, конечно, увеличить пропускную способность синхронной связи до величины, обеспечивающей сохранение динамической устойчивости в любых ситуациях, т. е. примерно до 15—20 % от мощности меньшего энергообъединения, но тогда соответствующие капитальные вложения будут существенно превышать стоимость ВПТ. С другой стороны, если бы коммерческая номинальная мощность возросла до величины 15—20 % от мощности NORDEL, технико-экономические преимущества могли бы оказаться на стороне синхронной связи.

Таким образом, Выборгская ВПТ — не только средство для производства электроэнергии «в экспортном исполнении». Это сейчас и в будущем мощное средство повышения надежности энергоснабжения потребителей в скандинавских странах.

Противоположная ситуация сложилась при проектировании и эксплуатации связей ЕЭС СССР со странами СЭВ. Ориентация на синхронную связь, принятая в угоду устаревшей научно-технической концепции, привела с обеих сторон к огромным народнохозяйственным ущербам. Например, в 1986 г. относительно небольшие случайные набросы мощности перетока по связи 750 кВ Юг — СЭВ привели к 3 аварийным автоматическим делениям с отключением средними АЧР потребителей в странах СЭВ на 1000—1500 МВт. Или задать среднее время восстановления синхронной связи примерно 2 ч и принять минимальную оценку ущерба при отключении потребителей без предупреждения равной 1 руб./Вт·ч, получаем минимальную оценку ущерба, обусловленного отключениями потребителей в странах СЭВ за год, равную 50 млн руб.

Автоматические деления синхронной связи со странами СЭВ сопровождаются ударами по крупным энергоблокам ЕЭС СССР суммарной мощностью 2000—2500 МВт. Поскольку после 3—4 таких ударов энергоблок приходится выводить в ремонт, это приводит в условиях Минэнерго УССР к перманентному снижению располагаемой мощности экономического оборудования на 15—20 % с соответствующим перерасходом топлива на мелких электростанциях.

Аналогичные явления (пока при меньших мощностях) наблюдаются и в других регионах СССР.

В свете этих данных нельзя согласиться с утверждениями В. В. Бушуева, Г. Е. Поспелова, Д. А. Арзамасцева и других авторов в том, что концепция синхронной работы больших электроэнергетических систем себя оправдала, никаких неприятностей не порождает и никаких оснований для ее пересмотра нет и не предвидится, а также с утверждением многих авторов о «местническом характере» стремлений к секционированию ЕЭС. Подразумевается, что концепция секционирования ЕЭС поддерживается специалистами Минэнерго УССР и ОДУ Юга, потому что они работают в избыточном энергообъединении, а сооружение вставок постоянного тока выгодно «только для избыточных систем при значительно большем ущербе в дефицитных системах». Если продолжить рассуждения Д. А. Арзамасцева, получается, что Выборгская ВПТ была сооружена с целью «взвалить все тяготы на плечи» дефицитного энергообъединения скандинавских стран, а Полесскую ВПТ в СССР проектируют для того, чтобы ухудшить надежность и качество энергоснабжения потребителей в странах СЭВ.

Приведенный пример для энергообъединения NORDEL и данные аварийной статистики для существующей синхронной связи Юг — СЭВ показывают, что вставки постоянного тока по сравнению с синхронной связью являются эффективным средством повышения надежности энергоснабжения потребителей именно для дефицитных энергообъединений. Если же, как это было в недавнем прошлом и может по каким-то причинам повториться в будущем, избыточный по мощности партнер работает с ненормальной частотой, вставка постоянного тока по сравнению с синхронной связью оказывается одновременно весьма эффективным средством повышения качества электроэнергии опять-таки для дефицитных энергообъединений.

Уникальные географические условия СССР приводят к целесообразности разделения по частоте вставками или переделами постоянного тока не только на государственных границах, но и в нескольких сечениях внутри страны. Представления о том, что разделение по частоте означает отказ от создания Единой энергосистемы СССР, совершенно неправильны. Секционированная электроэнергетическая система страны остается Единой в смысле диспетчерского управления, взаимодействия и взаимопомощи в нормальных режимах, при ремонтах оборудования и в аварийных ситуациях. Разделение по частоте, как показано выше, не уменьшает, а увеличивает эффективность взаимодействия и взаимопомощи.

Сомнения насчет сложности и надежности оборудования ВПТ опровергаются результатами сооружения Выборгской ВПТ и зарубежным опытом. К 1984 г. в мире функционировало и строилось 28 ВПТ и ППТ, в течение 1984—1988 гг. строится 20 ВПТ и ППТ [3]. По данным СИГРЭ готовность к работе оборудования большинства выпрямительно-инверторных подстанций на тиристорных вентилях в 1981—1982 гг. составила 98,5—99,6 %. По прогнозу на период до 1990 г. в мире будет ежегодно вводиться в среднем по 3000 МВт суммарной мощности ВПТ и ППТ [3].

Сомнения насчет сложности и надежности новой автоматики, которая должна быть создана на управляемых сечениях ЕЭС СССР, опровергаются сравнением существующих проектов противоаварийной автоматики слабых синхронных связей (например, в сечении Центр — Юг) с технологическими решениями, предложенными в [4]. Автоматика управляемого сечения получается в несколько раз дешевле и надежнее, чем адаптивная балансирующая автоматика синхронной связи.

При подведении итогов дискуссии необходимо провести глубокий научный анализ выдвинутых предложений и сформулировать научно обоснованную концепцию дальнейшего развития Единой электроэнергетической системы СССР и ее взаимодействия с энергосистемами других стран.

**Выводы.** 1. Для успешного обсуждения необходимо выделить друг от друга совершенно не связанные между собой вопросы обеспечения баланса мощностей по регионам ЕЭС, альтернативного выбора синхронной или несинхронной связи между регионами и оптимальных средств преодоления электрической неоднородности больших контуров.

2. В основе технико-экономического обоснования концептуальных и вариантов решений должен лежать «целевой» подход с позиций надежности и качества энергоснабжения потребителей.

3. Понятие несинхронного управляемого сечения как элемента общей теории электрических систем в настоящее время имеет достаточное теоретическое обоснование и практическое подтверждение, и на его основе может быть разработана научная концепция дальнейшего развития Единой электроэнергетической системы СССР.

4. Конкретные решения необходимо принимать на основе объективных проектных проработок трех вариантов сооружения

и развития каждой связи между регионами ЕЭС СССР: жесткая синхронная связь, обеспечивающая устойчивость параллельной работы при любых возмущениях; слабая синхронная связь, оборудованная балансирующей автоматикой; несинхронная связь с автоматически управляемым перетоком.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бойко Н. Д., Магда И. И., Щербина Ю. В. К вопросу об экономических отношениях энергосистем с ОДУ.— Энергетика и электрификация, 1981, № 3.

2. Разработка выпрямительно-инверторной подстанции для несинхронной связи энергосистем СССР и Финляндии: Сб. научных трудов НИИПТ.— Л.: Энергоатомиздат, 1984.

3. Берковский А. М. Электропередачи постоянного тока — современная техника за рубежом.— Энергохозяйство за рубежом, 1986, № 3.

4. Щербина Ю. В., Салимон П. И., Скляров В. Ф. Противоаварийная автоматика Единой энергосистемы СССР, секционированной вставками и передачами постоянного тока.— Энергетика и электрификация, 1987, № 3.

### ШНЕЛЛЬ Р. В.

Что определяет единство любой кибернетической системы: общность цели? частота колебаний волновых процессов? иерархическая система управления? Нет!

Единство кибернетической системы определяется наличием вещественных, энергетических и информационных обменных процессов. Именно эти процессы обеспечивают глобальный оптимум; применительно к Единой электроэнергетической системе — обмен электроэнергией и информацией между ее частями. Реализация этого требует достаточной пропускной способности электрических сетей, как правильно пишут авторы первой обсуждаемой статьи. Другое дело, как обеспечить эту способность.

Все авторы, принимавшие участие в дискуссии, сходятся на том, что увеличение пропускной способности должно быть достигнуто самым эффективным способом, дают рекомендации по техническим мероприятиям, но никто не приводит технико-экономических оценок в целом. И это понятно. Такие оценки для предлагаемых «лоскутных проектов» неубедительны, а в целом для ЕЭС невозможны из-за большой размерности задачи, неопределенности исходной информации, слабости прогноза научно-технического прогресса на перспективу и т. д.

По-видимому, решение этой задачи возможно только путем разработки в целом для ЕЭС и для ее районов — ОЭС — интегральных технико-экономических оценок таких показателей, как, например, единовременные и текущие затраты на все типы электростанций и линии электропередачи, экономическая плотность тока, стоимость компенсации реактивной мощности и энергии, преобразования частоты, переменного тока в постоянный и инвертирования его.

При этом следует помнить, что все эти оценки имеют динамическую природу. Относительная скорость их изменения определяется приращением отношения текущих затрат к единовременным, а последние зависят от научно-технического прогресса производства, отрасли, новых изобретений и открытий. Например, в настоящее время передача постоянного тока из-за большой стоимости преобразовательных устройств высока несмотря на низкую стоимость воздушных ЛЭП. Дорого стоят и преобразователи частоты. В этих условиях ЛЭП переменного тока пока обладают высокой конкурентной способностью. Но будет ли это всегда? Открытие сверхпроводимости керамики при температурах порядка 100° К, т. е. при азотных температурах, в случае дальнейшего повышения значения критического тока, может существенно повлиять на наши представления об экономической эффективности преобразователей частоты тока и напряжений и на дальнейшее развитие электроэнергетики.

Поэтому любое догматическое толкование о тех или иных путях развития энергетики априори вредно. Можно рассмат-

ривать любую перспективу развития электроэнергетической системы как одну из альтернатив или «рабочих гипотез», но не более. Выбор одного пути на все времена научно не может быть обоснован. Выбор должен производиться в «процессе непрерывного проектирования» (по терминологии акад. Мелентьева Л. А.) для кибернетической системы в целом и каждой ее части, объекта отдельно и ориентироваться и корректироваться по глобальному оптимуму через интегральные технико-экономические показатели, изменяющиеся во времени.

Как дальше развивать электроэнергетическую систему страны? Как обеспечить ее высокоэкономичное развитие, т. е. минимум приведенных затрат в целом по стране на выработку электроэнергии? Вот научно-практическая задача, которая непрерывно решается и которую еще придется научиться решать лучшим образом.

1. Прежде всего следует отметить, что на решении этой задачи не нужно экономить средства. Сейчас на это тратится у нас в стране 3—4 % стоимости электроэнергетического строительства, а за рубежом — более 10 %. Вот почему возникает «экономное» — «лоскутное» — проектирование.

2. К решению этой задачи нужно привлечь ученых АН СССР, Минвузов СССР и РСФСР как ответственных соисполнителей проектов развития систем и объектов.

3. Необходимо организовать работы по главным поисковым научно-техническим направлениям и широкое демократическое обсуждение результатов в печати.

4. Все проекты развития энергосистем и отдельных объектов — крупные электростанции, дальние электропередачи, устройства по использованию сверхпроводимости, накопители энергии, устройства компенсации, оборудование и конструкции подстанций и опор и др. — нужно выносить на обсуждение научно-технической общественности.

5. Следует организовать конкурсные научно-технические разработки и проектирование хотя бы объектов стоимостью выше 5 млн. руб.

6. Электроэнергетическая система страны должна рассматриваться независимо от административного деления страны на республики, регионы, области, что фактически предлагают некоторые авторы из союзных республик.

7. Управление электроэнергетической системой страны, построенное по территориально-иерархическому принципу в виде централизованной системы, хорошо зарекомендовало себя на практике и ни у кого не вызывает возражений. Что касается противоаварийной автоматики, то проблем там больше, чем предложений, и серьезное рассмотрение возможности создания эффективных «управляемых сечений» и других средств управления, по-видимому, не противоречит общей цели эффективного развития электроэнергетики.

УДК 621.311.2.072.8.001.2

## Дискретно регулируемые агрегаты в энергетике

(статья Журавлева В. Г., «Электричество», 1987, № 5)

АСТАХОВ Ю. Н., БУРКОВСКИЙ А. Е., ТЕР-ГАЗАРЯН А. Г.

В настоящее время наблюдается рост несоответствия режимов электропотребления и структур генерирующих мощностей. Наиболее заметно эта тенденция проявляется в относительном снижении ночной (минимальной) электрической нагрузки по отношению к вечерней (максимальной). По расчетам ночная нагрузка ЕЭС СССР в зимний период может снизиться до 55 % к 2000 году.

Неравномерность суточного графика нагрузки предъявляет особые требования и к структуре генерирующих мощностей. В европейской части страны наблюдаются следующие тенденции: снижение удельного веса ГЭС, увеличение доли крупных блоков, работающих в базовом режиме, дальнейшее развитие ТЭЦ и увеличение их тепловой загрузки. В этой связи общий регулировочный диапазон вновь вводимых мощностей электростанций в электроэнергетических системах европейской части страны с начала 1970-х годов до настоящего времени сократился с 23 до 12 %. В этих условиях вся тяжесть переменного режима работы возлагается на блочные конденсационные станции, которые также проектировались для базового режима работы. Переменный режим работы энергоблоков приводит к существенному снижению их экономичности и надежности и ускоренному износу оборудования. Особенно нежелателен режим работы энергоблоков с частными пусками и остановами. Учитывая особенности работы станций в базовом режиме, дискретно регулируемые агрегаты позволят существенно упростить и удешевить их сооружение и эксплуатацию.

Однако для станций, работающих в пиковом и полупиковом режиме, дискретность управления режимом нежелательна, поскольку изменение нагрузки может быть непрерывным (аналоговым). В обсуждаемой статье предлагается использовать агрегаты с несколькими рабочими точками. Это ведет к уменьшению ступени дискретности регулирования, но теряются основные преимущества дискретно регулируемых агрегатов — относительная простота и дешевизна оборудования, высокие надежность и к. п. д. работы оборудования. Возможно уменьшение единичной мощности агрегатов, но это противоречит современным тенденциям. Чтобы решить этот вопрос, необходимо применение принципиально новых устройств.

Перспективным со всех точек зрения можно считать устройство, позволяющее частично разделить во времени процессы выработки и потребления электроэнергии, имеющее высокий к. п. д. и вступающее в работу практически мгновенно.

Таким устройством может быть накопитель электрической энергии (НЭ), который позволит:

- полностью выровнять графики нагрузок электростанций; обеспечить ввод в действие за несколько периодов; значительно повысить статическую и динамическую устойчивость энергосистемы;

- увеличить надежность электроснабжения и исключить возможность отключения потребителей.

Конечно, применение в энергосистеме накопителей приводит к изменению количества вырабатываемой электроэнергии, которое будет зависеть от к. п. д. НЭ и места его установки.

Использование НЭ позволит изменить требования к системе управления агрегатов. Если сейчас возможности авто-

матики существенно превосходят реальные потребности управления режимом современных энергообъединений, то применение НЭ еще более увеличит его превосходство, сводя к минимуму требования системы к средствам автоматики. Возникает необходимость нового подхода к проектированию станций. В обсуждаемой статье сделана попытка такого подхода и, как следствие, вывод о целесообразности широкого внедрения «дискретной энергетики». Использование НЭ, требования, предъявляемые ими к системе, позволяют использовать системный подход при проектировании станций.

Выравнивание НЭ графика загрузки станций позволит использовать агрегаты без регулирующего устройства — дискретные агрегаты, что приведет к уменьшению капитальных вложений в станции, упростит их обслуживание, повысит надежность. Поскольку большинство дискретных агрегатов будут работать в одном «крейсерском» режиме, их параметры будут оптимальными для данного режима, а следовательно, их к. п. д. будет максимальным.

Использование НЭ позволит перевести часть станций, работающих в полупиковом и пиковом режимах, в базовый режим, что расширит область применения дискретных агрегатов.

Регулирование режима может осуществляться с помощью аналоговых агрегатов, накопителей и дискретных агрегатов, т. е. будет иметь два вида регулирования — дискретное и аналоговое. С развитием дискретной энергетики и накопителей последние будут брать на себя большую часть регулирования, поскольку любое изменение режима работы агрегата ведет к увеличению расхода топлива и износа оборудования, уменьшению надежности. Использование накопителей позволит избежать этого.

Кроме того, при одинаковой мощности накопителя и агрегата первый имеет вдвое больший регулировочный диапазон. Это можно показать на примере прохождения провала нагрузки. Если величина провала составляет мощность двух агрегатов, то для прохождения провала необходимо отключить два агрегата. Эту же задачу можно решить переводом накопителя из режима выдачи, при котором мощность равна мощности одного агрегата, в режим потребления энергии. Естественно, это можно осуществить при соответствующей энергоемкости накопителя.

Помимо этого накопитель, особенно НЭ, отличается большим быстродействием. Это быстродействие обусловлено тем, что НЭ подключается к сети через преобразователь, время обратного включения которого составляет несколько периодов промышленной частоты.

Использование НЭ для регулирования активной мощности открывает возможность дальнейшего упрощения дискретных агрегатов. Можно также вынести на шины станции управление реактивной мощностью. Это позволит упростить систему возбуждения генераторов. Регулирование реактивной мощностью можно возложить на различные источники реактивной мощности (ИРМ). Использование отдельного управления преобразователями в некоторых случаях позволит отказаться и от применения ИРМ.

Для обоснования применения НЭ необходимо рассмотреть экономическую эффективность его функционирования. В зависимости от места установки НЭ эффективность его



меняется, но всегда определяется суммой следующих составляющих:

экономия, связанная с уменьшением капиталовложений в генерирующее оборудование и ЛЭП;

экономия топлива, связанная с выравниванием графика нагрузки;

экономия, связанная с уменьшением потерь электроэнергии в электропередачах на участках между электростанцией и местом установки накопителя.

Рассмотрим изменение основных элементов затрат, связанное с включением НЭ, одновременно учитывая эффект от возможного функционирования дискретных агрегатов.

**Экономия топлива.** Эта составляющая экономического эффекта — самая весомая. Как и другие составляющие, она появляется благодаря выравниванию графика нагрузки станций. Экономия топлива при одинаковой выработке зависит от амплитуды и плотности исходного и выровненного графиков нагрузки и от к. п. д. накопителя. Учитывая, что параметры накопителя  $P_n$ ,  $\mathcal{E}_n$  связаны со степенью выравнивания графика нагрузки, можно утверждать, что экономия топлива зависит от параметров накопителя энергии. При этом возникает задача определения оптимальной степени выравнивания графика нагрузки. Использование дискретных агрегатов в системе без накопителей ведет к увеличению расхода топлива за счет увеличения числа пусков (остановов). В системе с НЭ экономия топлива зависит как от параметров накопителя, так и от процента дискретных станций в объединении (если НЭ не возьмут на себя все регулирование, то наличие большой доли дискретных агрегатов может привести к уменьшению экономии топлива).

**Снижение потерь электроэнергии.** Включение в электропередачу накопителя энергии уменьшает максимальную передаваемую мощность на величину мощности накопителя  $P_n$ . Включение накопителя изменит число часов использования максимума нагрузки до  $T_{\text{нб}}^*$ , а коэффициент минимума нагрузки до  $\beta_n$  (где  $T_{\text{нб}}^*$  и  $\beta_n$  — соответствующие величины для выровненного графика нагрузки). Это изменение в итоге приводит к уменьшению потерь энергии.

**Уменьшение капиталовложений в электростанции.** Включение НЭ в состав энергосистемы обеспечит заполнение пиковой части графика нагрузки и снижение максимума до  $P_{\text{нб}}^*$  — наибольшей выдаваемой мощности при выровненном графике нагрузки. Следовательно, суммарная установленная мощность электростанций может быть уменьшена до  $P_{\text{нб}}^*$ . В этом случае электростанции будут работать по более равномерным графикам. Использование накопителей также позволит отказаться от строительства пиковых и полупиковых электростанций. Их роль выполнит НЭ.

Необходимо отметить, что эффект от уменьшения капиталовложений в электростанции возникает лишь при мощности накопителя больше или равной минимальной стандартной мощности единичного турбоагрегата для проектируемой системы и при любой мощности НЭ при строительстве его в функционирующей системе. Экономия капитальных затрат и эксплуатационных расходов в результате изменения установленной мощности электростанций возрастает с увеличением мощности накопителя  $P_n$ . Использование дискретных агрегатов позволит существенно уменьшить капиталовложения в станции независимо от накопителей. При их совместном использовании эта составляющая экономического эффекта резко возрастает.

**Уменьшение капиталовложений в ЛЭП.** Максимальная нагрузка ЛЭП часто значительно отличается от средней. Установка накопителя энергии на приемных подстанциях позволит обеспечить максимальную мощность потребителя без увеличения пропускной способности линии. Благодаря выравни-

ванию графика нагрузки отпадает необходимость передачи пиковой мощности, равной разности  $P_{\text{нб}} - P_{\text{нб}}^*$ . При этом по линии будет передано то же количество энергии, что и без накопителя энергии. Таким образом, появляется возможность строительства ЛЭП меньших габаритов. Так как увеличивается нагрузка уже существующих линий, нет необходимости строительства новых ЛЭП. Эффект от функционирования накопителя в этом случае можно определить затратами на сооружение дополнительной ЛЭП, по которой передавалась бы разница между наибольшей передаваемой мощностью  $P_{\text{нб}}$  и  $P_{\text{нб}}^*$ . Причем мощность накопителя должна быть больше или равна  $P_{\text{н мин}}$ , соответствующей пропускной способности стандартного минимального сечения провода, применяемого в данном классе напряжения. Последнее утверждение характерно для проектируемых линий. В случае использования ЛЭП при уже построенной системе эффект от накопителя присутствует при любой его мощности.

**Уменьшение установленных мощностей трансформаторных подстанций.** При включении в энергосистему накопителя произойдет изменение потокораспределения в сетях и уменьшение передаваемой мощности на величину, не превышающую  $P_n$ . Появляется возможность уменьшения установленных мощностей трансформаторных подстанций на  $P_n$ . Однако это осуществимо лишь при мощности накопителя, большей или равной минимальной стандартной мощности трансформатора, применяемого для данного класса напряжения. Это также справедливо для проектируемых и строящихся подстанций.

**Повышение надежности электроснабжения потребителей.** При установке на шинах потребителя НЭ может выполнять функции источника питания при отключении питающих ЛЭП. Перевод многих аппаратов в постоянный режим работы повышает надежность их работы, которая зависит от числа их пусков и остановов, что ведет к повышению надежности электроснабжения потребителей. Надежность НЭ на порядок выше надежности турбо- и газотурбинных агрегатов, используемых в качестве резерва. Повышение надежности работы энергосистемы будет в значительной мере зависеть от места установки НЭ и его характеристик. Достоинством дискретной энергетики является возможность создания равнопрочного агрегата благодаря исключению большого числа автоматических регуляторов, что повысит надежность блока, следовательно, и надежность электроснабжения в целом.

**Повышение устойчивости работы энергосистемы.** НЭ может достаточно быстро отдавать и поглощать энергию и тем самым значительно повышать устойчивость работы энергосистемы, демпфируя возникающие колебания. Успешное выполнение этой задачи будет зависеть от места установки накопителя в энергосистеме и от его характеристик. Величина экономического эффекта определяется стоимостью и мощностью устройств, устанавливаемых для обеспечения статической и динамической устойчивости, которые заменяет НЭ.

**Уменьшение вредного влияния на окружающую среду.** Установка НЭ в энергосистеме позволяет выравнивать графики нагрузки и тем самым снизить количество сжигаемого топлива за счет повышения экономичности режимов работы электростанций. Это позволит уменьшить количество дымовых газов, выбрасываемых в атмосферу на тепловых станциях. Кроме того, включение НЭ в энергосистему позволяет отсрочить строительство новых ЛЭП за счет максимального использования пропускной способности существующих линий. Следовательно, уменьшается площадь отчуждения под новые ЛЭП.

Необходимо учесть, что не все НЭ являются экологически чистыми (например, у ГАЭС большое отчуждение территории; у сверхпроводящих индуктивных накопителей сильное магнитное поле). Поэтому нельзя однозначно делать вывод об экологическом преимуществе накопителей.



*Регулирование частоты.* Эту функцию также могут взять на себя НЭ, быстроедействие которых на несколько порядков выше, чем у дискретных и аналоговых агрегатов. При аварийном разделении объединения и отсутствии в независимо работающей части НЭ можно пользоваться аналоговыми агрегатами или опережающим частотным пуском дискретных агрегатов.

*Перспективы использования НЭ.* В настоящее время особые надежды на ускорение внедрения и использования НЭ связаны с открытием высокотемпературной сверхпроводимости. Сверхпроводимость при азотной температуре позволит отказаться от охлаждения проводника жидким гелием и использовать сравнительно дешевый хладагент — жидкий азот. Это ведет к упрощению и удешевлению сверхпроводящих индуктивных накопителей и линейных индуктивных накопителей энергии, что расширит возможность их использования.

Если основными из ограничений использования сверхпроводящих индуктивных накопителей являются сильное магнитное поле и большие динамические усилия, то линейные индуктивные накопители лишены этих недостатков. Сейчас остро встает вопрос об экономии электроэнергии, т. е. умень-

шении ее потерь. Поэтому актуальным является применение сверхпроводящих линий. Использование линейных индуктивных накопителей позволит совместить сверхпроводящую линию и НЭ в одном устройстве, что значительно удешевит их использование.

Актуальность и важность темы, затронутой в статье, бесспорны. Применение дискретных агрегатов упростит и удешевит сооружение и эксплуатацию электростанций, повысит их к. п. д. и надежность. Использование накопителей энергии существенно расширит область применения дискретных агрегатов, позволит перейти к энергетике нового типа.

Помимо этого, применение накопителей открывает новые возможности управления режимом, которые обусловлены их преимуществами:

- инвариантность к месту установки;

- быстродействие;

- вдвое больший регулировочный диапазон по сравнению с агрегатом такой же мощности.

Сочетание преимуществ накопителей и дискретных агрегатов позволит создать надежную, маневренную и экономичную энергетику.

## Ян Николаевич Шпильрейн

(К 100-летию со дня рождения)

Ян Николаевич Шпильрейн родился 27 июля 1887 г. Учился в гимназии в Ростове-на-Дону. Высшее образование получил в Париже. Окончив с отличием в 1907 г. Сорбонну по отделению физико-математических наук, Ян Николаевич затем продолжал обучение в Высшей технической школе в Карлсруэ. В 1911 г. он блестяще защитил электротехнический диплом под руководством Арнольда.

Следует отметить, что одновременно с обучением в гимназии и в вузе Ян Николаевич занимался музыкой и вопрос о выборе им профессии пианиста долгое время не снимался. Однако Ян Николаевич предпочел математику и электротехнику.

После Карлсруэ в 1911 г. Я. Н. Шпильрейн переехал в Штутгарт и занял место ассистента профессора Эмде. В это время он занимался применением векторного исчисления в электротехнике и написал первую редакцию своей знаменитой книги на эту тему.

Во время первой мировой войны Я. Н. Шпильрейн жил в Германии и был объявлен военнопленным, однако и в этих условиях продолжал плодотворно заниматься научной работой.

После окончания войны в 1918 г. Ян Николаевич вернулся в Россию и начал работать в Краснодарском политехническом институте, а в 1920 г. переехал в Москву. Некоторое время он работал в бюро иностранной науки и техники, а в 1921 г. перешел в МВТУ на электротехнический факультет. С этого времени вся жизнь Я. Н. Шпильрейна связана с московской электротехнической школой — сначала в МВТУ, а затем в МЭИ.



В МВТУ он преподавал математику на электротехническом факультете. Многие вопросы современного изложения теоретической электротехники были заложены Яном Николаевичем в то время.

Я. Н. Шпильрейн был горячим сторонником самой тесной связи научной деятельности с производством. Он работал в Техническом отделе ВСНХ, некоторое время был председателем Московского отделения Центрального электротехнического совета, организованного для разработки плана ГОЭЛРО, работал научным консультантом в Главэлектро, членом ученого совета ВЭИ, научным руководителем Московского института метрологии (Палата мер и весов).

Много сил отдавал Я. Н. Шпильрейн организационной работе по подготовке научных кадров — работал в квалификационной комиссии НКТП, в ВАК, был деканом факультета в МЭИ.

Ян Николаевич принимал активное участие в создании журнала «Технико-экономический вестник» и возобновлении выпуска в 1922 г. журнала «Электричество».

В 1933 г. Я. Н. Шпильрейн получил ученое звание доктора технических наук, а в 1934 г. стал членом-корреспондентом АН СССР.

Творческая деятельность Я. Н. Шпильрейна трагически прервалась в 1937 г.

Ян Николаевич Шпильрейн был крупным ученым математики и электротехники, энциклопедически образованным деятелем науки, внесшим существенный вклад в развитие отечественной науки. Он опубликовал несколько книг и большое количество статей, в основном по векторному исчислению и его применению в электротехнике. Впервые в нашей стране составил и опубликовал двухтомное издание справочника по специальным функциям, необходимым для инженерных расчетов.

По инициативе Я. Н. Шпильрейна и при его непосредственном участии были переведены и опубликованы многие классические издания по электротехнике — книги Жане, Френкеля, Поля, Хэга и др., что позволило советской технической общественности ознакомиться с уровнем мировой электротехники.

Профессор Я. Н. Шпильрейн был блестящим педагогом-энтузиастом, умевшим зажигать сердца своих учеников страстным желанием научного познания. Им воспитана блестящая плеяда крупных ученых-электриков, которые представляют собой гордость советской науки.

Михайлов О. П., проф.

## Вадим Всеволодович Алексеевский

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет крупному ученому в области электрооборудования, члену-корреспонденту АН Арм. ССР, доктору технических наук, профессору, заслуженному деятелю науки и техники Арм. ССР, лауреату Государственной премии Арм. ССР Вадиму Всеволодовичу Алексеевскому.

Трудовой путь В. В. Алексеевский начал в 1939 г. техником Московского рентгеновского завода еще будучи студентом. Окончив с отличием МЭИ, он продолжил работу в МРЗ в качестве инженера.

В 1941 г. В. В. Алексеевский перешел во ВНИИЭМ, где занимал должности старшего инженера, зам. начальника экспериментального цеха, начальника производства опытного завода, начальника лаборатории.

В 1949 г. В. В. Алексеевский защитил кандидатскую диссертацию. В этом же году Минэлектротехпром направил его в Армению, где он активно включился в работу по развитию республиканской электротехнической науки и промышленности. С 1949 по 1956 г. он — начальник СКБ, зам. главного инженера, главный инженер Армэлектрозавода. В 1956 г. назначается директором Всесоюзного НИИ комплексного электрооборудования (ВНИИКЭ); на этом посту он проработал 22 года.

В 1974 г. В. В. Алексеевский защитил докторскую диссертацию, в 1977 г. ему присвоено ученое звание профессора.

В 1978 г. Вадим Всеволодович на преподавательской работе. С 1978 по 1983 г. — профессор ка-



федры электрических машин и аппаратов, а с 1983 г. по настоящее время — заведующий кафедрой электрических аппаратов Ереванского политехнического института.

На всех этапах своей инженерно-технической, научной и научно-организационной деятельности В. В. Алексеевский принимал участие в решении ряда проблем, имеющих важное народнохозяйственное значение. Под его научным руководством разработаны и внедрены серии тепловых реле, четыре поколения серий синхронных генераторов автономной энергетики, гамма высокоскоростных генераторов повышенной частоты, дизельные электростанции и передвижные агрегаты бесперебойного питания, три поколения серий силовых трансформаторов первого и второго габаритов и на их основе

передвижные трансформаторные подстанции.

В. В. Алексеевским внесен большой вклад в создание впервые в нашей стране газотурбинных агрегатов питания для различных систем автономного электроснабжения. За разработку и внедрение этих высокоэффективных агрегатов питания ему присуждена Государственная премия Арм. ССР.

В. В. Алексеевский автор более 100 научных трудов и изобретений.

Наряду с научно-технической и организаторской деятельностью В. В. Алексеевский ведет большую общественную работу. Он избирался членом ЦК КП Армении, депутатом Верховного Совета Арм. ССР, председателем республиканского НТО энергетики и электротехнической промышленности, членом бюро Отделения физико-технических наук и механики Академии наук Арм. ССР, членом ряда методических советов Минвуза СССР и Арм. ССР. С 1979 г. он председатель специализированного совета по присуждению ученой степени кандидата технических наук.

В 1960 г. В. В. Алексеевский избран членом-корреспондентом Академии наук Арм. ССР. В 1966 г. ему присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники Арм. ССР.

За большие заслуги в развитии электротехнической науки и техники В. В. Алексеевский награжден орденами Ленина, Октябрьской Революции, многими медалями, тремя Почетными грамотами Верховного Совета Арм. ССР.

Группа товарищей и учеников

## Николай Николаевич Тиходеев

(К 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения крупного специалиста в области электроэнергетики, члена-корреспондента АН СССР, доктора технических наук, профессора Николая Николаевича Тиходеева.

Н. Н. Тиходеев после окончания аспирантуры при Ленинградском политехническом институте им. М. И. Калинина с 1955 г. работает в НИИ по передаче энергии постоянным током высокого напряжения (НИИПТ) сначала в качестве старшего научного сотрудника, а с 1958 г. по настоящее время — заведующим Отделом техники высоких напряжений.

Н. Н. Тиходеев принимал непосредственное участие в исследованиях, связанных с проектированием и широким промышленным освоением электрических сетей 330 и 500 кВ, ЛЭП 750 кВ Конаково — Москва и Конаково — Ленинград, проектированием передачи постоянного тока 1500 кВ Экибастуз — Центр и других крупных энергетических объектов.

В 1966 г. Н. Н. Тиходеев защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук, в 1970 г. утвержден ВАК в звании профессора. В 1979 г. он избран членом-корреспондентом АН СССР по определению физико-технических проблем энергетики.

Н. Н. Тиходеевым написано 6 книг, опубликовано более 200 статей и докладов по различным вопросам техники высоких напряжений и передачи электрической энергии, он имеет 18 изобретений. Характерной чертой всех работ Н. Н. Тиходеева является их высокий научный уровень, актуальность, тесная связь с практикой.

В 1963 г. Н. Н. Тиходеев в соавторстве с Н. Н. Миролюбовым, М. В. Костенко и М. Л. Левинштейном опубликовал учебное пособие для вузов «Методы расчета электростатических полей», в котором наряду с классическими методами нашли отражение современные идеи и методы математической физики, весьма эффективные для приближенных расчетов электростатических полей (вариационные методы, интеграль-



ные уравнения и др.). Это учебное пособие используется во многих вузах страны.

В 1965 и 1966 гг. вышли из печати фундаментальные монографии «Статистические основы выбора изоляции линий электропередачи высших классов напряжения» и «Координация изоляции линий электропередачи», написанные Н. Н. Тиходеевым в соавторстве с Д. Е. Артемьевым и С. С. Шуром. В них статистические методы впервые получили строгое обоснование и глубокие приложения к многочисленным проблемам выбора и координации изоляции воздушных линий. В 1979 г. Н. Н. Тиходеевым и С. С. Шуром была издана монография «Изоляция электрических сетей», в которой статистические методы были распространены на подстанции, внешнюю и внутреннюю изоляцию оборудования.

В 1975 и 1984 гг. вышли монографии Н. Н. Тиходеева «Передача электроэнергии сегодня и завтра» и «Передача электрической энергии» (обе под редакцией акад. В. И. Попкова), в которых оценены технические возможности традиционных линий электропередачи (воздушных переменного и постоянного тока, кабельных) и перспективы создания и области эффективного применения линий новых типов (газоизолированных с герметизированными подстанциями, гипер- и сверхпроводящих и др.). Во второй книге были впервые систематически изложены главные особенности ЛЭП 1150 кВ

переменного тока. За эту книгу Н. Н. Тиходеев был удостоен премии им. М. А. Шателена НТО энергетики и электротехнической промышленности им. Г. М. Кржижановского.

В 1985 г. под его редакцией издан сборник «Линии электропередачи повышенной пропускной способности», в котором обобщены научные и проектные разработки последних лет по компактным воздушным линиям 330—1150 кВ с улучшенными электрическими характеристиками, перспективным для создания межсистемных связей в ЕЭС СССР, а также радиальных линий повышенной длины.

В последние годы Н. Н. Тиходеев уделяет особое внимание освоению и улучшению технических показателей первых в мировой практике ЛЭП 1150 кВ.

Н. Н. Тиходеев неоднократно представлял советскую науку за рубежом. Он выступал с докладами на пленарных заседаниях СИГРЭ в Париже, на советско-американских симпозиумах по линиям СВН переменного и постоянного тока, других международных симпозиумах и совещаниях. Н. Н. Тиходеев является представителем СССР в исследовательском комитете № 33 (перенапряжения и координация изоляции) СИГРЭ.

Профессор Н. Н. Тиходеев ведет большую педагогическую работу в ЛПИ им. М. И. Калинина: с 1969 г. он — профессор кафедры «Техника высоких напряжений»; в настоящее время заведует филиалом кафедры «Электрические системы и сети» в НИИПТ, а также ведет подготовку аспирантов.

Н. Н. Тиходеев принимает активное участие в работе Отделения физико-технических проблем энергетики АН СССР: является членом бюро и заместителем председателя Научного совета по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики», председателем V секции «Физико-технические проблемы дальних ЛЭП СВН и УВН в ЕЭС СССР» этого совета, членом редколлегий «Известий АН СССР. Энергетика и транспорт», «Журнала технической физики» и «Писем в журнал техни-

## Подготовка рукописей для журнала «Электричество»

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений.

Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов расчетов, исследований и т. п. необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения их простоты и затрат времени на изучение и пользование ими.

Перед заглавием статьи желательно проставлять ее индекс в соответствии с универсальной десятичной классификацией (УДК).

Для того чтобы облегчить работу читателя с журналом, авторам необходимо придерживаться следующей структуры статей:

- а) краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановка задачи, решаемой в статье;
- б) метод решения задачи и принятые допущения;
- в) основное содержание статьи — физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации;
- г) обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее;

- д) выводы и рекомендации;
- е) приложения: доказательства использованных в статье положений; математические выкладки и преобразования;
- ж) список литературы.

2. При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, приводимые в статье, должны содержать лишь самый минимум формул.

Объем статьи с приложением не должен превышать 12 страниц машинописного текста.

3. Статья представляется в двух экземплярах (первый и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см.

4. Формулы вписываются темными чернилами в отдельных строках, а не в тексте.

В том случае, если прописные и строчные буквы имеют одинаковое начертание, прописные буквы рекомендуется подчеркивать двумя черточками снизу, строчные — двумя черточками сверху. Греческие буквы заключать в кружочек красным карандашом.

При вписывании индексов следует указывать, какие из них латинские и какие русские.

5. Библиографический указатель (список литературы) составляется в порядке последовательности в тексте, при этом указываются:

- а) для журнальных статей — фамилия и инициалы авто-

ра, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер;

- б) для книг — фамилия и инициалы автора или всех авторов, название книги, наименование издательства и город, в котором оно находится, год издания.

Названия иностранных работ и работ на языке народов СССР, а также фамилии их авторов должны быть приведены в оригинальной транскрипции и напечатаны на машинке.

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографическим и подобными ему способами.

6. Рисунки не должны содержать лишних данных, а все обозначения на рисунках обязательно должны соответствовать ГОСТ. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи, а не повторять его.

Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснять либо только в подписи к рисунку, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать 20×30 см.

Фотоснимки должны быть отпечатаны на белой глянцевой бумаге. Изображение должно быть контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи: на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

Количество рисунков не должно превышать 7 шт. на 1 авт. лист (не более 1 рис. на 3 стр. машинописного текста), причем необходимо учитывать, что буквенные подразделения графического материала (например, рис. 1, а, рис. 1, б и т. п.) редакция ж. «Электричество» считает за отдельные рисунки.

7. В таблицах все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.

8. К статье необходимо приложить реферат.

Реферат должен дать читателю представление о характере работы, оригинальности постановки вопроса, методике проведения исследования и основных его результатов.

Средний объем реферата — 0,5 стр. машинописного текста, отпечатанного через два интервала на белой писчей бумаге обычного формата (30×20 см) в двух экземплярах, с полем 4 см с левой стороны.

Сообщение о наличии в реферируемой работе библиографических источников необходимо дать в конце реферата. Например: Библ. 9.

9. В конце статьи должны быть указаны фамилия, имя и отчество автора, домашний адрес, место работы, номера домашнего и служебного телефонов.

10. Рукописи статей должны сопровождаться письмом автора и необходимыми документами предприятия (учреждения).

ческой физики», а также возглавляет секцию «Техника передачи электрической энергии» Научного совета по проблемам электро- и энергомашиностроения и энергетики в Ленинградском научном центре.

На IX съезде НТОЭ и ЭП Н. Н. Тиходеев избран председателем Центрального правления НТО энергетики и электротехнической промышленности им. Г. М. Кржижановского.

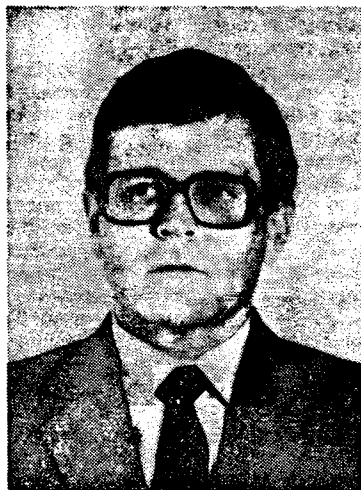
Н. Н. Тиходеев удостоен Государственной премии СССР в области науки и техники, а также награжден орденами «Трудового Красного Знамени», «Знак Почета» и медалями.

## Ростислав Александрович Павловский

Советская электротехника понесла тяжелую утрату. В расцвете творческих сил на 53-м году жизни скоропостижно скончался ведущий ученый в области прикладной электродинамики, лауреат Государственной премии СССР, доктор технических наук, профессор, член КПСС Ростислав Александрович Павловский.

Ростислав Александрович родился 26 июня 1935 г. в Ленинграде. Нелегкое детство пришлось на военные годы. После окончания в 1959 г. Ленинградского кораблестроительного института вся дальнейшая деятельность Р. А. Павловского была связана с судостроением, где он прошел путь от инженера до руководителя большого научного коллектива.

В нем блестяще сочетались талант большого ученого и прекрасные организаторские способности. К числу наиболее важных научных результатов Р. А. Павловского относятся исследования индукционных явлений в проводящих средах, разработка теории подобия электрохимических процессов, протекающих в многоэлектродных гальванических системах, обоснование методов моделирования на основе комплексного использования физических и аналоговых моделей, разработка приближенных методов расчета распределений коррозионного потенциала и тока, развитие методов моделирования электро-



магнитных процессов на электрических сетках.

В самом начале своей научной деятельности он оценил всю значимость и перспективы использования в прикладных исследованиях методов математического моделирования и приложил много сил для их разработки. Под непосредственным руководством Р. А. Павловского вырос коллектив специалистов, создана и продолжает развиваться современная исследовательская база.

В 1964 г. он защитил кандидатскую диссертацию, в 1972 г. — докторскую, а в 1978 г. утвержден в ученом звании профессора. Научные результаты Р. А. Павловского

отражены более чем в 80 трудах, на которых воспитано уже целое поколение исследователей. Обширные знания, глубокие аналитические способности, высокая техническая культура снискала ему заслуженный авторитет среди ученых и специалистов судостроительной и других отраслей промышленности.

Талантливый ученый и педагог, он состоял в нескольких специализированных ученых советах, занимался преподавательской деятельностью в Северо-Западном политехническом и Ленинградском кораблестроительном институтах, воспитал многих высококвалифицированных специалистов и научных работников.

Долгие годы общественно-научная деятельность Р. А. Павловского была связана с работой секции «Машинные методы решения крайних задач» НТО им. проф. А. С. Попова.

Р. А. Павловский обладал высокой научной эрудицией, умением передавать свои знания и опыт, вселять в окружающих уверенность в своих силах. Многочисленные сотрудники и коллеги знали его как заботливого, внимательного и всегда благожелательного человека.

Ушел из жизни талантливый ученый-коммунист. Светлая память о Ростиславе Александровиче Павловском навсегда сохранится в наших сердцах.

Группа коллег, учеников и товарищей.

# СОДЕРЖАНИЕ

Белоусов И. В., Соколов С. Г. Статические компенсаторы активно-реактивной мощности в энергосистемах	1
Ивенский Г. В. Общие зависимости, характеризующие работу многофазных несимметричных выпрямителей	7
Черных Ю. К. Многокритериальные задачи проектирования тиристорных преобразователей частоты для электротермии	13
Памфилов Р. К. Структурный анализ электротехнических устройств	18
Гольдштейн М. Е., Сенигов П. Н., Гайсаров Р. В. Оптимальное местоположение точек токопровода к группе параллельных вентильных ветвей	28
Ивлиев Е. А. Расчет сопротивления растеканию электродных систем сложной формы в слоистой среде	32
Верещагин И. П., Бобиков В. Е. Выбор параметров при расчете электрических полей методом эквивалентных зарядов	38
Шнейерсон Э. М. Траектории входного сопротивления синхронного генератора в установившихся асинхронных режимах	45
Жуловян В. В., Комаров А. В., Майник И. Ф. К расчету магнитной проводимости воздушного зазора при односторонней и двухсторонней зубчатости	50

## СООБЩЕНИЯ

1	Балтаханов А. М., Жерлыгин В. И. Индуктивность кабельного коллектора емкостного накопителя энергии	57
7	Стома С. А., Паластин Л. М., Мягков И. В. Клапаны давления с постоянными магнитами	60
13	Бернштейн Л. М., Окнин Н. С. Эффективность функциональных испытаний электрической изоляции	65
18	Кутозов С. И., Широков Н. Г. Параметры асинхронного двигателя как источника высших гармоник	68
28	Беляева С. А., Гандшу В. М., Гращенко В. Т., Лебедев Н. И., Явдошак Я. И. Коррекция формы э. д. с. бесконтактных тахогенераторов постоянного тока	70
32	Зубренков Б. И., Каплин А. И., Малышев В. С., Манюков М. Ф. Выделение магнитных вибраций асинхронного короткозамкнутого двигателя с помощью функций когерентности	74
38	Воронцов В. Д., Комаров В. П., Смирнов В. М. Уточненный расчет магнитной цепи синхронной электромагнитной муфты	77
45	ДИСКУССИИ	80
50	ХРОНИКА	90

# CONTENTS

Byelousov I. V., Sokolov S. G.— Static Compensators for Real and Reactive Power in Power Systems.	1
Ivenski G. V.— General Relationships for the Performance of Unbalanced Polyphase Rectifiers	7
Chernikh U. K.— Multi-Criteria Problems in the Design of Thyristorized Frequency Converters for Electrothermics	13
Pamfilov R. K.— Structural Analysis for Electrical Devices	18
Goldstein M. E., Senigov P. N., Gaisarov R. V.— Optimum Allocation of Points for Leads to a Group of Parallel Rectifier Branches	28
Ivliev E. A.— Calculation of the Grounding Resistance of Complex Shape Electrode Systems in a Multi-Layer Medium	32
Vereschagin I. P., Bobikov V. E.— Selection of Parameters in the Calculation of Electric Fields By the Method of Equivalent Charges	38
Shneyerson E. M.— Input Impedance Loci of a Synchronous Generator for Steady-State Out-of-Step Conditions	45
Zhulovian V. V., Komarov A. V., Mainik I. F.— On Calculating the Permeance of the Air Gap for One- and Two-Sided Toothing	50

## REPORTS

1	Baltakhanov A. M., Zherligin V. I.— The Inductance of the Cable Collector for a Capacitive Energy Store	57
7	Stoma S. A., Palastin L. M., Miaghkov I. V.— Pressure Valves With Permanent Magnets	60
13	Bernstein L. M., Oknin N. S.— The Effectiveness of Functional Tests for Electrical Insulation	65
18	Kutuzov S. I., Shirokov N. G.— The Parameters of an Induction Motor as a Source of Higher Harmonics	68
28	Belyaeva S. A., Gandshu V. M., Graschenkov V. T., Lebedev N. I., Yavdoshak J. L.— Correction of the EMF Waveshape on Contactless DC Tachogenerators	70
32	Zubrenkov B. I., Kaplin A. I., Malishev V. S., Maniukov M. F.— Singling Out Magnetic Vibrations in a Squirrel-Cage Induction Motor Using Coherency Functions	74
38	Vorontsov V. D., Komarov V. P., Smirnov V. M. A Sophisticated Design for the Magnetic Circuit of a Synchronous Electromagnetic Clutch	77
45	DISCUSSION	80
50	CHRONICLE	90

# Рефераты публикуемых статей

УДК 621.316.761.2.016.2.001.2

**Статические компенсаторы активно-реактивной мощности в энергосистемах.** Белоусов И. В., Соколов С. Г.— «Электричество», 1988, № 1

Описаны способы двухпараметрического регулирования преобразователя, подключенного к индуктивному накопителю энергии, в результате которого устройство функционирует как статический компенсатор активно-реактивной мощности. Сформулированы технические требования к таким устройствам, рассмотрены особенности схемы, содержащие высших гармоник, диаграммы мощностей. Библ. 6.

УДК 621.314.632.001.24

**Общие зависимости, характеризующие работу многофазных несимметричных выпрямителей.** Ивенский Г. В.— «Электричество», 1988, № 1

Из условия равенства мгновенных значений мощности на входе и выходе несимметричного преобразователя получены удобные для расчетов формулы действующего значения входного тока, амплитуды и начальной фазы его  $l$ -й гармоники, коэффициента мощности, коэффициента сдвига и коэффициента искажения. Основное допущение — неучет длительности коммутационных процессов. Анализ проведен в общем виде, поэтому полученные формулы сохраняют справедливость для любого способа создания несимметрии и любой конфигурации силовой схемы, в частности, при наличии в ней нулевых и дополнительных вентилей. Выявлены условия, при которых несимметричный преобразователь обладает более высоким коэффициентом мощности по сравнению с симметричным. В качестве примера приведен расчет четырехсекционного выпрямителя, в котором две секции являются управляемыми и шунтированы диодами, а другие две секции — неуправляемые. Библ. 6.

УДК 621.314.26.001.24:621.36

**Многокритериальные задачи проектирования тиристорных преобразователей частоты для электротермии.** Черных Ю. К.— «Электричество», 1988, № 1

Рассмотрена схема алгоритма для получения при нескольких оптимизируемых критериях качества оптимальных параметров ТПЧ, обеспечивающих его высокие рабочие характеристики при работе в заданном технологическом процессе. Рассмотрены вопросы выбора простого и легко реализуемого на практике принципа оптимальности в задачах многокритериальной оптимизации параметров ТПЧ. Получена компромиссно-оптимальная модель ТПЧ при добротности нагрузочного контура  $Q \neq 2$  и даны характеристики его работы на переменную активно-индуктивную нагрузку, т. е. при нагреве ферромагнитной детали на постоянной частоте 2,5 кГц в течение цикла. Библ. 17.

УДК 621.372.001.24

**Структурный анализ электротехнических устройств.** Памфилов Р. К.— «Электричество», 1988, № 1

Дан рациональный алгоритм структурно-топологического анализа электротехнических устройств с усложняющимися электрическими цепями. Алгоритм удобен для реализации программы вычислений на ЭВМ и применим для устройства различного назначения. Преимущества алгоритма проявились при исследовании устройств, созданных с применением информационных электрических микромашин. Библ. 10.

УДК 621.314.632:621.316.35

**Оптимальное местоположение точек токоподвода к группе параллельных вентильных ветвей.** Гольдштейн М. Е., Семенов П. Н., Гайсаров Р. В.— «Электричество», 1988, № 1

Рассмотрена возможность улучшения токораспределения в группе параллельных вентилей многоамперных преобразователей путем оптимального токоподвода к группе. Разработана инженерная методика определения оптимального местоположения точек токоподвода. Показано, что при таком токопроводе небаланс токов составляет  $1 \div 2$  %. Библ. 5.

УДК 621.319.7.001.24

**Выбор параметров при расчете электрических полей методом эквивалентных зарядов.** Верещагин И. П., Бобиков В. Е.— «Электричество», 1988, № 1.

Выделены основные параметры схемы расчета методом эквивалентных зарядов, влияющие на погрешности вычисления характеристик электрических полей устройств высокого напряжения. Путем проведения численных экспериментов обоснованы значения характерных параметров, обеспечивающие получение заданной точности расчетов. Даны конкретные рекомендации по выбору оптимального количества и расположения эквивалентных зарядов и контурных точек, позволяющие проводить расчеты двух- и трехмерных электрических полей с заданными уровнями точности. Библ. 8.

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Служановский О. В., Савалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 924-24-80  
101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адреса для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Научные редакторы: Б. Д. Макарьшин, А. Л. Прилуцкий

Художественный редактор Т. А. Дворецкова

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Корректор И. А. Володьева

Сдано в набор 27.11.87 Подписано в печать 28.12.87 Т-19488 Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага типографская № 2. Печать высокая. Усл. печ. л. 10,08. Усл. кр.-отт. 10,5. Уч.-изд. л. 11,87. Тираж 5173 экз. Заказ 3399. Цена 1 р.

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10  
Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат  
ВО «Союзполиграфпром» Государственного комитета СССР по делам издательств,  
полиграфии и книжной торговли 142300 г. Чехов Московской области  
www.booksite.ru