

УДК 62-52

## К расчету дискретных и непрерывных систем автоматического управления

Б. Б. ВОРОНЕЦКИЙ, Г. И. ФЕКЛИСОВ и Ю. В. ЧИСТЯКОВ

Москва

Существующие в настоящее время инженерные методы расчета дискретных систем автоматического управления содержат в основном систему вспомогательных средств (шаблоны, номограммы и т. п.), аналогичные тем, которые имеются в распоряжении инженера для расчета непрерывных систем управления. Однако простое использование таких средств вычисления связано с повышением трудоемкости расчетных операций, характерных для таких систем. Поэтому для дискретных систем необходимы оригинальные, упрощающие вычисления, вспомогательные средства. В настоящей статье рассматривается универсальная линейка для расчета непрерывных и дискретных систем автоматического управления и излагается способ использования этой линейки применительно к дискретным системам.

Структурные схемы дискретных систем автоматического управления многообразны, однако в большинстве случаев их можно преобразовать к виду, показанному на рис. 1. На этом рисунке приняты следующие обозначения:

$$W(s) = W_{\Phi}(s) W_n(s), \quad (1)$$

$W_{\Phi}(s)$  — передаточная функция экстраполятора;

$W_n(s)$  — передаточная функция линейных звеньев в прямой цепи регулирования;

$W_k(s)$  — передаточная функция звеньев в обратной цепи регулирования.

Из рис. 1 следует, что

$$E^*(s) = X^*(s) - B^*(s);$$

$$B^*(s) = W_{\Phi} W_n W_k^*(s) E^*(s);$$

$$Y(s) = W_i(s) E^*(s).$$

Следовательно, преобразование Лапласа для непрерывного сигнала  $y(t)$  на выходе импульсной системы имеет такой вид [Л. 1 и 2]:

$$Y(s) = \frac{X^*(s)}{1 + W_{\Phi} W_n W_k^*(s)} W_{\Phi}(s) W_n(s) = \\ = \frac{\frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(s + jn\omega_s)}{1 + \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_{\Phi} W_n W_k(s + jn\omega_s)} W_{\Phi}(s) W_n(s), \quad (2)$$

а частотный спектр  $Y(j\omega)$  непрерывного выходного сигнала может быть получен заменой  $s$  на  $j\omega$  в равенстве (2).

Выражение

$$W_{\Phi} W_n W_k^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_{\Phi} W_n W_k(s + jn\omega_s) \quad (3)$$

является передаточной функцией разомкнутой импульсной системы, а выражение

$$W_{\Phi} W_n W_k^*(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_{\Phi} W_n W_k[j(\omega + n\omega_s)] \quad (4)$$

является частотной характеристикой разомкнутой импульсной системы.

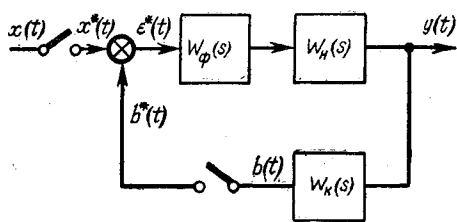


Рис. 1. Структурная схема импульсной системы автоматического регулирования.

Логарифмическая частотная характеристика разомкнутой импульсной системы определяется выражением:

$$L(\omega) = 20 \lg |W_\phi W_n W_k^*(j\omega)| = 20 \lg \left| \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_\phi W_n W_k [j(\omega + n\omega_s)] \right|; \quad (5)$$

$$\varphi(\omega) = \arg W_\phi W_n W_k^*(j\omega) = \arg \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_\phi W_n W_k [j(\omega + n\omega_s)], \quad (6)$$

где  $L(\omega)$  и  $\varphi(\omega)$  — соответственно амплитудная и фазовая логарифмические частотные характеристики.

Для анализа устойчивости импульсных систем воспользуемся формулировкой критерия устойчивости [Л. 3] с использованием логарифмических частотных характеристик. Известно, что метод логарифмических частотных характеристик лежит в основе инженерных методов анализа и синтеза систем управления. Поэтому целесообразно разработать вспомогательные вычислительные средства, облегчающие применение этого метода для непрерывных систем управления и распространяющие его на дискретные системы. Одним из таких средств является универсальная линейка, изображенная на рис. 2.

Линейка состоит из трех основных движков 1, 2, 3, трех вспомогательных движков 4, 5, 6, визира 7 и корпуса 8. Она имеет следующие шкалы:

на корпусе:

0—1 — равномерная шкала децибел (2,5 мм/дБ);

0—2 — логарифмическая шкала, соответствующая переводу шкалы 0—1 из децибел в натуральные единицы (100 мм на декаду);

0—3 — равномерная шкала натуральных единиц;

0—4 — равномерная шкала натуральных единиц;

0—5 — квадратичная шкала натуральных единиц;

0—6 — логарифмическая шкала;

0—7 — шкала аргументов;

0—8 — шкала знака вещественной части;

0—9 — шкала знака мнимой части;

на первом движке:

1—1 — шкала косинуса в децибелах;

1—2 — шкала синуса в децибелах;

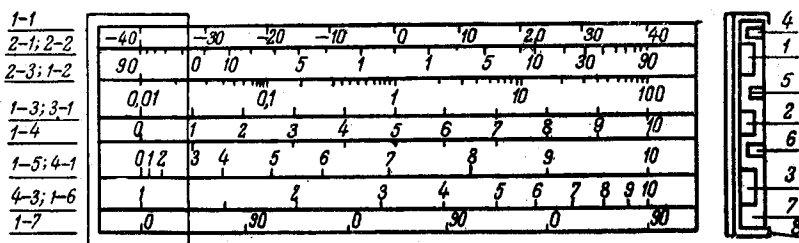


Рис. 2. Универсальная линейка.

1—3 — равномерная шкала в децибелах; на втором движке:

2—1 — равномерная шкала натуральных единиц;

на третьем движке:

3—1 — квадратичная шкала натуральных единиц;

3—2 — логарифмическая квадратичная шкала;

3—3 — логарифмическая шкала.

С помощью универсальной линейки выполняют следующие операции:

шкала 0—1: считывание непосредственно с логарифмической частотной характеристики значения  $W(\omega)$  в децибелах;

шкала 1—1 по значению аргумента  $\varphi$  определяется в децибелах;

шкала 1—2: по значению аргумента  $\varphi$  вычисляется  $\sin \varphi$  в децибелах;

шкала 0—2: перевод значений шкалы 0—1 из децибел в натуральные единицы;

шкала 0—5: возведение в квадрат и извлечение корня;

шкала 0—7: считывание с логарифмической частотной характеристики значения фазы  $W(\omega)$  в градусах;

шкала 0—8: определение знака  $\operatorname{Re} W(\omega)$ ;

шкала 0—9: определение знака  $\operatorname{Im} W(\omega)$ ;

шкалы 3—2, 3—3 и 0—6 используются как в обычной логарифмической линейке.

Анализ систем автоматического управления частотными методами состоит из построения логарифмических частотных характеристик и определения по ним устойчивости и качества системы. Ниже изложено применение универсальной линейки для решения основных вопросов анализа и синтеза дискретных систем автоматического управления. Использование универсальной линейки для построения логарифмических частотных характеристик импульсной системы наиболее полно показывает возможности этого вспомогательного приспособления. Поэтому для такого применения линейки последовательность действий излагается подробнее. Для других случаев ее использования приводятся только отличительные особенности операций.

**Построение логарифмических частотных характеристик импульсной системы.** Логарифмические частотные характеристики импульсной системы при значении частоты  $\omega$ , заключенном в пределах  $-\infty < \omega < 0$  и  $0 < \omega < +\infty$ , отличаются только знаком фазовой характеристики, так как при изменении знака частоты значение частотной характеристики меняется на комплексно-сопряженные. Поэтому вместо того чтобы в выражениях (5) и (6)

суммировать значения, соответствующие частоте  $\omega_n = \omega \pm n\omega_s$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ ), можно брать значения, соответствующие частотам  $\omega_n = \omega$ ,  $\omega_n = \pm\omega + n\omega_s$ , где  $0 < \omega < \frac{\omega_s}{2}$ ,  $n=1, 2, \dots$  и таким образом

достаточно рассматривать логарифмические частотные характеристики лишь для положительных значений частоты. При этом значения частот  $\omega_n = -\omega + n\omega_s$  соответствуют частотам  $\omega_n = \omega - n\omega_s$ , и для этих значений частот фазовая характеристика берется с противоположным знаком. Определение частот  $\omega_n = \pm\omega + n\omega_s$  по частотам в пределах  $0 < \omega < \frac{\omega_s}{2}$  проводится с помощью графиков кратных частот, представленных на рис. 3, справедливых соответственно для линейного и логарифмического масштаба шкалы частот. Графики, изображенные на рис. 3, а и б, отличаются только изменением масштаба по оси частот: на рис. 3, а масштаб частоты натуральный, на рис. 3, б логарифмический. Правило пользования графиками состоит в непосредственном считывании значений частот. График кратных частот именуется в дальнейшем вспомогательным графиком.

При использовании графических методов целесообразно применять совместно вычерченные на органическом стекле вспомогательный график и графики обратных логарифмических частотных характеристик экстраполяторов различных порядков:

$$\left. \begin{aligned} L_{\Phi}^{-1}(\omega) &= 20 \lg |W_{\Phi}^{-1}(j\omega)|; \\ \varphi_{\Phi}^{-1}(\omega) &= \arg W_{\Phi}^{-1}(j\omega). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Для экстраполятора нулевого порядка эти графики приведены на рис. 4.

Для построения логарифмических частотных характеристик импульсной системы необходимо преобразовать выражения (5):

$$L(\omega) = 20 \lg |W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)|; \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \arg W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega) = \\ &= \arcsin \frac{\operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)}{|W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)|}, \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} |W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)| &= \\ &= \sqrt{\operatorname{Re}^2 W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega) + \operatorname{Im}^2 W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)}; \\ \operatorname{Re} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega) &= \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{Re} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]; \\ \operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega) &= \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]; \\ \operatorname{Re} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)] &= \\ &= 10^{\lg |W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]| + \lg |\cos \arg W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]|}; \\ \operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)] &= \\ &= 10^{\lg |W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]| + \lg |\sin \arg W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]|}. \end{aligned}$$

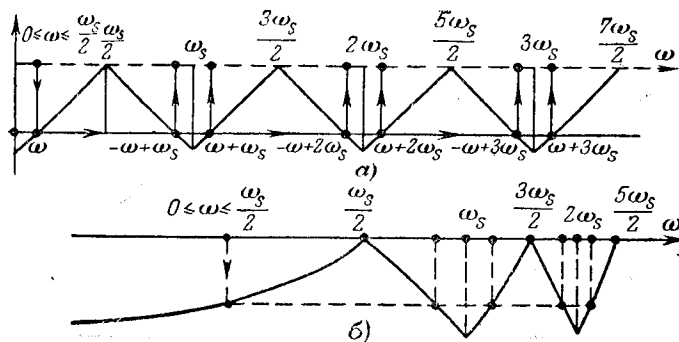


Рис. 3. Вспомогательный график.

При использовании настоящего метода выполняются следующие операции:

строится характеристики  $L(\omega)$  и  $\varphi(\omega)$  линейной части импульсной системы (кривые 1 и 2 на рис. 4);

на логарифмические частотные характеристики линейной части системы накладывается вспомогательный график, так чтобы ось координат графика кратных частот совпала с частотой  $\frac{\omega_s}{2}$ , а ось

нуля децибел обратной логарифмической частотной характеристики запоминающего элемента совпала с осью нуля децибел характеристики линейной части системы. Значения частот  $\omega_n = \omega + n\omega_s$  ( $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ) получаются как точки пересечения вспомогательного графика с горизонтальной прямой, проведенной через точку графика кратных частот, соответствующую частоте  $\omega$ , заключенной в пределах  $0 \leq \omega \leq \frac{\omega_s}{2}$  для каждого значения частоты  $\omega_n = \omega + n\omega_s$ .

с помощью шкалы 0—1 универсальной линейки (рис. 2) считывается значение  $20 \lg |W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]|$  и фиксируется движком 1 на шкале 0—1. Движком 4 фиксируется порядок  $|W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]|$ ;

пользуясь шкалой 0—7 линейки, считывается значение  $\arg W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]$  для соответствующего значения

$$\begin{aligned} &20 \lg |\sin \arg W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]| + \\ &+ (20 \lg |\cos \arg W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]|), \end{aligned}$$

полученные при этом величины с помощью шкалы 1—1 (1—2) движка считываются и с помощью визира 8 складываются с ранее зафиксированным на шкале 0—1 значением

$$\begin{aligned} &20 \lg |W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]|; \\ \text{полученные значения} &20 \lg |W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]| + \\ &+ 20 \lg |\sin \arg W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]|; \\ &(20 \lg |W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]| + \\ &+ 20 \lg |\cos \arg W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*[j(\omega + n\omega_s)]|) \end{aligned}$$

сносятся на шкалу 0—1 и фиксируются на ней движком 2.

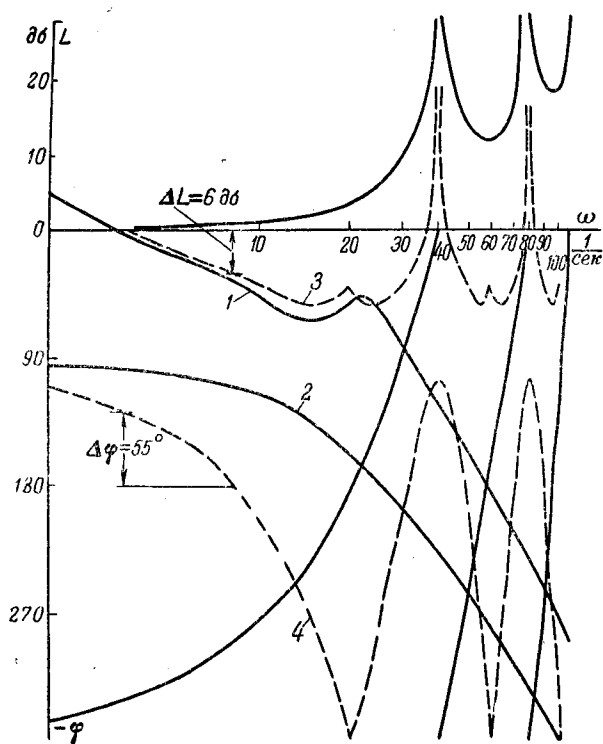


Рис. 4. Построение логарифмических частотных характеристик импульсной системы.

На шкале 0—3 движок 2 указывает значение величин

$$|\operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma} [j(\omega + n\omega_s)]| - \\ - (|\operatorname{Re} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma} [j(\omega + n\omega_s)]|).$$

Знак  $\operatorname{Re} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma} [j(\omega + n\omega_s)]$  и  $\operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma} [j(\omega + n\omega_s)]$  определяется соответственно по шкале 0—8 и 0—9 на обратной стороне универсальной линейки и фиксируется соответственно движкам 5 и 6. Следует помнить, что для значений частот  $\omega_n$ , лежащих в области, где график кратных частот имеет отрицательный наклон, знак  $\operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma} [j(\omega + n\omega_s)]$  берется противоположный тому, который получается по шкале 0—2.

Проводя указанные операции для всех значений  $\omega_n$  и складывая найденные величины с учетом знака с помощью движка 2, получим на шкале 0—4 значения

$$|\operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma} [j(\omega + n\omega_s)]|; \\ (|\operatorname{Re} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma} [j(\omega + n\omega_s)]|),$$

а на движках 5 и 6 их знаки.

Вычисленные значения  $\operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)$  сносятся на шкалу 0—5 и фиксируются движком 3, а значение  $\operatorname{Re} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)$  остается зафиксированным движком 2 на шкале 0—3.

С помощью движка 3 и визира к значению  $\operatorname{Re} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)$  на шкале 0—5 добавляется значение  $\operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)$  и так как эта шкала квадратичная, то в результате такого переноса визир зафиксировывает значение:

$$\sqrt{\operatorname{Im}^2 W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega) + \operatorname{Re}^2 W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)}.$$

Переноса эту величину на шкалу 0—2 и учитывая ее логарифмический характер, считываем на ней значение  $20 \lg |W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)|$ .

Значение  $\varphi(\omega) = \arg W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)$  находится по формуле:

$$\varphi = |\alpha| \operatorname{sign} \alpha \pm 180^\circ n \quad (n=0, 1, 2, \dots),$$

где  $|\alpha|$  определяется по шкале 1—1 (1—2), если на движок 1, который своим правым концом на шкале 0—2 фиксирует значение  $20 \lg |W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)|$  спроектировать значение  $|\operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)|$ , которое было зафиксировано движком 2 на шкале 0—3;

$\operatorname{sign} \alpha$  — отрицательный, когда знаки  $\operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)$  и  $\operatorname{Re} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega)$ , зафиксированные на движках 5—6, не совпадают;

значение  $n$  выбирается из условий знаков

$$\operatorname{Im} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega) \text{ и } \operatorname{Re} W_{\Phi} W_{\Pi} W_{\Sigma}^*(j\omega).$$

Указанные выше операции проводятся для всех

$$0 \leq \omega \leq \frac{\omega_s}{2}.$$

Таким образом графическое построение характеристик сводится лишь к определению логарифмических частотных характеристик линейной части системы, после чего строится аналогичная характеристика импульсной системы (кривые 3 и 4 на рис. 4).

Отсутствие промежуточных графических построений для получения логарифмических частотных характеристик импульсной системы автоматического регулирования позволяет применить этот метод для решения задач синтеза импульсных систем: выбора непрерывных корректирующих цепей импульсной системы и исследования влияния частоты дискретности системы и выбора этой частоты. Для этого, вводя различные непрерывные корректирующие цепи и время дискретности путем оценки качества переходного процесса по логарифмическим частотным характеристикам импульсной системы, выбирают тот или иной вариант. Качество переходного процесса при этом оценивается по частоте среза и запасам по амплитуде и по фазе характеристик импульсной системы. Связь между этими показателями качества и работой системы здесь такая же, как и в непрерывных системах.

**Построение областей устойчивости импульсных систем.** Понятие областей устойчивости для импульсных систем вводится по аналогии с непрерывными системами автоматического управления. Из-за периодичности корней характеристического многочлена импульсной системы по мнимой оси с периодом  $i\omega_s = i \frac{2\pi}{T}$  пересечению границы устойчивости на плоскости параметров соответствует переход из левой полуплоскости в правую бесчисленного множества комплексных или вещественных корней. Поэтому изменение частоты при рассмотрении областей устойчивости импульсных систем следует рассматривать в пределах  $0 \leq \omega < \frac{\omega_s}{2}$ .

Построение областей устойчивости проведем сначала в плоскости одного комплексного и затем в плоскости двух вещественных параметров.

Пусть варьируемый параметр  $K$  линейно входит в выражение частотного спектра непрерывной части импульсной системы

$$W(j\omega) = W_1(j\omega) + KW_2(j\omega). \quad (10)$$

При этом характеристическое уравнение имеет такой вид:

$$\begin{aligned} 1 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} W[j(\omega + n\omega_s)] &= \\ &= 1 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{W_1[j(\omega + n\omega_s)] + \\ &\quad + KW_2[j(\omega + n\omega_s)]\} = \\ &= 1 + W_1^*(j\omega) + KW_2^*(j\omega) = 0. \end{aligned} \quad (11)$$

Запишем уравнение (11) в следующем виде:

$$K = -\frac{1 + W_1^*(j\omega)}{W_2^*(j\omega)}. \quad (12)$$

Решение этого уравнения определяет границу области устойчивости в плоскости одного комплексного параметра  $K$ .

Преобразуем уравнение (12) к следующему виду:

$$\left. \begin{aligned} |\operatorname{Re} K| &= 10^{\lg |1 + W_1^*(j\omega)| - \lg |W_2^*(j\omega)| + \lg |\cos \{ \arg [1 + W_1^*(j\omega)] - \arg W_2^*(j\omega) \}|}, \\ |\operatorname{Im} K| &= 10^{\lg |1 + W_1^*(j\omega)| - \lg |W_2^*(j\omega)| + \lg |\sin \{ \arg [1 + W_1^*(j\omega)] - \arg W_2^*(j\omega) \}|}, \\ \operatorname{sign} \operatorname{Re} K &= -\operatorname{sign} \cos \{ \arg [1 + W_1^*(j\omega)] - \arg W_2^*(j\omega) \}; \\ \operatorname{sign} \operatorname{Im} K &= -\operatorname{sign} \sin \{ \arg [1 + W_1^*(j\omega)] - \arg W_2^*(j\omega) \}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Построение области устойчивости в плоскости одного комплексного параметра  $K$  проводится путем использования универсальной линейки и изложенной выше методики.

Построенная для частот  $\omega$ , заключенных в пределах  $0 \leq \omega < \frac{\omega_s}{2}$ , граница области устойчивости на вещественной прямой отсекает границы допустимых значений параметра  $K$ .

Рассмотрим метод построения областей устойчивости импульсной системы автоматического управления в плоскости двух вещественных параметров.

Пусть варьируемые параметры  $K_1$  и  $K_2$  линейно входят в выражение для частотного спектра

$$W(j\omega) = K_1 W_1(j\omega) + K_2 W_2(j\omega) + W_3(j\omega). \quad (14)$$

Тогда характеристическое уравнение будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} 1 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} W[j(\omega + n\omega_s)] &= 1 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{W_3[j(\omega + n\omega_s)] + \\ &+ K_1 W_1[j(\omega + n\omega_s)] + K_2 W_2[j(\omega + n\omega_s)]\} = 1 + W_3^*(j\omega) + K_1 W_1^*(j\omega) + K_2 W_2^*(j\omega) = 0. \end{aligned} \quad (15)$$

$$\left. \begin{aligned} |K_1| &= 10^{\lg |1 + W_3^*(j\omega)| - \lg |W_2^*(j\omega)| + \lg |\sin [\arg (W_3^*(j\omega) + 1) - \arg W_2^*(j\omega)] - \lg |\sin [\arg W_2^*(j\omega) - \arg W_1^*(j\omega)]|}, \\ |K_2| &= 10^{\lg |1 + W_3^*(j\omega)| - \lg |W_1^*(j\omega)| + \lg |\sin [\arg (W_3^*(j\omega) + 1) - \arg W_1^*(j\omega)] - \lg |\sin [\arg W_1^*(j\omega) - \arg W_2^*(j\omega)]|}, \\ \operatorname{sign} K_1 &= -\operatorname{sign} \sin [\arg (1 + W_3^*(j\omega)) - \arg W_2^*(j\omega)] \operatorname{sign} \sin [\arg W_1^*(j\omega) - \arg W_2^*(j\omega)]; \\ \operatorname{sign} K_2 &= -\operatorname{sign} \sin [\arg (1 + W_3^*(j\omega)) - \arg W_1^*(j\omega)] \operatorname{sign} \sin [\arg W_2^*(j\omega) - \arg W_1^*(j\omega)]. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Совокупность точек  $(K_1, K_2)$ , удовлетворяющих уравнению (15), образуют границу (рис. 5), пересечение которой в плоскости параметров соответствует переходу корней из левой полуплоскости в правую. Эта граница вместе с особыми прямыми, о которых будет сказано ниже, разделяет всю плоскость  $(K_1, K_2)$  на область с одинаковым количеством корней в левой полуплоскости.

Уравнение (15) может быть переписано в виде системы двух уравнений:

$$\left. \begin{aligned} K_1 + K_2 \frac{W_2^*(j\omega)}{W_1^*(j\omega)} &= -\frac{1 + W_3^*(j\omega)}{W_1^*(j\omega)}, \\ K_1 \frac{W_1^*(j\omega)}{W_2^*(j\omega)} + K_2 &= -\frac{1 + W_3^*(j\omega)}{W_2^*(j\omega)}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Учитывая, что  $K_1$  и  $K_2$  — числа вещественные и взяв от обеих частей уравнений (16) лишь мнимые части, получим:

$$\begin{aligned} K_2 \operatorname{Im} \frac{W_2^*(j\omega)}{W_1^*(j\omega)} &= -\operatorname{Im} \frac{1 + W_3^*(j\omega)}{W_1^*(j\omega)}, \\ K_1 \operatorname{Im} \frac{W_1^*(j\omega)}{W_2^*(j\omega)} &= -\operatorname{Im} \frac{1 + W_3^*(j\omega)}{W_2^*(j\omega)}, \end{aligned}$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= -\frac{\operatorname{Im} \frac{1 + W_3^*(j\omega)}{W_2^*(j\omega)}}{\operatorname{Im} \frac{W_1^*(j\omega)}{W_2^*(j\omega)}}, \\ K_2 &= -\frac{\operatorname{Im} \frac{1 + W_3^*(j\omega)}{W_1^*(j\omega)}}{\operatorname{Im} \frac{W_2^*(j\omega)}{W_1^*(j\omega)}}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

На основании систем уравнений (17) можно разработать способ построения области устойчивости автоматической системы управления по известным логарифмическим частотным характеристикам выражений  $1 + W_3^*(j\omega)$ ,  $W_1^*(j\omega)$  и  $W_2^*(j\omega)$ . Преобразуем уравнения (17) к следующему виду:

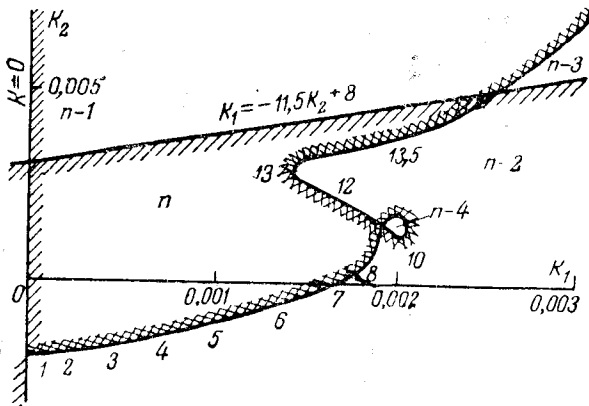


Рис. 5. Области устойчивости импульсной системы автоматического регулирования.

Построение границы области устойчивости в плоскости двух вещественных параметров для значений частоты  $\omega$ , заключенных в пределах  $0 \leq \omega < \frac{\omega_s}{2}$ , проводится с помощью универсальной линейки и изложенной выше методики вычисления мнимых частей в выражении (17) с последующим их делением на шкалах 3—3 и 0—6.

Когда в выражении (17) при каком-либо значении  $\omega$  одновременно числитель и знаменатель обращается в нуль, имеют место особые прямые. Это соответствует случаю, когда при  $\omega = \omega_0$ :

$$\operatorname{Im}(1 + W^*_3(j\omega_0)) = 0;$$

$$\operatorname{Im} W^*_1(j\omega_0) = 0;$$

$$\operatorname{Im} W^*_2(j\omega_0) = 0.$$

При этом следует воспользоваться непосредственно уравнением (15), которое в этом случае имеет вид:

$$\operatorname{Re}(1 + W^*_3(j\omega_0)) + K_1 \operatorname{Re} W^*_1(j\omega_0) + K_2 \operatorname{Re} W^*_2(j\omega_0) = 0$$

и определяет в плоскости  $(K_1, K_2)$  прямую, которая и называется особой. Чаще всего особые прямые бывают при  $\omega = 0$  и  $\omega = \frac{\omega_s}{2}$ , поэтому на эти значения  $\omega$  следует обращать особое внимание.

Особые прямые строятся в плоскости  $(K_1, K_2)$  непосредственно по коэффициентам, которые определяются по логарифмическим частотным характеристикам указанным выше методом. Особые прямые при  $\omega = 0$  и  $\omega = \frac{\omega_s}{2}$  штрихуются одинарной штриховкой, а граничная кривая и особые прямые при  $\omega \neq 0$  и  $\omega \neq \frac{\omega_s}{2}$  — двойной штриховкой.

Правило штриховки следующее. Если по горизонтальной оси откладывать значение  $K_1$ , то при значении  $\omega$  от 0 до  $\frac{\omega_s}{2}$  штрихуется двойной штриховкой правая часть кривой при условии, что

$$\operatorname{sign} \sin [\arg W^*_2(j\omega) - \arg W^*_1(j\omega)] > 0,$$

а левая часть — при условии, что

$$\operatorname{sign} \sin [\arg W^*_2(j\omega) - \arg W^*_1(j\omega)] < 0.$$

Штриховка особых прямых производится так, чтобы в окрестности особой точки они были направлены навстречу штриховке граничной кривой.

Изменением направления штриховки особой прямой, имеющей место при  $\omega = \omega_0$ , происходит в точках пересечения ее с граничной прямой при этой частоте.

После построения в плоскости  $(K_1, K_2)$  граничной кривой всех особых прямых и нанесения штриховки определяется область с максимальным количеством корней в левой полуплоскости. Затем проверяется, является ли эта область областью устойчивости. Для этого систему автоматического управления проверяют на устойчивость каким-либо из известных способов, например, способом логарифмических частотных характеристик с использованием изложенной методики для построения аналогичных характеристик импульсной системы.

**Построение графика переходного процесса.** График переходного процесса  $y(t)$  на произвольное входное воздействие  $x(t)$  строится по известному частотному спектру  $Y(j\omega)$  выходного сигнала  $y(t)$  (рис. 1) на основании соотношения

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Y(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{P^*(\omega)}{\omega} \sin \omega t d\omega, \end{aligned} \quad (19)$$

где

$$P^*(\omega) = \operatorname{Re} W(j\omega);$$

$$W(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{1/j\omega} = j\omega Y(j\omega). \quad (20)$$

Выражение  $W(j\omega)$  при построении графика переходного процесса методом трапецидальных частотных характеристик выполняет функции, аналогичные частотной характеристике замкнутой системы для непрерывных линейных систем. Функция  $W(j\omega)$  состоит из периодической и непериодической частей. Причем периодическая часть появляется в результате преобразования сигнала импульсным элементом. Например, для дискретной системы (рис. 1) имеем

$$W(j\omega) = j\omega Y(j\omega) = \frac{x^*(j\omega)}{1 + W_\Phi W_H W^*_R(j\omega)} j\omega W_\Phi(j\omega) W_H(j\omega). \quad (21)$$

В выражении (21) функция

$$W_1(j\omega) = j\omega W_\Phi(j\omega) W_H(j\omega)$$

является непрерывной частью частотного спектра, а функция

$$\begin{aligned} W^*_1(j\omega) &= \frac{x^*(j\omega)}{1 + W_\Phi W_H W^*_R(j\omega)} = \\ &= \frac{\frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[j(\omega + n\omega_s)]}{1 + \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_\Phi W_H W_R[j(\omega + n\omega_s)]} \end{aligned} \quad (22)$$

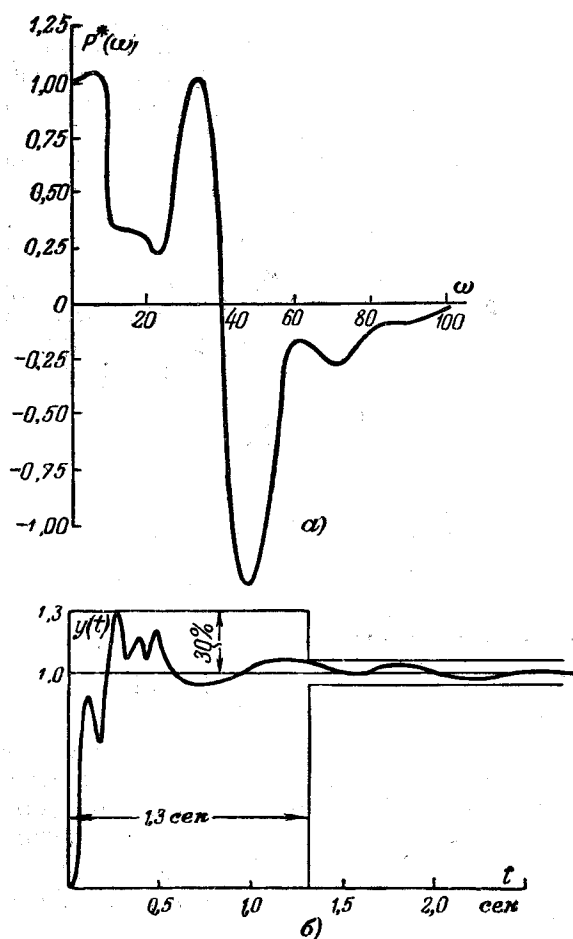


Рис. 6. График переходного процесса импульсной системы автоматического регулирования.  
а — вещественная частотная характеристика; б — переходный процесс.

является периодической частью этого спектра с частотой повторения  $\omega_s$ , так как в формуле (22) при замене  $\omega_n = \omega + n\omega_s$  ( $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ) в результате суммирования от  $-\infty$  до  $\infty$  получается одно и то же выражение.

Таким образом для импульсной системы автоматического управления (рис. 1)

$$W(j\omega) = W_1(j\omega) W^*_1(j\omega).$$

В общем случае для такой системы справедливо следующее выражение:

$$W(j\omega) = \sum_{i=1}^n W_i(j\omega) W^*_i(j\omega).$$

Наиболее трудоемкую часть построения графика переходного процесса импульсной системы составляет получение аналога вещественной частотной характеристики  $P^*(\omega)$  (рис. 6) по функции  $W(j\omega)$ . Согласно формуле (19) аналог вещественной характеристики имеет следующий вид:

$$P^*(\omega) = \sum_{i=1}^n \operatorname{Re} W_i(j\omega) W^*_i(j\omega).$$

Вычисление  $\operatorname{Re} W_i(j\omega) W^*_i(j\omega)$  проводится путем применения указанной выше методики с предваритель-

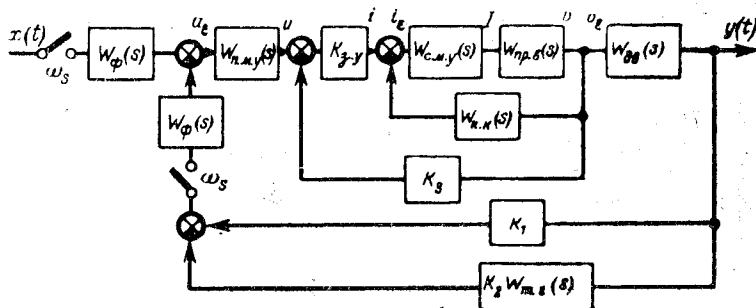


Рис. 7. Структурная схема импульсной системы автоматического управления.

ным построением логарифмической частотной характеристики  $W_i(j\omega) W^*_i(j\omega)$  согласно той же методике.

Если известно  $P^*(\omega)$  (рис. 6,а), то построение приближенного графика переходного процесса (рис. 6,б) проводится обычным методом трапецидальных частотных характеристик.

Используем рассмотренные методы для исследования импульсной системы управления, изображенной на рис. 7. Исследование импульсной системы будем считать состоящим из следующих этапов:

выбор параметров системы на основании построения области устойчивости в плоскости иско-  
мых параметров;

проверка системы на устойчивость при выбран-  
ных параметрах;

построение графика переходного процесса им-  
пульсной системы.

Пусть выражения для передаточных функций рассматриваемой системы имеют следующие зна-  
чения:

$$W_{\phi}(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s};$$

$$\omega_s = \frac{1}{T} = 40 \frac{1}{\text{сек}};$$

$$W_{\text{п.м.у}}(s) = \frac{K_{\text{п.м.у}}}{T_{\text{п.м.у}}s + 1};$$

$$K_{\text{п.м.у}} = 6,7; T_{\text{п.м.у}} = 0,07 \text{ сек};$$

$$K_{z.y} = 0,005 \frac{a}{b};$$

$$W_{c.m.y}(-s) = \frac{K_{c.m.y}}{T_{c.m.y}s + 1};$$

$$K_{c.m.y} = 18; T_{c.m.y} = 0,04 \text{ сек};$$

$$W_{\text{п.р.в}}(s) = \frac{K_{\text{п.р.в}}}{T_{\text{п.р.в}}s + 1};$$

$$K_{\text{п.р.в}} = 18 \cdot 10^{-3} \frac{a}{b}; T_{\text{п.р.в}} = 0,1 \text{ сек};$$

$$W_{o.v}(s) = \frac{K_{o.v}}{s(T_ms + 1)(T_3s + 1)};$$

$$K_{o.v} = 4,1 \frac{1}{b}; T_m = 0,47 \text{ сек}; T_3 = 0,03 \text{ см};$$

$$W_{k.k}(s) = \frac{K_{k.k}s}{T_{k.k}s + 1};$$

$$K_{k.k} = 2,5 \cdot 10^{-6} \frac{a \cdot \text{сек}}{b}; T_{k.k} = 0,017 \text{ сек};$$

$$K_2 W_{T.r}(s) = \frac{K_2 s}{T_{T.r}s + 1}; \quad T_{T.r} = 0,01 \text{ сек};$$

$$K_3 = 0,032.$$

Значения  $K_1$  и  $K_2$  подлежат выбору в результате расчета. Система уравнений для их определения и построения области устойчивости имеет следующий вид:

$$K_1 = - \frac{\operatorname{Im} \frac{1}{W_2^*(j\omega)}}{\operatorname{Im} \frac{W_1^*(j\omega)}{W_2^*(j\omega)}};$$

$$K_2 = - \frac{\operatorname{Im} \frac{1}{W_1^*(j\omega)}}{\operatorname{Im} \frac{W_2^*(j\omega)}{W_1^*(j\omega)}}.$$

Пользуясь изложенным выше методом, строим логарифмические частотные характеристики для частотных спектров  $W_1^*(j\omega)$  и  $W_2^*(j\omega)$  по характеристикам спектров  $W_1(j\omega)$  и  $W_2(j\omega)$ . Область устойчивости, построенная по приведенной системе уравнений и значениям частотных характеристик спектров  $W_1^*(j\omega)$  и  $W_2^*(j\omega)$  изображена на рис. 5.

Особые прямые, определяемые уравнениями  $K_1=0$ ,  $K_1 = -11,5K_2 + 0,8$  имеют место при значениях частот  $\omega_0=0$  и  $\omega_0=\frac{\omega_s}{2}$ .

После штриховки граничной кривой и особых прямых выделяем область с наибольшим числом корней в правой полуплоскости. В центре этой области выбираем точку с координатами ( $K_1=0,001$ ;  $K_2=0,1$ ).

Для анализа устойчивости рассматриваемой импульсной системы при выбранных значениях искоемых параметров  $K=0,0001$  и  $K_2=0,1$  воспользуемся методом логарифмических частотных характеристик. По указанным характеристикам линейной части системы (рис. 4, кривые 1 и 2) строим ло-

гарифмические частотные характеристики импульсной системы (рис. 4, кривые 3 и 4). Построенные характеристики показывают, что импульсная система устойчива и имеет запасы устойчивости по амплитуде 8 дБ и по фазе 25°.

Учитывая, что спектр ступенчатого воздействия имеет вид

$$X(j\omega) = \frac{1}{j\omega}$$

и что характеристический многочлен определяется соотношением (15), получим согласно формулам (3) и (4) следующее выражение для преобразования Лапласа непрерывного сигнала:

$$Y(j\omega) = \frac{\frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \times}{1 + K_1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_1[j(\omega + n\omega_s)] + \times \frac{1}{j(\omega + n\omega_s)}} + K_2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} W[j(\omega + n\omega_s)] W_s[j(\omega + n\omega_s)]$$

По логарифмической частотной характеристике  $j\omega Y(j\omega)$  строим вещественную частотную характеристику  $P^*(\omega)$  (рис. 6,а) и методом трапецидальных частотных характеристик определяем переходный процесс системы (рис. 6,б). График переходного процесса составляет 3 сек, а перерегулирование не превышает 30%.

#### Литература

1. Юлиус Т. Т., Цифровые и импульсные системы автоматического управления, изд-во «Машиностроение», 1964.
2. Шаталов А. С., Преобразования сигналов автоматического управления, изд-во «Энергия», 1965.
3. Основы автоматического регулирования, Под ред. В. В. Солодовникова, Машгиз, 1954.

[10.11.1966]



УДК 621.313.333:621.316.726

## К аналитическому исследованию установившихся режимов регулируемого асинхронного электропривода

Доктор техн. наук, проф. М. З. ХАМУДХАНОВ и инж. А. А. ХАШИМОВ

Узбекский научно-исследовательский институт энергетики  
и автоматики

В связи с освоением промышленностью производства кремниевых управляемых клапанов и улучшением характеристик ионных, магнитных, полупроводниковых приборов существенно расширяются возможности создания преобразователей частоты и на их основе приводов переменного тока с регулированием скорости в широком диапазоне [Л. 1—8 и 11].

В решении проблемы современного прогрессивного метода частотного регулирования скорости асинхронных двигателей важное место занимает применение вентильных преобразователей частоты с явно выраженным звеном постоянного тока [Л. 4—8 и 11]. Однако в работе такой системы привода могут возникнуть аномальные режимы, вызываемые изменением параметров как силовых эле-

ментов, так и элементов управления питающего преобразователя частоты или же выходом из строя некоторых из них независимо от выполнения нормальных эксплуатационных условий работы [Л. 2, 3, 6, 9, 10 и 11].

В некоторых случаях можно создавать аномальные режимы специально для получения у асинхронных двигателей различных тормозных характеристик как при меняющихся, так и при фиксированных значениях частоты питающего тока. Поэтому весьма актуальным является изучение системы «вентильный преобразователь частоты — асинхронный двигатель» в аномальных режимах, выявление влияния степени асимметрии напряжения  $\alpha$  на ее режимы и характеристики, определение допустимых с точки зрения электрической и тепловой перегрузки установки и ее элементов, значений  $\alpha$  с учетом частоты тока и характера нагрузки на валу.

В статье классифицируются виды возможных аномальных режимов и даются основные аналитические зависимости, позволяющие рассчитать рабочие и регулировочные характеристики системы в несимметричных стационарных аномальных режимах.

На основе исследований системы «вентильный преобразователь частоты — асинхронный двигатель» выяснилось, что источником возникновения таких режимов в основном является преобразовательная часть системы, т. е. выпрямитель и автономный инвертор.

Ограничимся лишь перечислением некоторых из аномальных явлений, возникающих как по вине системы управления, так и по вине силовых элементов, не прибегая к анализу их последствий.

По вине системы управления: изменение амплитуды импульса, пропуск импульса, асимметрия импульсов, нестабильность частоты импульса, изменение мощности импульса, изменение крутизны переднего фронта, изменение ширины импульса, нарушение нормального чередования фаз импульса, дрейф импульса и т. д.

По вине силовых элементов (выпрямитель и автономный инвертор):

выпрямительная часть — изменение параметров (или их неидентичность по фазам) трансформатора или дросселя насыщения, обратные зажигания, изменение пусковых характеристик клапанов, изменение напряжения смещения, вызванное изменением запирающего напряжения и другими причинами, насыщение сглаживающего дросселя (особенно в динамических режимах за счет увеличения выпрямленного тока, потребляемого инвертором) и т. д.;

инверторная часть — незавершенный процесс восстановления сеточного запирающего до перехода потенциала анода к положительным значениям, либо в силу недостаточного высоких запирающих потенциалов у сетки при тех высоких положительных напряжениях, которые получает анод; неодинаковость индуктивности ветвей уравнивающего реактора; асимметрия обмоток инверторного трансформатора (особенно, если он состоит из трех однофазных); неодинаковость величины коммутирующей емкости, обусловленной утечками тока или нели-

нейностью элемента; ухудшение и срыв коммутации при низких частотах в одном или нескольких вентилях фаз инвертора и др.

Однако перечисленные выше причины являются лишь частью полного перечня. Каждая из них имеет свой специфический характер по возникновению и последствиям и при необходимости может быть изучена детально.

Некоторые из этих причин вызывают в системе не только аномальные явления, при которых установка может еще работать кратковременно или длительно в зависимости от конкретных условий, но и аварийный режим (автоколебание или опрокидывание инвертора), который требует немедленного отключения установки.

Поскольку всякие аномальные явления помимо ухудшения режима работы самих преобразователей, влияют на работу двигателя, питаемого от инвертора, то, по мнению авторов, вид аномального режима следует различать по его влиянию на работу двигателя, т. е. на изменение величины, фазы и формы кривой выходного напряжения. Это позволяет наиболее обобщенно выявить свойства системы и вывести аналитические зависимости для ее расчета с учетом вида аномального режима.

Исходя из вышеуказанных условий, вид аномальных явлений, возникающих в системе независимо от типа схемы вентильного преобразователя частоты и класса нагрузки двигателя, а также от характера причин, вызывающих эти явления, разделим на симметричные и несимметричные.

Симметричный аномальный режим возникает в системе только по вине выпрямителя, если не учитывать внезапного изменения нагрузки на валу двигателя, а несимметричный — только по вине автономного инвертора, если не учитывать переключения коммутирующих конденсаторов.

Действительно аномальный режим в выпрямительной части установки (за исключением аварийных) приводит к изменению среднего значения выпрямленного напряжения и ухудшению формы его кривой. При этом, поскольку выпрямитель является общим источником питания для всех фаз автономного инвертора, происходит равномерное изменение напряжения во всех фазах инвертора, т. е. значение напряжения на зажимах двигателя изменяется практически равномерно, что ставит двигатель в симметричное аномальное электрическое условие.

Если аномальный режим возникает в инверторной части установки, то происходит неравномерное распределение напряжения (соответственно и тока) в фазах инвертора, которое объясняется главным образом нарушением равнозначности потребляемой мощности различными фазами инвертора. При этом на выходе инвертора появляется асимметрия напряжений, которую нельзя ликвидировать даже с помощью замкнутой схемы автоматического регулирования. В результате двигатель попадает в несимметричное аномальное электрическое условие.

В симметричном режиме магнитное поле асинхронного двигателя остается круговым из-за равномерного изменения напряжения на его фазах, а в несимметричном режиме магнитное поле имеет

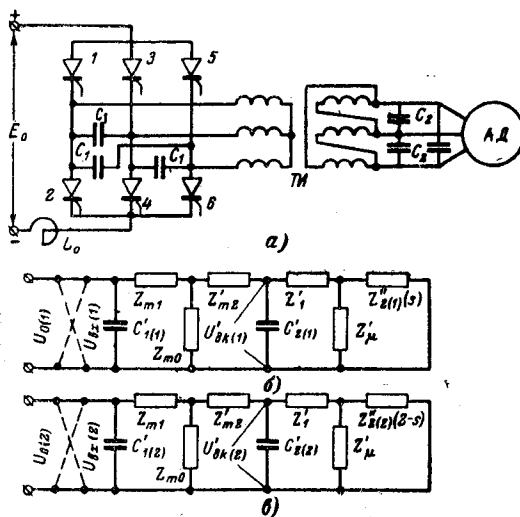


Рис. 1.

эллиптическую форму, что вызвано неравномерным изменением по фазам и по величине напряжений на зажимах двигателя.

В обоих случаях нарушается нормальная коммутация вентильного преобразователя частоты и режим работы всей системы, а также искажается механическая характеристика двигателя, что отрицательно влияет на технологический процесс.

Метод расчета системы «вентильный преобразователь частоты — асинхронный двигатель» в стационарном аномальном симметричном режиме практически не отличается от существующего метода расчета симметричного нормального режима [Л. 6 и 11], чего нельзя сказать о расчете системы в несимметричном режиме.

В момент возникновения несимметричного аномального режима происходит переходный процесс, который показан на осциллограмме, рис. 3 (всплески выходных токов инвертора для случая, когда пропуск зажигания происходит в одном вентиле инвертора). Через некоторое время, в зависимости от постоянной времени контура схемы, переходный процесс заканчивается и начинается установившийся несимметричный режим (рис. 3).

Ниже приводятся основные соотношения и соответствующая методика расчета системы в стационарных аномальных несимметричных режимах.

Для анализа установившихся аномальных несимметричных режимов в системе «вентильный преобразователь частоты — асинхронный двигатель» используем методы симметричных и гармонических составляющих. При этом примем следующие известные допущения: индуктивность сглаживающего дросселя достаточно велика;

коммутация тока автономного инвертора происходит мгновенно и анодный ток имеет прямоугольную форму; магнитными потерями в двигателе и инверторном трансформаторе пренебрегаем.

Если выходные напряжения инвертора содержат высшие гармонические, то в расчете будем использовать принцип наложения [Л. 6 и 11].

Основные соотношения выведем для мостовой схемы автономного инвертора (рис. 1, а) и составим полную схему замещения для прямых и об-

ратных последовательностей<sup>1</sup> параметров (рис. 1, б и в) блока «инвертор—двигатель», где  $Z_{T1}$ ,  $Z'_{T2}$ ,  $Z_{T0}$  и  $Z'_1$ ,  $Z'_2$ ,  $Z'_\mu$  — параметры инверторного трансформатора (ТИ) и двигателя, приведенные к числу витков первичной обмотки ТИ;  $C'_1$  и  $C'_2$  — приведенные к первичной обмотке ТИ емкости коммутирующих конденсаторов, подключенные к высокой и низкой сторонам ТИ.

Приведенные и эквивалентные сопротивления прямых и обратных последовательностей двигателя ( $Z_{dk(1)}$ ,  $Z_{dk(2)}$ ,  $Z'_{dk(1)}$ ,  $Z'_{dk(2)}$ )\* и блока «инвертор—двигатель» ( $Z_{\partial k(1)}$ ,  $Z_{\partial k(2)}$ ,  $Z_{\partial k(1)}$ ,  $Z_{\partial k(2)}$ ) определяются из схем замещения (рис. 1, б и в) на основе известного метода наложений.

Решив уравнения электрического равновесия, составленные для схем замещения прямой и обратной последовательностей, получим выражения токов и напряжений на отдельных элементах системы в функции выпрямленного напряжения, скольжения двигателя, выходной частоты инвертора и параметров схемы.

Так, напряжения прямой и обратной последовательностей на выходе инвертора (т. е. на входе двигателя) для  $k$ -й гармонической выражаются формулами:

$$\left. \begin{aligned} U_{dk(1)} &= \frac{\pi U_{0(1)} Z_{k(1)}}{\sqrt{3} k_T W \cos \varphi_{k(1)}}; \\ U_{dk(2)} &= \frac{\pi U_{0(2)} Z_{k(2)}}{\sqrt{3} k_T W \cos \varphi_{k(2)}}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$W$  — постоянный коэффициент, зависящий от типа схемы инвертора: для мостовой он равен  $3\sqrt{6}$ , для лучевой —  $3\sqrt{2}$ , а для схемы «две обратные звезды с уравнительным реактором» —  $3\sqrt{6}$ ;

$k_T$  — коэффициент трансформации ТИ;

$U_{0(1)}$ ,  $U_{0(2)}$  — фиктивные значения выпрямленного напряжения при постоянной величине коммутирующей емкости;

$$Z_{k(1)} = \frac{Z'_{dk(1)}}{Z'_{\partial k(1)}} \text{ и } Z_{k(2)} = \frac{Z'_{dk(2)}}{Z'_{\partial k(2)}}$$

— сопротивления схемы замещения;

$$\cos \varphi_{k(1)} = \frac{x_{ck} r'_{\partial k(1)}}{Z'_{\partial k(1)} \sqrt{r_{\partial k(1)}'^2 + (x_{ck} - x'_{\partial k(1)})^2}},$$

$$\cos \varphi_{k(2)} = \frac{x_{ck} r'_{\partial k(2)}}{Z'_{\partial k(2)} \sqrt{r_{\partial k(2)}'^2 + (x_{ck} - x'_{\partial k(2)})^2}}$$

— косинусы угла опережения между входным током и напряжением инвертора  $x_{ck} = (W_1 \pi f C)^{-1}$  (для мостовой схемы и схемы «две обратные звезды с уравнительным реактором»  $W_1$  равен 6, а для лучевой — 8;  $C$  — коммутирующая емкость).

<sup>1</sup> В дальнейшем все величины, относящиеся к прямой и обратной последовательностям, обозначены соответственно индексами (1) и (2).

\* Индекс  $k = 6v \pm 1$  — порядок гармонической,  $v$  — целое число.

Реальные значения выходных фазных напряжений инвертора (т. е. входные фазные напряжения двигателя) определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_a &= \dot{U}_{\text{вх}(1)} + \dot{U}_{\text{вх}(2)}; \\ \dot{U}_b &= a^2 \dot{U}_{\text{вх}(1)} + a \dot{U}_{\text{вх}(2)}; \\ \dot{U}_c &= a \dot{U}_{\text{вх}(1)} + a^2 \dot{U}_{\text{вх}(2)}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $a = (-0,5 + j0,866)$  и  $a^2 = (-0,5 - j0,866)$  — операторы поворота векторов.

При постоянной величине коммутирующей емкости результирующее выпрямленное напряжение

$$U_0(s) = \frac{\sqrt{3}k_T W}{\pi} \sum_{v=0, 1, 2 \dots}^k \times \left( \frac{U_{\text{вх}(1)} \cos \varphi_{k(1)}}{Z_{k(1)}} + \frac{U_{\text{вх}(2)} \cos \varphi_{k(2)}}{Z_{k(2)}} \right). \quad (3)$$

Мгновенные значения входных токов и напряжений инвертора в аномальных несимметричных режимах выражаются так:

$$\left. \begin{aligned} i_{\text{вх}(1)} &= \sum_{v=0, 1, 2, 3 \dots}^k (-1)^v \sqrt{2} I_{\text{вх}(1)} \sin k\omega t; \\ i_{\text{вх}(2)} &= \sum_{v=0, 1, 2, 3 \dots}^k (-1)^v \sqrt{2} I_{\text{вх}(2)} \sin k\omega t; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{вх}(1)} &= \sum_{v=0, 1, 2 \dots}^k \sqrt{2} U_{\text{вх}(1)} \sin (k\omega t - \varphi_{k(1)}); \\ u_{\text{вх}(2)} &= \sum_{v=0, 1, 2 \dots}^k \sqrt{2} U_{\text{вх}(2)} \sin (k\omega t - \varphi_{k(2)}). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Из (4) и (5) действующие значения входных напряжений и токов инвертора для одной фазы (например, фазы  $a$ ) определяются:

$$U_{\text{вх}a} = \sqrt{3}k_T \sum_{v=0, 1, 2, 3 \dots}^k \left[ U_{\text{вх}(1)} \left( 1 + \frac{Z_{\text{т}k}}{Z'_{\text{вх}(1)}} \right) + U_{\text{вх}(2)} \left( 1 + \frac{Z_{\text{т}k}}{Z'_{\text{вх}(2)}} \right) \right]; \quad (6)$$

$$I_{\text{вх}} = \sum_{v=0, 1, 2, 3 \dots}^k \left[ \frac{\sqrt{3}k_T U_{\text{вх}(1)} + I'_{\text{вх}(1)} Z_{\text{т}k}}{Z'_{\text{вх}(1)}} + \frac{\sqrt{3}k_T U_{\text{вх}(2)} + I'_{\text{вх}(2)} Z_{\text{т}k}}{Z'_{\text{вх}(2)}} \right], \quad (7)$$

где  $I'_{\text{вх}(1)} = \frac{U'_{\text{вх}(1)}}{Z'_{\text{вх}(1)}}$ ,  $I'_{\text{вх}(2)} = \frac{U'_{\text{вх}(2)}}{Z'_{\text{вх}(2)}}$  — приведенные значения токов асинхронного двигателя.

Чтобы вычислить  $U_{\text{вх}}$  и  $I_{\text{вх}}$  для остальных фаз инвертора, надо умножить значение их прямых и обратных последовательностей на соответствующие операторы поворота  $a$  и  $a^2$ .

На основе вышеприведенных зависимостей и параметров схемы замещения определим значения выпрямленного тока, потребляемого инвертором для одной фазы (например, фазы  $a$ ):

$$I_{0a} = \sum_{v=0, 1, 2, 3 \dots}^k \left[ \frac{I_{\text{вх}(1)}^2 r_{\text{вх}(1)}}{U_{0(1)}} + \frac{I_{\text{вх}(2)}^2 r_{\text{вх}(2)}}{U_{0(2)}} \right]. \quad (8)$$

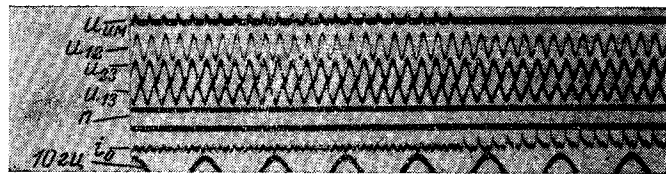


Рис. 2.

Для остальных фаз инвертора значение  $I_0$  будет определяться по этой же формуле умножением величины входных токов прямых и обратных последовательностей на соответствующие операторы поворота.

Потребляемая установкой активная мощность в несимметричном аномальном режиме

$$P_{\text{уст}} = \sum_{i=1}^m P_{\Phi} = P_a + P_b + P_c = U_0(I_{0a} + I_{0b} + I_{0c}) = U_0 \sum_{i=1}^m I_{0\Phi} \quad (9)$$

главным образом будет уравниваться мощностью, затрачиваемой в инверторе и двигателе.

Используя вышеприведенные основные соотношения и схемы замещения (рис. 1, б и в), можно определить остальные параметры и показатели системы.

Для подтверждения теоретически выявленных свойств системы были проведены экспериментальные исследования ее как в нормальных, так и в аномальных режимах с автономным инвертором, собранным по различным схемам (лучевая, мостовая). Ниже приведены результаты эксперимента, когда инвертор был собран по шестифазной лучевой схеме с одним сглаживающим дросселем. В качестве регулируемого двигателя взят асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором мощностью 4,5 кВт ( $r_1 = 1,17 \text{ ом}$ ,  $r'_2 = 1,06 \text{ ом}$ ,  $x_{\mu} = 60 \text{ ом}$ ,  $r_{\mu} = 5,17 \text{ ом}$ ,  $x_1 \approx x'_2 = 2,6 \text{ ом}$ ). Параметры инверторного трансформатора:  $x_{\text{т.к}} = 16,7 \text{ ом}$ ,  $r_{\text{т.к}} = 3,57 \text{ ом}$ ,  $k_T = 2,63$ .

На рис. 2 приведена осциллограмма, характеризующая аномальный симметричный режим в системе в случае, когда пропуск зажигания происходит в одном из вентилях. Характер изменения и степень уменьшения выходных линейных напряжений инвертора ( $u_{12}$ ,  $u_{23}$ ,  $u_{13}$ ) во всех фазах происходит равномерно. Это говорит о том, что двигатель попадал в симметричное аномальное электрическое условие.

Осциллограмма, характеризующая аномальный несимметричный режим в случае, когда пропуск зажигания происходит в одном вентиле инвертора,

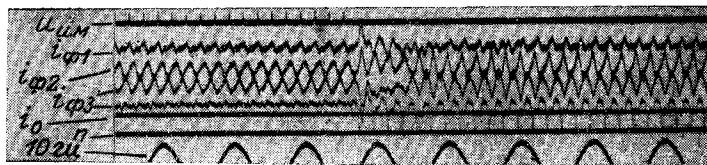


Рис. 3.

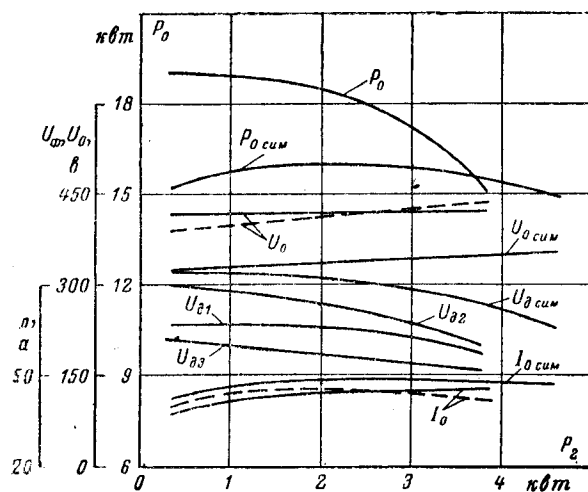


Рис. 4.

приведена на рис. 3. Как видно из этого рисунка, выходные фазные токи инвертора ( $i_{\phi 1}$ ,  $i_{\phi 2}$ ,  $i_{\phi 3}$ ) имеют различные значения во всех фазах. Особенно интенсивное уменьшение тока происходит в фазе, в которой произошел пропуск зажигания. Значение выпрямленного тока ( $i_0$ ) в первом случае увеличивается, а во втором уменьшается. Скорость вращения двигателя  $n$  в обоих случаях падает, что свидетельствует об искажении его механической характеристики. Осциллограммы рис. 2 и 3 сняты при  $f=50$  Гц.

При снятии внешних рабочих и регулировочных характеристик аномальный несимметричный режим создавался специально в одной фазе системы управления инвертора. Во всем диапазоне изменения частоты степень асимметрии поддерживалась практически неизменной  $\alpha=25\%$ .

На рис. 4 приведены экспериментальные и расчетные внешние характеристики системы как в нормальных режимах, так и в аномальных несимметричных. Параметры симметричного режима обозначены индексом «сим». Как видно из рис. 4, фазные внешние характеристики инвертора в аномальном несимметричном режиме отличаются друг от друга и по величине напряжений при соответствующих мощностях на валу двигателя, и по крутизне.

Результирующая внешняя характеристика инвертора для напряжения прямой последовательности при заданном значении  $\alpha$  идет ниже номинала, что во избежание перегрузки двигателя требует уменьшения полезной мощности на валу. При постоянном значении емкости  $C$  конденсаторов инвертора в обоих режимах и при одинаковых значениях мощности на валу двигателя увеличивается значение потребляемой мощности инвертора. Это объясняется увеличением  $U_0$ , если не учитывать незначительного уменьшения  $I_0$ . Увеличение  $U_0$  связано главным образом с появлением напряжения обратной последовательности.

Для подтверждения правильности выведенных аналитических зависимостей было сделано экспериментальное (сплошные линии) и расчетное (пунктирные) сопоставление результирующих  $U_0$ ,  $I_0$  в несимметричном режиме (рис. 4). Как видно,

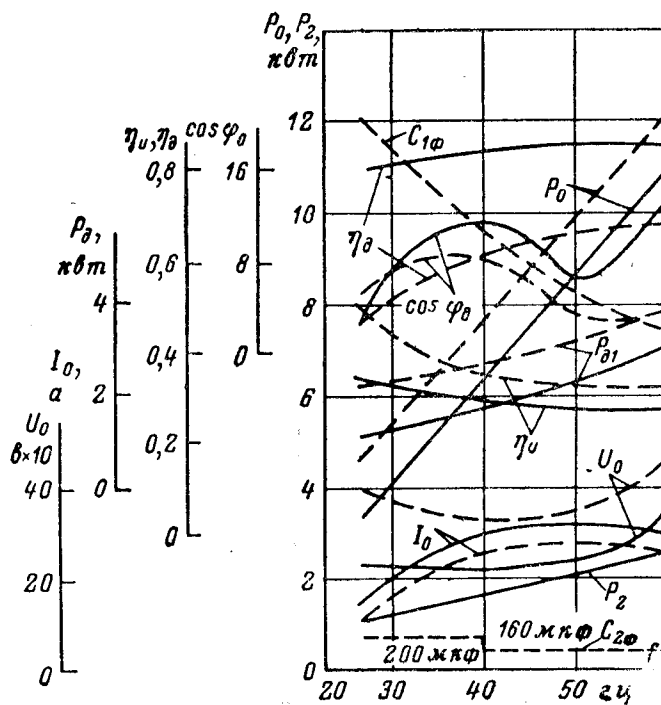


Рис. 5.

расхождение между экспериментальными и расчетными данными находится в допустимых пределах, что показывает правильность аналитических зависимостей.

На рис. 5 сопоставлены экспериментальные регулировочные характеристики системы, снятые как в нормальных, так и в аномальных несимметричных режимах для случая  $M_c=1,35 \text{ кГм}=\text{const}$ . В несимметричных режимах при  $\alpha=25\%$  значения  $U_0$ ,  $P_0$ ,  $P_d$  в диапазоне изменения частоты увеличиваются в связи с появлением параметров обратной последовательности схемы.

Уменьшение к. п. д.  $\eta$  и  $\cos \phi$  двигателя и всей установки и увеличение к. п. д. инвертора  $\eta_i$  в аномальных несимметричных режимах объясняется увеличением отношения потребляемой двигателем и инвертором мощности. Однако полный к. п. д. инверторной установки как произведение к. п. д. двигателя и инвертора уменьшается.

Таким образом, по предложенной выше методике можно рассчитать систему «вентильный преобразователь частоты — асинхронный двигатель» в аномальных несимметричных режимах при любой схеме ее преобразовательной части.

#### Литература

1. Костенко М. П., Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов, «Электричество», 1925, № 2.
2. Завалишин Д. А. и Эттингер Е. Л., Перспективы развития вентильного электропривода переменного тока, «Электротехника», 1964, № 2.
3. Эттингер Е. Л., Перспективы развития ионного электропривода большой мощности, «Вестник электропромышленности», 1962, № 10.
4. Хамудханов М. З., Результаты исследования частотного регулирования асинхронных электроприводов при помощи ионных преобразователей частоты, Труды сессии АН СССР по научным проблемам автоматизации, т. 5, «Научно-технические проблемы автоматизированного электропривода», 1957.

# Вынужденные пульсации тока двигателя в электроприводе с регулятором скорости

М. Э. ЗИЛЬБЕРБЛАТ

Тяжпромэлектропроект, Харьков

В аналоговых системах автоматического регулирования скорости двигателей постоянного тока в качестве датчиков обратной связи обычно используются тахогенераторы постоянного или переменного тока.

Напряжение таких тахогенераторов, кроме полезной составляющей, пропорциональной скорости вращения, содержит также и переменные составляющие, частоты которых в свою очередь пропорциональны скорости вращения.

Среди переменных составляющих напряжения тахогенератора прежде всего следует выделить оборотные пульсации, частота которых  $\omega_0$  в точности равна угловой скорости вращения двигателя  $\omega_d$  (имеется в виду безредукторное сочленение тахогенератора с валом двигателя). Эти пульсации возникают из-за несоосного сопряжения вала тахогенератора с валом двигателя, нестрогой параллельности этих валов и других причин [Л. 1].

Кроме оборотных пульсаций, в напряжении тахогенераторов постоянного тока содержатся полюсные пульсации с частотой  $\omega_{\Pi} = 2p\omega_0$  ( $2p$  — число полюсов тахогенератора), коллекторные с частотой  $\omega_K = K\omega_0$  ( $K$  — число коллекторных пластин), зубцовые с частотой  $\omega_z = z_{\Pi}\omega_0$  ( $z_{\Pi}$  — число зубцов якоря тахогенератора) и др.

При редукторном сочленении тахогенератора с валом двигателя в напряжении тахогенератора дополнительно могут появиться зубцовые пульсации редуктора с частотой  $\omega_p = z_p\omega_0$  ( $z_p$  — число зубьев тихоходной шестерни); пульсации, вызванные эксцентриситетом начальных окружностей шестерен по отношению к осям вращения и др. [Л. 1].

Под влиянием пульсаций напряжения тахогенератора возникают вынужденные пульсации якорного тока двигателя, вызывающие дополнительные потери в якорной цепи. Эти пульсации могут неблагоприятно повлиять на коммутацию машины, на величину э. д. с., индуцируемую в вале, увеличить вибрацию и шум и т. п.

Не внося существенных погрешностей, можно принять, что переменные составляющие напряжения тахогенератора и якорного тока изменяются по синусоидальному закону.

На рис. 1 приведена кривая изменения якорного тока, в которой на постоянную составляющую  $I_c$  накладывается переменная  $I_v$  с частотой  $\omega$ .

Среднеквадратичный ток двигателя, определяющий нагрев его якорной цепи, в этом случае можно найти из выражения:

$$I_c = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_c + I_{vm} \sin \omega t)^2 d\omega t}. \quad (1)$$

Произведя необходимые преобразования, получим:

$$I_c = I_c \sqrt{1 + \frac{i_{vm}^2}{2}}, \quad (2)$$

где  $i_{vm} = \frac{I_{vm}}{I_c}$  — амплитуда пульсаций тока, отн. ед.

Из уравнения (2) вытекает, что увеличение потерь из-за пульсаций тока характеризуется членом  $\frac{i_{vm}^2}{2}$ .

Например, при  $i_{vm} = 0,5$  потери в якорной цепи увеличиваются на 12,5%.

Для крупных электрических машин из условий коммутации скорость изменения якорного тока обычно ограничивается величиной  $(20-30)I_n/\text{сек}$ .

При наличии синусоидальных пульсаций максимальная скорость изменения якорного тока может быть найдена из уравнения:

$$\left(\frac{dI}{dt}\right)_{\max} = I_{vm}\omega$$

или в относительных единицах

$$\left(\frac{dI/I_n}{dt}\right)_{\max} = i_{vm}\omega. \quad (3)$$

5. Хамудханов М. З., Исследование регулируемого асинхронного электропривода, питаемого от ионного преобразователя частоты с промежуточной цепью выпрямленного тока, Изв. АН СССР, ОТН, 1958, № 5.

6. Хамудханов М. З., Частотное управление асинхронным электроприводом при помощи автономного инвертора, Ташкент, Изд-во АН УзССР, 1959.

7. Хамудханов М. З. и Хусанов М. А., Исследование системы регулируемого по скорости синхронного электропривода, Изв. АН УзССР, серия техн. наук, 1962, № 5.

8. Хамудханов М. З. и Усманходжаев Н. М., Частотное регулирование скорости конденсаторного асинхронного двигателя, Изв. АН УзССР, серия техн. наук, 1960, № 5.

9. Хамудханов М. З. и Хашимов А. А., Устройство автоматического ввода резервных вентилях в преобразовательных установках, Изв. АН УзССР, серия техн. наук, 1966, № 2.

10. Хамудханов М. З. и Хашимов А. А., Исследование влияния асимметрии напряжения на основные характеристики частотно-регулируемого асинхронного двигателя с использованием электронно-вычислительной машины, Изв. АН УзССР, серия техн. наук, 1966, № 3.

11. Хамудханов М. З., Усманов С. З., Усманходжаев Н. М. и Хусанов М. А., Частотное регулирование скорости электроприводов переменного тока с автоматическим управлением от вентильных преобразователей, изд-во ФАН, Ташкент, 1966.

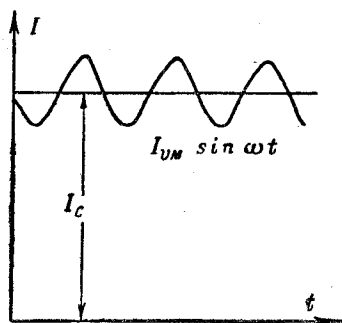


Рис. 1. Пульсации якорного тока двигателя.

Следовательно, с увеличением частоты пульсаций  $\omega$  следует стремиться к уменьшению  $i_{vm}$  с тем, чтобы не превзойти указанных выше значений допустимой скорости изменения якорного тока.

Приведенные выше примеры иллюстрируют необходимость ограничения пульсаций напряжения тахогенератора, которые могут оказаться причиной возникновения весьма больших вынужденных пульсаций якорного тока двигателя. В [Л. 2] установлены количественные соотношения между величинами пульсаций напряжения тахогенератора и якорного тока двигателя для безынерционного регулятора скорости и даны рекомендации по методике расчета пульсаций тока для случая, когда система регулирования скорости представляет собой систему второго порядка.

Ниже излагается методика, позволяющая определить зависимость между величинами пульсаций напряжения тахогенератора и якорного тока двигателя в общем случае, для системы регулирования скорости произвольного вида.

Структурная схема такой системы в режиме изменения задания изображена на рис. 2, а. К ее входу, кроме сигналов задания и обратной связи по скорости, приложен синусоидальный сигнал  $U_{tv}$ , отражающий наличие помех в напряжении тахогенератора:

$$U_{tv} = \delta U_{tc} \sin \omega t = \delta k_{t.r.} E_d \sin \omega t, \quad (4)$$

где  $\delta$  — амплитуда пульсаций, отнесенная к среднему значению напряжения тахогенератора  $U_{tc}$  при данной скорости вращения;

$E_d$  — э. д. с. двигателя при этой же скорости вращения.

Структурную схему на рис. 2, а целесообразно преобразовать к виду, представленному на рис. 2, б, изменив место приложения синусоидального возмущающего воздействия (промежуточные преобразования показаны на рис. 2, в).

В схеме рис. 2, в передаточная функция прямых звеньев представляет собой передаточную функцию разомкнутой системы регулирования скорости  $G_p$ , увеличенную в  $pT_M$  раз:

$$G_{пр} = G_p pT_M. \quad (5)$$

Передаточная функция звена обратной связи

$$H = \frac{1}{pT_M}. \quad (6)$$

Передаточная функция замкнутой системы на рис. 2, в

$$G_z = \frac{IR}{\delta E_d} = \frac{G_{пр}}{1 + G_{пр}H} = \frac{pT_M G_p}{1 + G_p}. \quad (7)$$

Учитывая синусоидальный характер воздействия, для получения интересующей нас зависимости между амплитудами пульсаций напряжения тахогенератора и якорного тока, необходимо в уравнении (7) вместо  $p$  подставить  $j\omega$  и найти модуль полученного выражения.

В результате имеем

$$|G_z(j\omega)| = f_i(\omega) = \left| \frac{j\omega T_M G_p(j\omega)}{1 + G_p(j\omega)} \right|. \quad (8)$$

Уравнение (8) для значений  $|G_p(j\omega)| > 1$  может быть упрощенно представлено следующим образом:

$$f_i(\omega) = \frac{I_{vm} R}{\delta E_d} = \omega T_M. \quad (9)$$

Для значений  $|G_p(j\omega)| < 1$  справедливо следующее упрощенное равенство:

$$f_i(\omega) = \frac{I_{vm} R}{\delta E_d} = \omega T_M |G_p(j\omega)|. \quad (10)$$

Значения  $|G_p(j\omega)| > 1$  соответствуют частотам пульсаций, меньшим частоты среза  $\omega_c$  разомкнутой системы регулирования скорости.

При  $\omega < \omega_c$  величина  $f_i(\omega)$  не зависит от свойств  $|G_p(j\omega)|$ , характер которой в области низких частот определяется типом принятой системы регулирования скорости (статической, однократно интегрирующей или двукратно интегрирующей). Указанные системы рассмотрены в [Л. 3].

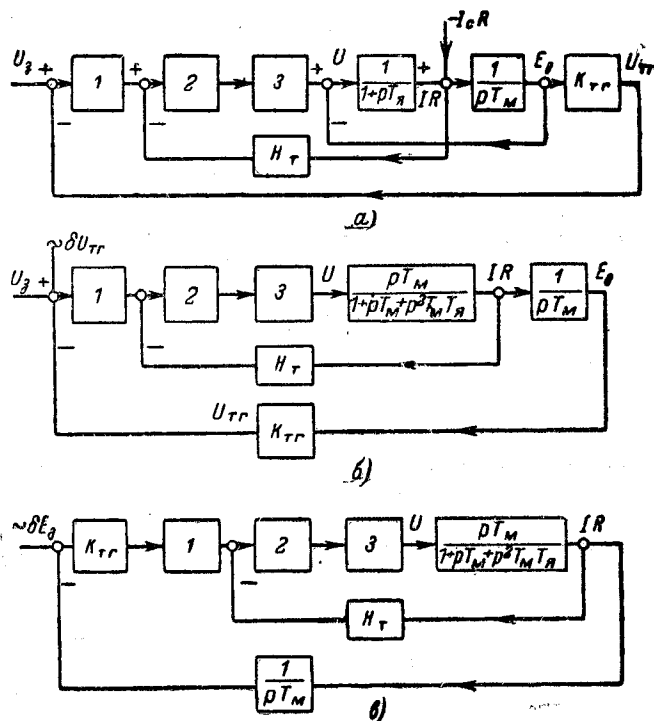


Рис. 2. Структурные схемы электропривода с регулятором скорости.

а — исходная схема; б и в — преобразованные схемы. 1 — регулятор скорости; 2 — регулятор тока; 3 — вентильный преобразователь;  $H_T$  — обратная связь по току.

При  $\omega > \omega_c$  значения  $f_i(\omega)$  целиком определяются свойствами амплитудно-частотной характеристики разомкнутой системы  $|G_p(j\omega)|$ .

Системы регулирования скорости с целью получения требуемого качества переходных процессов обычно снабжены корректирующими связями, обеспечивающими наклон логарифмической амплитудно-частотной характеристики в области частоты среза, равный 20 дБ/дек. Кроме того, они содержат один или несколько инерционных усилителей, которые наряду с другими функциями осуществляют фильтрацию нежелательных для системы помех.

Фильтрующие свойства этих усилителей обычно проявляются для частот, больших частоты среза. Примером скорректированной логарифмической амплитудно-частотной характеристики в режиме изменения задания для системы регулирования скорости произвольного вида может служить кривая, представленная на рис. 3. Учитывая, что в зоне частоты среза наклон характеристики равен 20 дБ/дек, можно  $f_i(\omega)$  для частот  $\omega > \omega_c$  выразить следующим образом:

$$f_i(\omega) = |G_p(j\omega)| \omega T_M = \frac{\omega_c}{\omega \sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{01}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{02}}\right)^2\right] \dots \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0k}}\right)^2\right]}} \times \omega T_M$$

или

$$f_i(\omega) = \frac{\omega_c T_M}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{01}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{02}}\right)^2\right] \dots \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0k}}\right)^2\right]}} \quad (11)$$

где  $\omega_c$  — частота среза системы с корректирующими связями;  $\omega_{01}, \omega_{02}, \dots, \omega_{0k}$  — частоты сопряжения, большие  $\omega_c$ .

Приближенные равенства (9) и (11) будут тем точнее, чем соответственно больше удалены частоты помех  $\omega$  от  $\omega_c$  в меньшую или большую сторону.

При использовании уравнения (9) для частот, близких к частоте среза, следует учесть резонансный пик частотной характеристики замкнутой системы.

Как показано в [Л. 4], резонансный пик  $M_p$  при частоте среза может быть определен из следующего равенства:

$$M_p = \frac{1}{\sin \Delta\varphi}, \quad (12)$$

где  $\Delta\varphi$  — запас по фазе при частоте среза разомкнутой системы регулирования скорости (в режиме изменения задания).

Значение  $f_i(\omega)$  при частоте среза  $\omega_c$  соответственно равно:

$$f_i(\omega_c) = \omega_c T_M M_p. \quad (13)$$

Из условий получения требуемого качества переходных процессов обычно принимают значение  $\Delta\varphi \geq 30^\circ$  и соответственно [Л. 5]

$$M_{p \max} \leq 2.$$

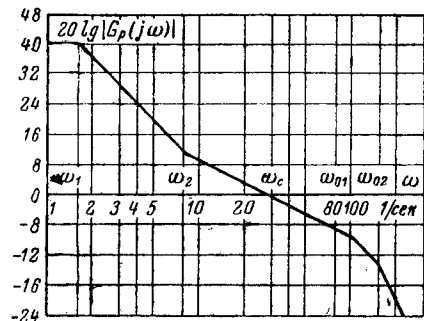


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика системы регулирования скорости произвольного вида.

Для дальнейшего анализа целесообразно несколько преобразовать уравнения (9) и (11), подставив в них значение  $T_M = \frac{\theta R}{(C\Phi)^2}$ .

Для  $\omega < \omega_c$

$$i_{vM} = \frac{I_{vM}}{I_H} = \delta \omega^2 \frac{\theta}{M_H \psi_{ip} a}; \quad (14)$$

для  $\omega > \omega_c$

$$i_{vM} = \frac{I_{vM}}{I_H} = \frac{\delta \omega \omega_c \theta}{M_H \psi_{ip} a \sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{01}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{02}}\right)^2\right] \dots \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{0k}}\right)^2\right]}}. \quad (15)$$

Здесь  $C$  — машинная постоянная;

$\Phi$  — полезный поток двигателя, вб;

$\theta$  — момент инерции привода, кгм<sup>2</sup>;

$M_H$  — номинальный момент двигателя, нм;

$\psi = \frac{\Phi}{\Phi_H}$  — поток двигателя, отн. ед.;

$i_p$  — передаточное число редуктора (от вала тахогенератора к валу двигателя);

$a$  — коэффициент кратности пульсаций; для оборотных пульсаций  $a=1$ , для полюсных  $a=2p$ , для коллекторных  $a=K$ , для зубцовых  $a=z_p$ .

Из уравнения (14) вытекает, что до основной скорости двигателя амплитуда оборотных пульсаций тока при  $\delta = \text{const}$  растет пропорционально квадрату, а выше основной скорости — пропорционально кубу скорости вращения, так как  $\psi$  изменяется обратно пропорционально скорости.

Для выявления требований к допустимым значениям  $\delta$  на рис. 4 в логарифмическом масштабе построены универсальные аппроксимированные кривые

$$20 \lg A = f\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right),$$

где

$$A = \frac{\delta}{i_{vM} m} \text{ и } m = \frac{i_p a M_H \psi}{\theta \omega_c^2}.$$

Построение выполнено по уравнениям (14) и (15) для наихудшего случая, когда имеются только две частоты сопряжения  $\omega_{01}$  и  $\omega_{02}$ , большие  $\omega_c$ .

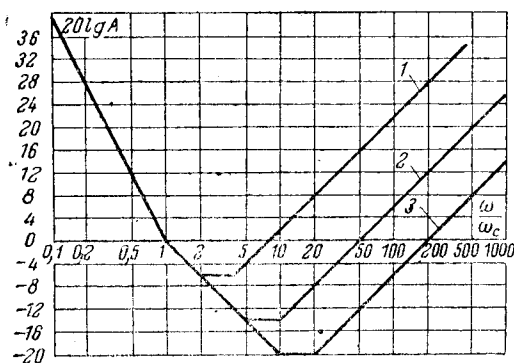


Рис. 4. Кривые для определения допустимых значений  $\delta$ .

$$1 - \frac{\omega_{01}}{\omega_c} = 2, \quad \frac{\omega_{02}}{\omega_c} = 4;$$

$$2 - \frac{\omega_{01}}{\omega_c} = 5, \quad \frac{\omega_{02}}{\omega_c} = 10;$$

$$3 - \frac{\omega_{01}}{\omega_c} = 10, \quad \frac{\omega_{02}}{\omega_c} = 20.$$

Одной из кривых соответствуют значения  $\frac{\omega_{01}}{\omega_c} = 2$  и  $\frac{\omega_{02}}{\omega_c} = 4$ , рекомендованные в [Л.3] для оптимизированных систем регулирования скорости.

Анализ кривых на рис. 4 показывает, что при  $m$  и  $i_{vm} = \text{const}$  с ростом  $\frac{\omega}{\omega_c}$  допустимые значения  $\delta$  вначале уменьшаются, а затем, достигнув минимума в диапазоне частот от  $\frac{\omega_{01}}{\omega_c}$  до  $\frac{\omega_{02}}{\omega_c}$ , увеличиваются прямо пропорционально величине  $\frac{\omega}{\omega_c}$ . При этом,

чем меньше  $\frac{\omega_{01}}{\omega_c}$ , тем менее жесткие требования могут быть предъявлены к величине пульсаций напряжения тахогенератора  $\delta$ . Однако значения  $\frac{\omega_{01}}{\omega_c} < 2$  неблагоприятно отражаются на качестве переходных процессов и поэтому обычно не рекомендуются.

Уменьшение величины  $\frac{\omega_{02}}{\omega_c}$  приводит к сокращению диапазона частот, соответствующего минимуму  $\delta$ , и к смягчению требований к амплитуде допустимых высокочастотных пульсаций напряжения тахогенератора. Однако по тем же соображениям, что и для  $\frac{\omega_{01}}{\omega_c}$ , значения  $\frac{\omega_{02}}{\omega_c} < 4$  также не рекомендуются.

Следует отметить, что наибольшая погрешность аппроксимированных кривых на рис. 4 соответствует окрестностям  $\frac{\omega}{\omega_c} = 1$ , в которых проявляется резонансный пик  $M_p$ . Тем не менее в большинстве случаев нет необходимости уточнять ход кривой в зоне  $\frac{\omega}{\omega_c} = 1$ , так как  $M_p \leq 2$ , и минимальные значения  $\delta$  поэтому соответствуют диапазону частот от  $\frac{\omega_{01}}{\omega_c}$  до  $\frac{\omega_{02}}{\omega_c}$ .

Для определения значений  $\frac{\delta}{i_{vm}} = f\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$  ордина-

ты кривых на рис. 4 должны быть увеличены в  $m = \frac{a_{ip} M_n \psi}{\theta \omega_c^2}$  раз.

Отсюда следует, что требования к допустимым значениям  $\delta$  во многом зависят от быстродействия системы регулирования скорости, характеризующегося величиной  $\omega_c$ .

Для большинства автоматизированных электроприводов, например для вспомогательных механизмов прокатных станов, значения  $\omega_c$  лежат в пределах от 3 до 10 1/сек. Эти механизмы обычно приводятся от краново-металлургических электродвигателей серии ДП, у которых отношение  $\frac{M_n}{\theta_d}$  колеблется от 86 до 500 1/сек<sup>2</sup>, либо от электродвигателей серии П 12—17-го габаритов, у которых это отношение колеблется от 39 до 181 1/сек<sup>2</sup>.

Определим для указанной группы механизмов допустимые значения оборотных пульсаций напряжения тахогенератора  $\delta_0$  при безредукторном соединении ( $i_p = 1$ ).

Для двигателей серии П наиболее тяжелым условиям соответствуют значения  $\omega_c = 10$  1/сек и  $\frac{M_n}{\theta} = 19,5$  1/сек<sup>2</sup> (приведенный момент инерции механизма принят равным моменту инерции якоря двигателя).

Если принять  $i_{vm} = 0,1$ ;  $\psi = 1$  и  $\frac{\omega_{01}}{\omega_c} = 2$ , то для скорости вращения  $n_d = 20$  1/сек величина  $\delta_{0\max} = i_{vm} A \frac{M_n}{\theta \omega_c^2} \approx 1\%$ . (Значение  $A$  взято из кривой на рис. 4 для  $\frac{\omega}{\omega_c} = \frac{\omega_{01}}{\omega_c} = 2$ ).

Для двигателей серии ДП, у которых при тех же условиях  $\left(\frac{M_n}{\theta}\right)_{\min} = 43$  1/сек<sup>2</sup> значение  $\delta_{0\max} = 2,2\%$ , и соответственно для двигателей серии П с уменьшенным моментом инерции  $\left(\frac{M_n}{\theta}\right)_{\min} = 52$  1/сек<sup>2</sup> и  $\delta_{0\max} = 2,66\%$ .

Можно показать, что для полюсных пульсаций допустимые значения  $\delta$  могут быть приняты в 2р раз большими (наиболее тяжелые условия соответствуют при этом скорости вращения, равной  $\frac{20}{2p}$  1/сек).

Еще менее жесткие требования могут быть предъявлены к  $\delta$  для зубцовых и коллекторных пульсаций. Следует помнить однако, что чрезмерное увеличение  $\delta$  может неблагоприятно отразиться на работе регулятора скорости, в составе которого имеются звенья с ограниченно-линейной характеристикой. Этот вопрос выходит за рамки данной статьи и требует отдельного рассмотрения.

Для быстродействующих электроприводов с регуляторами скорости, например, для прокатных двигателей непрерывных листовых станов (горячей и холодной прокатки) к  $\delta$  должны быть предъявлены значительно более жесткие требования.

Исходя из условий ограничения скорости нарастания тока рассматриваемых прокатных двигате-

лей, частота среза скорректированной логарифмической амплитудно-частотной характеристики обычно не превышает значения 30 1/сек. Отношение  $\frac{M_n}{\theta}$  для этих двигателей колеблется от 72 до 115 1/сек<sup>2</sup>, а  $\psi$  может быть принято равным 0,4. Тогда, задавшись  $i_{вм}=0,1$ , при скорости вращения  $v_d=60$  1/сек, получим:

$$\delta_{0\max} = i_{вм} A \left( \frac{M}{\theta} \right)_{\min} \frac{\psi}{\omega_c^2 \max} = \frac{0,1 \cdot 0,5 \cdot 72 \cdot 0,4}{30^2} = 0,16\%.$$

Таким жестким требованиям к амплитуде пульсаций в наибольшей мере удовлетворяют специальные прецизионные тахогенераторы постоянного тока, разработанные ВНИИЭМ, и тахогенераторы переменного тока, разработанные ВНИИэлектроаппаратом и УГПИ «Тяжпромэлектропроект» [Л. 1].

Для примера определим величину пульсаций тока, вызываемых оборотными и зубцовыми пульсациями напряжения тахогенератора для одной из клеток непрерывного листового стана при скорости 200 об/мин. Электродвигатель клетки двухкорный,  $2 \times 3600$  квт, 900 в, 150/330 об/мин,  $\theta = 75 \cdot 10^3$  кгм<sup>2</sup>,  $M_n = 2 \times 235 \cdot 10^3$  нм. С валом двигателя сопряжен специальный тахогенератор постоянного тока, разработанный ВНИИЭМ и имеющий пониженное значение оборотных пульсаций  $\delta_0 = 0,075\%$ . Амплитудно-частотная характеристика разомкнутой системы регулирования скорости с учетом коррекции в режиме изменения задания представлена на рис. 3. Частота среза  $\omega_c = 30$  1/сек. При скорости вращения двигателя 200 об/мин частота оборотных пульсаций  $\omega_0 = 21$  1/сек и  $\psi = \frac{150}{200} = 0,75$ .

Эта частота ниже частоты среза, поэтому для определения амплитуды пульсаций тока следует использовать уравнение (14), из которого найдем:

$$i_{вм} = 7,05\%.$$



Зубцовые пульсации напряжения этого тахогенератора имеют частоту  $\omega_z = z_n \omega_0 = 567$  1/сек и амплитуду  $\delta = 0,7\%$ . С помощью уравнения (15) определим величину  $i_{вм} = 4,18\%$ .

**Выводы.** 1. Для небыстродействующих систем регулирования скорости (с частотой среза  $\omega_c$  до 10 1/сек) при условии, что приведенный момент инерции механизма соизмерим с моментом инерции двигателя, могут быть использованы тахогенераторы обычного исполнения с амплитудой оборотных пульсаций  $\delta_0 = 1 \div 2,5\%$ .

2. Для быстродействующих систем регулирования скорости или для электроприводов, у которых приведенный момент инерции механизма значительно превышает момент инерции двигателя, из условий ограничения амплитуды вынужденных пульсаций якорного тока требуется применение специальных прецизионных тахогенераторов постоянного или переменного тока с уменьшенной амплитудой оборотных пульсаций ( $\delta_0 < 0,2\%$ ).

3. По условиям ограничения  $i_{вм}$  не следует без особых оснований увеличивать частоту среза систем регулирования и протяженность участка ЛАХ с наклоном 20 дБ/дек в области частот, больших частоты среза.

#### Литература

1. Тун А. Я., Тахогенераторы для систем управления электроприводами, изд-во «Энергия», 1966.
2. Солодухо Я. Ю., Ионный автоматизированный электропривод непрерывных прокатных станов, ГОСИНТИ, вып. 18, 1962.
3. Неймарк В. Е., Пистрак М. Я., Слежановский О. В. и Фишбейн В. Г., Синтез быстродействующих систем управления вентильным электроприводом, «Электричество», 1967, № 4.
4. Кузовков Н. Т., Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах, Оборонгиз, 1960.
5. Честнат Г. и Майер Р., Проектирование и расчет следящих систем регулирования, Госэнергоиздат, 1959.

[12.7.1967]

УДК 621.313.001.24

## Общие закономерности проектирования реактивных шаговых электродвигателей

Канд. техн. наук Ю. К. ВАСИЛЬЕВ и инж. В. И. ЛАРЧЕНКО

Киев

В последнее время шаговые двигатели (ШД) находят все более широкое применение в различных системах автоматического регулирования. Между тем теория и особенно методы их проектирования разработаны и освещены в технической литературе недостаточно.

Всестороннее изучение этих вопросов создает предпосылки для разработки оптимальных ШД для конкретных механизмов и ШД общего применения с более высокими технико-экономическими показателями.

Проектирование обычных электрических машин непрерывного действия (например, машин постоянного тока, асинхронных и синхронных) ведется с учетом накопившегося опыта. В распоряжении разработчиков имеются установившиеся и определенные многолетней практикой рекомендации по выбору электромагнитных нагрузок, диаметра ротора, активной длины и т. п.

Создание новых типов электрических машин, какими являются ШД, выдвигает необходимость разработки аналогичных рекомендаций, причем,

очевидно, что геометрические соотношения, имеющие место в электрических машинах непрерывного действия, в общем случае не могут быть положены в основу проектирования дискретных электрических машин, которые должны удовлетворять особым требованиям, предъявляемым к ШД как к элементам систем автоматики. Эти требования зависят прежде всего от назначения системы автоматики, условий работы, а также от тех функций, которые в ней выполняет ШД. Разнообразие требований, предъявляемых к шаговым двигателям, определяет его геометрические соотношения устройства и его конструктивное оформление.

В статье выводятся общие соотношения для определения условий получения наибольших численных значений нужных параметров и характеристик. Обобщая опыт работы по разработке реактивных ШД, даются общие закономерности, позволяющие выбрать основные размеры машины  $D_i$ ,  $l$ , пазовую геометрию и спроектировать оптимальную машину с точки зрения экономических (минимум веса, потерь) и эксплуатационных показателей.

Проведенные исследования дополняют и обобщают работы [Л. 1—3] по расчету реактивных ШД.

**Плотность тока реактивных ШД.** Реактивные ШД различных типов чаще всего проектируются в закрытом невентилируемом исполнении, поэтому как и в машинах непрерывного действия подобной конструкции в качестве основного параметра, определяющего размеры, может быть принят удельный тепловой поток [Л. 4 и 5]. Опыт проектирования реактивных ШД показывает, что величина потерь  $p_m$ , приходящаяся на единицу поверхности охлаждения корпуса  $S_K$ , приблизительно пропорциональна превышению температуры обмотки  $\tau$  и мало изменяется у двигателей, различающихся как по числу фаз, так и по мощности. Это свойство, характерное для всех типов закрытых двигателей, объясняется следующими соображениями [Л. 6 и 7]. Превышение температуры обмотки реактивного ШД над окружающим машину воздухом складывается из превышений температуры обмотки над корпусом  $\tau_{OK}$  и температуры корпуса над окружающим воздухом  $\tau_K$ :

$$\tau = \tau_K + \tau_{OK} = \frac{P}{\alpha_K S_K} + \Lambda_{OK} P,$$

где  $P$  — потери в меди обмотки (всеми остальными потерями можно в первом приближении пренебречь);

$\alpha_K$ ,  $S_K$  — коэффициент теплоотдачи и поверхность охлаждения корпуса;

$\Lambda_{OK}$  — тепловая проводимость от обмотки к корпусу.

Для всех закрытых, особенно невентилируемых двигателей, в том числе и для реактивных ШД  $\tau_K > \tau_{OK}$ , поэтому можно записать

$$\tau = \tau_K \left( 1 + \frac{\tau_{OK}}{\tau_K} \right) = \frac{P}{\alpha_K S_K} (1 + k).$$

Коэффициент теплоотдачи с увеличением габаритов уменьшается весьма незначительно [Л. 8], поэтому отношение  $p_m = \frac{P}{S_K}$  при заданном превышении температуры остается почти постоянным.

Для реактивных ШД, имеющих несимметричное распределение потерь по расточке [Л. 7], величина  $k = 0,25 \div 0,35$ . Таким образом, например, для серии четырехфазных реактивных ШД [Л. 2 и 9], спроектированных на длительный режим работы при перегреве обмотки  $+95^\circ\text{C}$  и на шкалу моментов от  $0,1 \text{ нсм}$  ( $10 \text{ Гсм}$ ) до  $100 \text{ нсм}$  ( $10\,000 \text{ Гсм}$ ), величина  $p_m = (0,17 \div 0,12) \text{ Вт/см}^2$  (большие значения соответствуют двигателям, имеющим меньшие радиальные  $D_i$  и осевые  $l$  размеры).

Плотность тока обмотки находится из условия допустимого превышения температуры, когда реактивный ШД находится под током (самый тяжелый с точки зрения нагрева режим):

$$j = \sqrt{\frac{2p_m S_K}{q S_m \rho_\tau l_{cp}}}, \quad (1)$$

где  $q$  — число одновременно возбужденных полюсов двигателя;

$S_m$  — площадь «чистой» меди в пазу двигателя;

$\rho_\tau$  — удельное сопротивление меди при перегреве обмотки на  $\tau$  градусов;

$l_{cp}$  — средняя длина витка обмотки двигателя.

Связь между основными размерами реактивного ШД (диаметром расточки  $D_i$  и длиной якоря  $l$ ), с одной стороны, и величинами  $S_K$ ,  $S_m$  и  $l_{cp}$ , с другой, может быть приближенно выражена уравнениями, которые составляются на основе накопленного опыта проектирования. Так, для однопольных реактивных ШД, имеющих одностаторную конструкцию и сосредоточенную обмотку на полюсах [Л. 2 и 10], выполняются соотношения:

$$D_K \approx a_1 D_i; \quad (2a)$$

$$l_K \approx l + a_2 D_i; \quad (2б)$$

$$S_K \approx \pi D_K l_K + \frac{\pi D_K^2}{2} = \pi a_1 D_i^2 (a_3 + \lambda); \quad (2в)$$

$$S_m \approx a_4 k_m D_i^2; \quad (2г)$$

$$l_{cp} \approx 2 D_i (a_5 + \lambda), \quad (2д)$$

где  $\lambda = \frac{l}{D_i}$  — отношение активной длины машины к диаметру расточки статора;

$k_m$  — коэффициент заполнения паза медью;

$a_1, a_2, a_3, a_4, a_5$  — конструктивные коэффициенты ШД.

В общем случае численные значения коэффициентов  $a_1 \div a_5$  зависят от многих факторов, однако, как показывает опыт проектирования конструкций многофазных ШД, приведенные основные геометрические соотношения (2а) ÷ (2д) являются вполне определенными, мало различаются у однопольных ШД разных габаритов и зависят, главным образом, от числа фаз  $m$  и числа полюсов, приходящихся на фазу двигателя  $\frac{2p}{m}$ . По крайней мере, для однопольных реактивных ШД сравнимых габаритов коэффициенты  $a_1 \div a_5$  можно считать постоянными.

В качестве примера в табл. 1 приведены значения этих коэффициентов для нескольких типов реальных реактивных ШД [Л. 2 и 9], имеющих различные значения единичного шага  $\theta_{ш}$ , максималь-

Таблица 1

Тип шагового реактивного двигателя	$\theta_{ш}, град$	$M_{max}, нсм$	$\Delta N_x, гц$	$\lambda$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	Расчетное значение $\lambda$ по формулам			
										(14)	(15)	(16)	(17)
РШД-24	3	0,4	1 800	0,76	3,05	2,29	3,81	0,238	1,27	1,74	1,59	0,93	0,70
РШД-25	3	1,0	1 500	1,71	3,05	2,29	3,81	0,238	1,27	1,74	1,59	0,93	0,70
РШД-10	3	1,4	700	0,67	2,67	1,87	3,20	0,184	1,16	1,50	1,39	0,84	0,73
РШД-11	3	3,5	500	1,67	2,67	1,93	3,26	0,184	1,16	1,53	1,40	0,84	0,70
РШД-31	3	4,0	1 000	1,92	3,08	2,46	4,00	0,299	1,42	1,93	1,72	1,04	0,85
РШД-20	3	10	950	1,17	3,23	2,59	4,20	0,32	1,23	1,83	1,67	0,94	0,59
РШД-21	3	16	1 150	1,88	3,23	2,53	4,14	0,32	1,27	1,83	1,67	0,94	0,62
РШД-15	3	18	950	1,14	3,64	2,28	4,10	0,516	1,47	1,84	1,77	1,07	0,90
РШД-6	14/41	20	1 500	0,67	2,20	1,20	2,30	0,114	0,93	1,05	1,04	0,67	0,74
РШД-37	3	27	800	1,0	3,25	2,30	3,92	0,303	1,20	1,68	1,58	0,88	0,59
РШД-16	3	38	900	2,08	3,64	2,34	4,16	0,516	1,33	1,76	1,71	0,98	0,70
РШД-26	1	50	3 200	0,74	2,96	1,59	3,07	0,225	1,30	1,41	1,43	0,94	1,23
РШД-36	3	53	750	2,0	3,25	2,40	4,02	0,303	1,20	1,72	1,61	0,88	0,58
РШД-35	3	66	700	1,04	3,33	2,13	3,79	0,335	1,17	1,58	1,54	0,86	0,58
РШД-32	3	130	600	2,29	3,33	2,46	4,12	0,335	1,17	1,72	1,60	0,87	0,53
РШД-30	3	400	400	2,29	3,14	1,97	3,54	0,238	1,03	1,41	1,40	0,76	0,49

ного статического момента  $M_{max}$ , приемистости холостого хода  $\Delta N_x$  и величины  $\lambda$ .

С учетом (2в), (2г) и (2д) формула (1) приобретает вид:

$$j = k_j \sqrt{\frac{a_3 + \lambda}{D_i (a_5 + \lambda)}}, \quad (3a)$$

откуда, если принять  $k_j = \text{const}$ ,  $D_i = \text{const}$

$$j = \sqrt{\frac{a_3 + \lambda}{a_5 + \lambda}}, \quad (3б)$$

где

$$k_j = \sqrt{\frac{\rho_m \pi a_1}{a_4 q k_m \rho_\tau}}. \quad (4)$$

Как видно из выражений (3) и (4), для однотипных двигателей при заданном превышении температуры допустимая плотность тока уменьшается с увеличением основных размеров  $D_i$  и  $\lambda$ , а также с повышением коэффициента заполнения паза медью  $k_m$ .

С помощью полученных соотношений (2) и (3) можно легко установить зависимость линейной нагрузки  $A$  от основных размеров реактивного ШД.

**Основные параметры и характеристики реактивных ШД.** Статический момент реактивных ШД [Л. 2, 3 и 10]

$$M = c_{M1} \frac{D_i l}{\delta} F_\delta^2 \frac{dk(\theta)}{d\theta} [\Gamma см], \quad (5)$$

где

$$c_{M1} = 5100 \pi \mu_0 \alpha \frac{z_1}{m} k_{II};$$

$\alpha$  — коэффициент зубцовой геометрии; для реальных реактивных ШД он выбирается из условия получения наибольшего значения и лучшей формы кривой статического момента и составляет около половины зубцового деления ротора:  $\alpha = \frac{b_{z_2}}{t_{z_2}} \approx 0,4 \div 0,5$ ;

$k_{II}$  — коэффициент, учитывающий увеличение статического момента при одновременном включении  $\frac{qm}{2p}$  фаз

$m$  — фазного ШД. Например, для четырехфазного двигателя, имеющего две фазы под током,  $k_{II} \approx \sqrt{2}$ ;

$\delta$  — воздушный зазор, величина которого выбирается по конструктивно-технологическим соображениям, как и в обычных электрических машинах;

$$k(\theta) = \frac{G(\theta)}{\mu_0 l \frac{b_z}{\delta}} \text{ — кривая относительной магнитной}$$

проводимости воздушного зазора под парой зубцов статора и ротора;

$G(\theta)$  — магнитная проводимость воздушного зазора под парой зубцов статора и ротора;

$$b_z = \frac{\pi (D_i - 2\delta) \alpha}{z_2} \text{ — ширина зубца ротора;}$$

$z_2$  — число зубцов ротора;

$z_1$  — число зубцов на полюсах статора.

Для конструкций реактивных ШД, имеющих на роторе число зубцов  $z_2$ , большее, чем число полюсов статора  $2p$ , значение  $z_1$  должно быть кратно  $2p$  и определяется из условия минимального открытия паза статора, допускаемого по технологии укладки обмотки:  $2p \leq z_1 < z_2$ .

Увеличение числа зубцов ротора реактивного ШД приводит к пропорциональному уменьшению цены шага  $\theta_{ш}$  (дискретности) двигателя и к непропорциональному увеличению числа  $z_1$ . Отношение  $\frac{z_1}{z_2}$  изменяется от  $\frac{2p}{z_2}$  (для малых значений  $z_2$ ) до 1 (при больших значениях  $z_2$ ).

Учитывая, что после подстановки в приведенное ранее выражение  $F_\delta = \frac{j S_m}{2 k_{II}}$  и ограничиваясь рассмот-

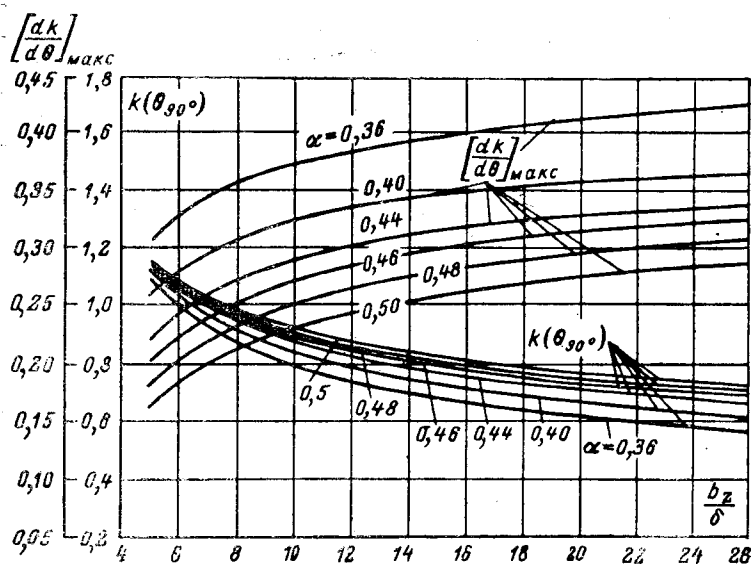


Рис. 1.

рением максимальной величины статического момента, получим:

$$M_{\max} = c_{m_2} \frac{D_i^5 \lambda}{\delta} \frac{a_3 + \lambda}{a_5 + \lambda}, \quad (6a)$$

откуда в случае  $c_{m_2} = \text{const}$ ,  $D_i = \text{const}$ ,  $\delta = \text{const}$

$$M_{\max} \equiv \lambda \frac{a_3 + \lambda}{a_5 + \lambda}, \quad (6b)$$

где

$$c_{m_2} \approx c_{m_1} \left( \frac{a_4 k_m k_j}{2k_n} \right)^2 \left[ \frac{dk}{d\theta} \right]_{\max};$$

$k_n$  — коэффициент насыщения магнитной цепи.

Величина  $\left[ \frac{dk}{d\theta} \right]_{\max}$ , определяющая максимальное значение кривой относительной магнитной проводимости  $k(\theta)$ , является функцией отношения  $b_z/\delta$  и может быть рассчитана известными методами [Л. 11 и 12].

На рис. 1 приведена зависимость  $\left[ \frac{dk}{d\theta} \right]_{\max} = f \times \left( \frac{b_z}{\delta} \right)$ , аналитически определенная из кривых  $k(\theta)$ , построенных методом [Л. 2 и 12] для ряда значений отношения  $b_z/\delta$ , при которых указанный метод дает удовлетворительное совпадение с опытными данными.

Анализ выражения (6) показывает, что с уменьшением дискретности двигателя за счет увеличения  $z_2$  при прочих равных условиях максимальный статический момент увеличивается, поскольку функция  $z_1 \left[ \frac{dk}{d\theta} \right]_{\max}$  возрастает. Это положение справедливо, по крайней мере, до тех значений  $z_2$ , при которых отношение  $\frac{b_z}{\delta} \geq 5$ , т. е. пока выполняется характер зависимости  $\left[ \frac{dk}{d\theta} \right]_{\max} = f\left(\frac{b_z}{\delta}\right)$  в соответствии с методом [Л. 12].

Максимальный статический момент пропорционален при постоянстве зазора пятой, а при посто-

янстве отношения  $D_i/\delta$  — четвертой степени диаметра расточки и возрастает с увеличением  $\lambda$  и коэффициента  $k_m$ .

Собственная частота колебаний реактивных ШД, характеризующая его быстродействие [Л. 1 и 2], определяется из выражения:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{z_2 M_{\max}}{J_p}}.$$

Если считать, что момент инерции ротора равен:

$$J_p \approx \frac{\pi D_i^4 l_{rp}}{32g},$$

то

$$\omega_0 = c_\omega \sqrt{\left( \frac{a_3 + \lambda}{a_5 + \lambda} \right) \frac{1}{\delta}} \quad (7a)$$

и при  $c_\omega = \text{const}$ ,  $\delta = \text{const}$

$$\omega_0 \equiv \sqrt{\frac{a_3 + \lambda}{a_5 + \lambda}}, \quad (7b)$$

$$c_\omega = \sqrt{\frac{c_{m_2} 32gz_2}{\pi \gamma_p}},$$

$\gamma_p$  — удельный вес материала ротора;  
 $g$  — ускорение силы тяжести.

Согласно выражению (7) большим значением  $\omega_0$  будет обладать двигатель, у которого меньше воздушный зазор и дискретность (больше  $z_2$ ) и больше отношение  $b_z/\delta$ .

В ряде машин возрастающей мощности, геометрически подобных друг другу и имеющих одинаковые относительные потери  $p_m$ , собственная частота колебаний уменьшается с увеличением  $D_i$ . Если считать, что коэффициент пропорциональности  $c_\omega$  и воздушный зазор  $\delta$  неизменны, то собственная частота не зависит от диаметра расточки и уменьшается с ростом  $\lambda$ , так как всегда  $a_3 > a_5$  [см. выражение (2a) — (2д) и табл. 1].

Для реальных реактивных ШД такая зависимость  $\omega_0$  от  $D_i$  может нарушаться за счет того, что, с одной стороны, с ростом  $D_i$  уменьшается  $p_m$  и таким образом снижается значение  $c_\omega$  и, с другой стороны,  $c_\omega$  возрастает с увеличением  $D_i$  благодаря некоторому увеличению коэффициента  $k_m$  и функции  $\left[ \frac{dk}{d\theta} \right]_{\max}$ .

Все приведенные замечания и соображения имеют место при проектировании ШД. Так, например, при проектировании серии четырехфазных реактивных ШД требование  $\frac{D_i}{\delta} = \text{const}$  часто не выполняется и ряд типоразмеров проектируется с постоянной величиной зазора.

Электромагнитная постоянная времени обмоток управления реактивных ШД определяется после расчета магнитной цепи двигателя [Л. 2]:

$$T = \frac{\Phi}{k_\Phi \rho_\tau l_{cp}}, \quad (8)$$

где  $\Phi$  — магнитный поток через полюс при угле рассогласования, равном  $90^\circ$ ;

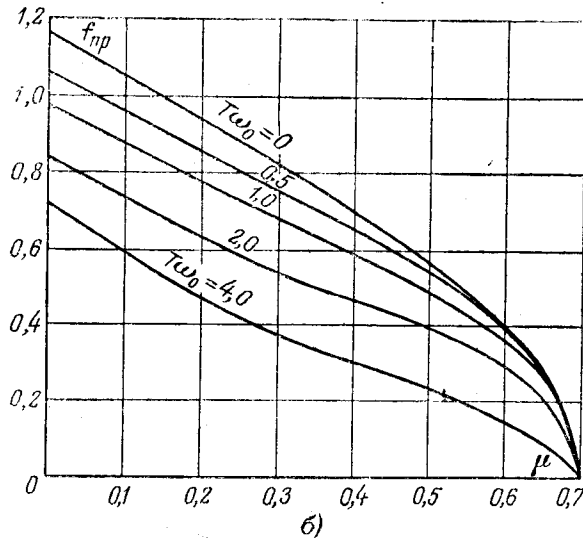
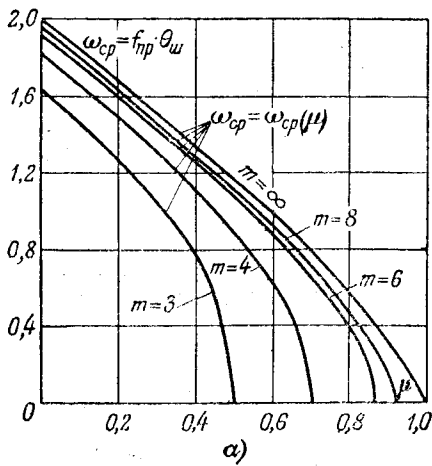


Рис. 2.

$k_{\phi}$  — коэффициент форсировки схемы управления.

После преобразований выражения (8) с учетом ранее приведенных соотношений получим:

$$T = c_T \frac{D_i^3 \lambda}{(a_s + \lambda) \delta} \quad (9a)$$

и при  $c_T = \text{const}$ ,  $D_i = \text{const}$ ,  $\delta = \text{const}$

$$T \equiv \frac{\lambda}{a_s + \lambda}, \quad (9b)$$

где

$$c_T = \frac{a_4 \pi k_m \mu_0 z_1 \alpha}{4 k_n 2 p z_2 p_\tau k_n} k(\theta_{90^\circ}),$$

$k(\theta_{90^\circ})$  — значение относительной магнитной проводимости при угле рассогласования  $\theta = 90^\circ$ .

На рис. 1 построена зависимость  $k(\theta_{90^\circ})$  от  $b_z/\delta$ .

Анализируя выражение (9) с учетом выше сделанных замечаний, можно отметить, что при заданных основных размерах двигателя и числе полюсов  $2p$  уменьшение дискретности путем увеличения  $z_2$  приводит к повышению постоянной времени фазы, во-первых, за счет увеличения отношения  $z_1/z_2$  и, во-вторых, вследствие роста значения  $k(\theta_{90^\circ})$ .

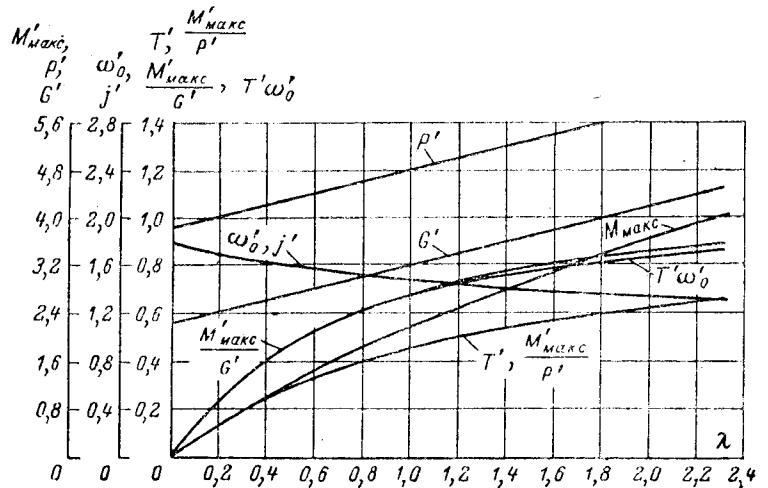


Рис. 3.

Электромагнитная постоянная времени  $T$  пропорциональна квадрату (если отношение  $\frac{D_i}{\delta} = \text{const}$ ) или кубу диаметра расточки (если  $\delta = \text{const}$ ) и возрастает с ростом  $\lambda$  и уменьшается с увеличением числа полюсов  $2p$ .

Учитывая, что быстродействие реактивных ШД определяется не величиной  $T$ , а нормализованной (приведенной) постоянной времени, равной произведению электромагнитной постоянной времени и собственной частоты колебаний [Л. 1 и 2], получим:

$$T\omega_0 = c_T c_\omega \frac{D_i^3 \lambda}{(a_s + \lambda) \delta} \sqrt{\frac{(a_s + \lambda) \frac{1}{\delta}}{(a_s + \lambda) \frac{1}{\delta}}}, \quad (10a)$$

откуда, если  $c_T = \text{const}$ ,  $c_\omega = \text{const}$ ,  $D_i = \text{const}$ ,  $\delta = \text{const}$

$$T\omega_0 \equiv \frac{\lambda}{a_s + \lambda} \sqrt{\frac{a_s + \lambda}{a_s + \lambda}}. \quad (10b)$$

Быстродействие реактивных ШД оценивается величиной частоты приемистости. Численное значение приемистости зависит от многих параметров, характеризующих, с одной стороны, шаговый двигатель (например  $\theta_{ш}$ ,  $M_{\max}$ ,  $J_p$ ,  $\omega_0$  и т. д.) и, с другой стороны, его нагрузку ( $M_{\text{нагр}}$ ,  $J_{\text{нагр}}$  и др.) и схему управления (инерционность переключающих цепей, наличие форсировочных элементов и т. п.).

На рис. 2, а для примера приведены рассчитанные на ЦВМ зависимости приведенной (т. е. выраженной в долях собственной частоты) по скорости  $\omega_{ср}$ , определяемой произведением частоты приемистости  $f_{пр}$  и единичного шага  $\theta_{ш}$ ,  $m$  — фазных реактивных ШД, имеющих синусоидальную форму кривой момента, относительную нагрузку типа сухого трения  $\mu = \frac{M_{\text{нагр}}}{M_{\max}}$  и  $T = 0$ .

На рис. 2, б показана зависимость предельной приемистости  $f_{пр}$  от величины  $T\omega_0$  для четырехфазных реактивных ШД, имеющих синусоидальную форму кривой момента при двух возбужденных фазах и  $\mu = 0$ .

Как видно из рис. 2, а, б задание величины  $\mu$ ,  $T\omega_0$  полностью определяет приведенную, а, следо-

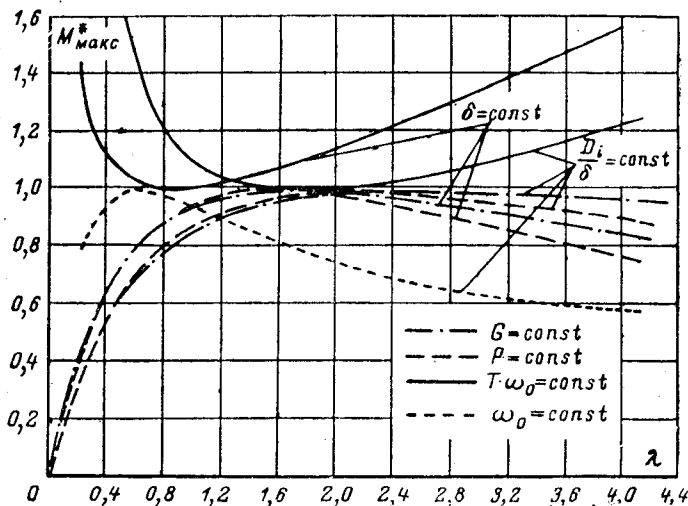


Рис. 4.

вательно, и действительную приемистость двигателя:

$$\Delta N = \omega_0 \cdot \frac{\omega_{\text{ср}}}{\theta_{\text{ш}}} \quad (11a)$$

или

$$\Delta N = \omega_0 \cdot f_{\text{пр}}, \quad (11б)$$

где  $\theta_{\text{ш}}$  — эл. рад.

Полученные выше соотношения для основных параметров двигателя позволяют сделать сравнительную оценку их конструкций.

Рассмотрим, как изменяется статическая добротность реактивных ШД с ростом габаритов. Учитывая, что вес таких двигателей

$$G = \frac{\pi D_k^2}{4} l_k \gamma_d \approx \frac{\pi}{4} a_1^2 \gamma_d D_i^3 (a_2 + \lambda), \quad (12a)$$

откуда при  $a_1 = \text{const}$ ,  $\gamma_d = \text{const}$  ( $\gamma_d$  — средний удельный вес двигателя)  $D_i = \text{const}$

$$G \equiv (a_2 + \lambda) \quad (12б)$$

и потери в фазах

$$P = \frac{qm}{2p} I_\phi^2 R_\phi = \pi a_1 p_m D_i^2 (a_3 + \lambda), \quad (12в)$$

откуда при  $a_1 = \text{const}$ ,  $p_m = \text{const}$ ,  $D_i = \text{const}$

$$P \equiv (a_3 + \lambda), \quad (12г)$$

получим для ряда геометрически подобных машин

$$\frac{M_{\text{max}}}{G} \equiv \frac{D_i^2 \lambda}{\delta} \frac{a_3 + \lambda}{(a_5 + \lambda)(a_2 + \lambda)}; \quad (13a)$$

$$\frac{M_{\text{max}}}{P} \equiv \frac{D_i^3 \lambda}{\delta} \frac{1}{(a_2 + \lambda)}. \quad (13б)$$

Величины  $\frac{M_{\text{max}}}{G}$  или  $\frac{M_{\text{max}}}{P}$ , называемые коэффициентами статической добротности, являются в некоторой мере характеристикой использования материалов шагового двигателя [Л. 3].

На рис. 3 для восьмиполюсного реактивного ШД, имеющего следующие значения коэффициентов  $a_1 = 3,2$ ;  $a_2 = 2,2$ ;  $a_3 = 3,8$ ;  $a_4 = 0,28$ ;  $a_5 = 1,2$ , приведены зависимости  $M'_{\text{max}}(\lambda)$ ;  $j'(\lambda)$ ;  $T'(\lambda)$ ;  $T'\omega'_0(\lambda)$ ;

$P'(\lambda)$ ;  $G'(\lambda)$  и  $\omega'_0(\lambda)$ , построенные в соответствии с пропорциональными соотношениями (3б), (6б), (7б), (9б), (10б), (12б) и (12г).

Необходимо отметить, что кривые  $M'_{\text{max}}(\lambda)$ ;  $T'(\lambda)$  и производные от них кривые  $\omega'_0(\lambda)$ ;  $T'\omega'_0(\lambda)$  в области малых значений  $\lambda$  ( $\lambda \rightarrow 0$ ) могут иметь характер зависимости, несколько отличный от показанного на рис. 3. Это объясняется прежде всего тем, что при выводе формул для определения  $M_{\text{max}}$  и  $T$  учитывался только магнитный поток на участке активной длины машины и не принимался во внимание поток рассеяния лобовых частей. Для реальных, практически выполнимых реактивных ШД с определенным значением  $\lambda$ , указанный поток рассеяния мал и им можно пренебречь.

**Выбор оптимального значения  $\lambda$ .** Приведенные ранее соотношения, устанавливающие связь между основными размерами двигателя и его параметрами, дают возможность сделать обоснованный выбор его размеров, в частности, выбор относительного геометрического размера  $\lambda$ .

Ниже рассмотрены вопросы проектирования двигателей оптимальной конструкции на примере восьмиполюсных реактивных ШД, но имеющие общее значение.

Пусть, например, при заданном весе двигателя требуется определить, при каком соотношении между  $D_i$  и  $l$  получается наибольшее значение  $M_{\text{max}}$ . Решая совместно уравнения (6а) и (12а), можно построить зависимость  $M_{\text{max}}(\lambda)$  при  $G = \text{const}$ . Если предположить, что коэффициент пропорциональности  $c_{m_2}$ , средний удельный вес  $\gamma_d$  и зазор  $\delta$  постоянны и не зависят от  $\lambda$ , то зависимость  $M^*_{\text{max}}(\lambda)$  в относительных единицах (за единицу момента принято его наибольшее значение) при  $G = \text{const}$  и значениях коэффициентов  $a_1 \div a_5$ , соответствующих рис. 3, имеет вид, показанный на рис. 4.

Взяв производную от функции  $M^*_{\text{max}}(\lambda)$ , приравняв ее нулю и решив полученное уравнение относительно  $\lambda$ , найдем значение  $\lambda_{\text{max}}$ , при котором имеет место наилучшее использование материалов:

$$\lambda_{\text{max}} \approx \sqrt{\frac{3a_2 a_3 a_5}{5a_3 - a_5 - 3a_2}}. \quad (14)$$

С учетом того, что, с одной стороны,  $c_{m_2}$  не остается постоянной величиной при  $G = \text{const}$ , а несколько возрастает с увеличением  $D_i$  за счет роста функции  $\left[\frac{dk}{d\theta}\right]_{\text{max}}$  и коэффициента заполнения  $k_m$  и, с другой стороны, с ростом  $\lambda$  несколько возрастает средний удельный вес двигателя  $\gamma_d$ , точка максимума кривой может несколько сместиться в сторону меньших значений  $\lambda$ .

Аналогично описанному решается задача определения значения конструктивного коэффициента  $\lambda$ , при котором получается наибольшее значение  $M_{\text{max}}$ , если потери  $P$  или приведенная постоянная времени  $T\omega_0$  заданы.

Кривая  $M^*_{\text{max}}(\lambda)$  при  $P = \text{const}$  и  $\delta = \text{const}$  имеет максимум при

$$\lambda_{\text{max}} = \frac{1}{6} \left( -a_5 + \sqrt{a_5^2 + 24a_3 a_5} \right). \quad (15)$$

Для реальных двигателей это значение может быть несколько ниже за счет изменения тех же параметров  $\left[\frac{dk}{d\theta}\right]_{\max}$  и  $k_m$ , которые были в первом случае. В табл. 1 приведены для нескольких реактивных ШД значения  $\lambda_{\max}$ , определенные по формулам (14) и (15).

Анализ приведенных зависимостей  $M^*_{\max}(\lambda)$  позволяет сделать вывод, что для рассмотренных ШД условие минимума веса практически совпадает с условием минимума потерь и, таким образом, оптимальная машина по весу и потерям получается при  $\lambda \approx 1,4 \div 1,8$ .

На рис. 4 приведены для сравнения кривые  $M^*_{\max}(\lambda)$  при  $G = \text{const}$  или  $P = \text{const}$ , когда отношение  $D_i/\delta$  неизменно. Величина максимума в этом случае сдвигается в сторону больших значений  $\lambda$  по сравнению со случаем, когда  $\delta = \text{const}$ . Поскольку при проектировании реактивных ШД на заданный вес или потери (как и при проектировании обычных микродвигателей [Л. 4 и 5], величина воздушного зазора выбирается минимально-возможной по ряду соображений эксплуатационного, конструктивного и технологического порядка, то кривые  $M^*_{\max}(\lambda)$  при  $\frac{D_i}{\delta} = \text{const}$  имеют больше теоретический, чем практический интерес.

Кривая  $M^*_{\max}(\lambda)$ , полученная после совместного решения уравнений (6а) и (10а) при условии постоянства  $T_{\omega_0} = \text{const}$ ,  $\delta = \text{const}$  и, кроме того, неизменности коэффициентов пропорциональности  $c_{m_2}$  и  $c_T c_{\omega}$ , имеет минимум в точке:

$$\lambda_{\min} = \frac{1}{4} a_5 - \frac{5}{12} a_3 + \sqrt{\left(\frac{1}{4} a_5 - \frac{5}{12} a_3\right)^2 + \frac{2}{3} a_5 a_3}. \quad (16)$$

Более точный анализ, учитывающий изменение коэффициентов  $c_{m_2}$  и  $c_T c_{\omega}$  при изменении  $D_i$ , показывает, что при  $\lambda > \lambda_{\min}$  главным образом за счет увеличения функции  $k(\theta_{90^\circ})$  с уменьшением отношения  $b_2/\delta$  зависимость  $M^*_{\max}(\lambda)$  идет ниже, чем показано на рис. 4; при  $\lambda < \lambda_{\min}$  зависимость  $M^*_{\max}(\lambda)$  лежит несколько выше расчетной.

При заданной величине  $T_{\omega_0}$  или согласно (11а) при заданном быстродействии  $\Delta N$  наибольшее значение момента  $M_{\max}$  будет иметь двигатель, имеющий до определенных пределов меньше отношение активной длины к диаметру расточки статора, т. е. при большем значении диаметра расточки  $D_i$ . Такой двигатель будет обладать большей приемистостью (см. рис. 3), определенной из выражений (11а) и (11б). Однако такое повышение быстродействия достигается за счет снижения статической добротности машины, т. е. за счет большого веса и потерь. Повышение быстродействия за счет увеличения  $D_i$  и уменьшения  $l$  в реальных двигателях ограничивается рядом факторов, которые не были учтены в проведенном выше исследовании. При малых значениях  $\lambda$  и больших  $D_i$  увеличиваются перегрев обмотки в пазах статора за счет роста их размеров и относительная величина торцевого рассеяния,

которое при малых  $\lambda$  составляет значительную величину по отношению к рабочему магнитному потоку машины. По этим соображениям можно считать, что нижний предел величины  $\lambda$  для реальных ШД ограничен значением  $\lambda = 0,3 \div 0,4$ .

Оптимальным соотношением между  $D_i$  и  $l$  для восьмиполюсных реактивных ШД, имеющих сравнительно небольшой вес и высокое быстродействие, следует считать значение  $\lambda \approx 1,0 \div 1,6$ .

На рис. 4 для тех же значений  $a_1 \div a_5$ , что и на рис. 3, приведена также зависимость  $M^*_{\max}(\lambda)$  при  $\omega_0 = \text{const}$ , когда отношение  $D_i/\delta$  и коэффициенты  $c_{m_2}$ ,  $c_{\omega}$  не зависят от  $\lambda$ . Указанная зависимость имеет в области реальных значений явно выраженный максимум в точке

$$\lambda_{\max} = -3a_5 + 2a_3 - \sqrt{(-3a_5 + 2a_3)^2 - a_5 a_3}. \quad (17)$$

Аналогично рассмотренному выше с учетом приведенных общих закономерностей и перечисленных факторов можно решить задачу отыскания оптимальной геометрии любой другой конструкции ШД с известным числом полюсов и фаз.

В заключение необходимо отметить, что полученные закономерности и выводы, позволяющие определить размеры реактивных ШД с учетом различных технико-экономических характеристик (веса, потерь, быстродействия и т. д.) нашли полное подтверждение на многих реальных конструкциях многофазных шаговых двигателей. Приведенные соотношения (14) ÷ (17) позволяют сделать оценку того, насколько правильно спроектированы уже построенные двигатели, а расчетные формулы (6) ÷ (13) и рис. 2—3 могут быть использованы также при сравнительном анализе свойств разнотипных ШД или при выборе типа конструкции ШД с учетом требований технического задания на разработку двигателя.

**Пример расчета.** Как было показано выше, выбор конструктивной величины  $\lambda$  для вновь проектируемого ШД должен определяться предъявляемыми к нему технико-экономическими требованиями. В качестве примера, поясняющего применение полученных соотношений, ниже выполнен расчет шагового двигателя повышенного быстродействия в двух вариантах. Пусть проектируемый ШД должен удовлетворять следующим техническим условиям:

единичный шаг  $\theta_m \approx 1^\circ$ ;  
приемистость 2 500—3 000 шагов в секунду;  
максимальный статический момент  $M_{\max} \approx 5 000 \text{ Гсм}$ .

Анализ технических условий, а также сравнение различных конструкций шаговых двигателей показали, что указанным техническим требованиям может удовлетворить восьми-фазный реактивный шаговый двигатель с несимметричной магнитной системой [Л. 9]. Статор двигателя имеет восемь пазов (рис. 5), в которые укладывается двухслойная катушечная обмотка управления, электрически соединенная в восемь фаз. Каждая фаза состоит из одной катушки, причем все четные фазы имеют одну полярность полюсов, все нечетные — противоположную. Для увеличения электромагнитного момента и повышения использования активных материалов двигателя применена схема одновременного питания током трех фаз. Ротор двигателя представляет собой барабан с 45 зубцами, равномерно расположенными по окружности (рис. 5).

Поскольку проектируемый двигатель должен иметь высокую приемистость, то выбор значений диаметра расточки статора  $D_i$  и активной длины машины  $l$  выполняется при условии получения наибольшего быстродействия.

Учитывая полученный ранее вывод о том, что в ряде машин с одинаковой поперечной геометрией большим быстродействием обладает двигатель, имеющий меньшее значение отношения  $l/D_i$  выбираем ориентировочно  $\lambda \approx 0,7 \div 0,8$ .

Таблица 2

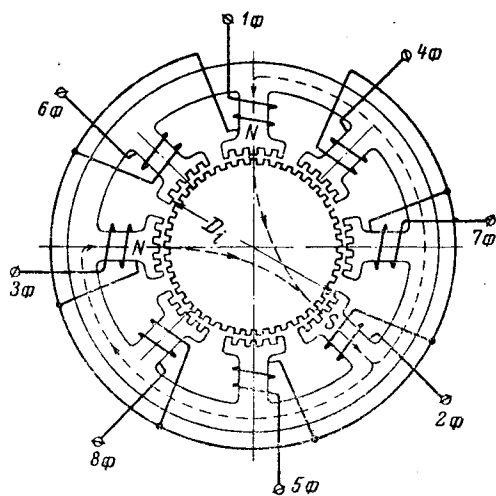


Рис. 5.

После выполнения нескольких прикидочных вариантов принимаем пазовую геометрию машины, показанную на рис. 5, и основные размеры двигателя: диаметр расточки статора  $D_i = 27$  мм, активная длина статора  $l = 20$  мм, что соответствует  $\lambda = \frac{l}{D_i} \approx 0,74$ .

Последующий расчет реактивных ШД сведен в табл. 2 (вариант 1).

Полученный ШД имеет высокое быстродействие, однако его технико-экономические показатели  $\frac{M_{\max}}{G}$  и  $\frac{M_{\max}}{P}$  невысоки. Уменьшив диаметр  $D_i$  и увеличив  $\lambda$ , можно повысить использование активных материалов двигателя (вариант 2). Однако такое повышение статической добротности достигается ценой снижения быстродействия.

Для того чтобы оценить, как изменяется статическая добротность с ростом  $D_i$  и  $\lambda$  в табл. 2 (вариант 3), приведен также расчет двигателя, имеющего пазовую геометрию, аналогичную варианту 1 и  $\lambda = 1,48$ . Этот двигатель фактически удовлетворяет другим техническим условиям, поскольку его момент вдвое превышает требуемое значение  $M_{\max}$  по заданию. Сравнение вариантов 1 и 3 показывает, что последний имеет более высокое использование материалов.

Увеличение  $\lambda$  (выше значения  $\lambda = 1,48$ ) может привести к некоторому повышению статической добротности, однако дальнейший рост отношения  $\frac{M_{\max}}{G}$  или  $\frac{M_{\max}}{P}$  происходит более плавно.

Кроме того, если учесть что при больших  $\lambda$  снижается коэффициент заполнения паза медью, увеличивается неравномерность перегрева по длине машины, возрастает средний удельный вес двигателя и, наконец, по технологическим соображениям необходимо увеличивать воздушный зазор, то предельное значение статической добротности рассматриваемого ШД практически ограничивается величинами, соответствующими варианту 3.

### Литература

1. Ратмиров В. А. и Ивоботенко Б. А., Шаговые двигатели для систем автоматического управления, Госэнергоиздат, 1962.
2. Васильев Ю. К., Прокофьев Ю. А., Рыбальченко Ю. И. и Ларченко В. И., Шаговые редукторные двигатели и графоаналитический метод их расчета, «Электротехника», 1965, № 12.

Параметры	Обозначение	Численное значение		
		Вариант 1	Вариант 2	Вариант 3
Диаметр расточки статора, мм . . . . .	$D_i$	27	24	27
Воздушный зазор, мм . . . . .	$\delta$	0,1	0,1	0,1
Отношение активной длины статора к диаметру его расточки, отн. ед. . . . .	$\lambda$	0,74	1,50	1,48
Габаритные размеры двигателя:				
диаметр корпуса, см . . . . .	$D_k$	8,0	7,1	8,0
длина корпуса, см . . . . .	$l_k$	6,3	7,4	8,3
средняя длина витка, см . . . . .	$l_{cp}$	11	13,5	15
Потери, приходящиеся на единицу поверхности, Вт/см <sup>2</sup> . . . . .	$p_m$	0,139	0,139	0,139
Плотность тока, А/мм <sup>2</sup> . . . . .	$j$	11,35	11,1	10,5
Потери в фазах, Вт . . . . .	$P$	36	34	43
Максимальный статический момент, Гсм . . . . .	$M_{\max}$	5 700	5 600	11 000
Момент инерции ротора, Гсм/сек <sup>2</sup> . . . . .	$J_p$	0,075	0,076	0,15
Частота колебаний ротора при моменте инерции нагрузки $J_{нагр} = 0,4 J_p$ , 1/сек . . . . .	$\omega_0$	1 560	1 540	1 540
Приемистость при семикратной форсировке ( $k_f = 7$ ), шаг/сек . . . . .	$\Delta N$	3 010	2 650	2 500
Вес двигателя, кг . . . . .	$G$	1,5	1,3	2,2
Статическая добротность:				
по весу, см . . . . .	$\frac{M_{\max}}{G}$	3,8	4,3	5,0
по потерям, кГсм/Вт . . . . .	$\frac{M_{\max}}{P}$	0,158	0,165	0,256

3. Казанский В. М., Жуловян В. В., К вопросу расчета реактивных редукторных шаговых электродвигателей, «Электротехника», 1965, № 4.

4. Ермолин Н. П., Электрические машины малой мощности, изд-во «Высшая школа», 1962.

5. Бертинов А. И., Электрические машины авиационной автоматики, Госнаучиздат, 1961.

6. Васильев Ю. К., Практический метод расчета температуры закрытых асинхронных двигателей при кратковременном режиме работы, Известия КПИ, 1952, т. XIII.

7. Васильев Ю. К., Тепловой расчет редукторных шаговых двигателей, «Электричество», 1964, № 10.

8. Рихтер Р., Электрические машины, т. 1, ОНТИ, 1935.

9. Васильев Ю. К. и др., Шаговые электродвигатели, «Приборостроение», 1966, № 5.

10. Васильев Ю. К., Прокофьев Ю. А., Вайнбергер Г. Я., Рыбальченко Ю. И. и Ларченко В. И., Бесконтактные редукторные шаговые микродвигатели, Тезисы докладов «Второй Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам», Институт энергетики АН Латвийской ССР, Рига, 1963.

11. Гордон А. В. и Сливинская А. Г., Электромагниты постоянного тока, Госэнергоиздат, 1960.

12. Pohl R., Theory of pulsating field machines, JIEE, 1946, v. 93, № 31.

[23.1.1967]



# Электromагнитные силы, действующие в электрической машине с катящимся ротором, при несинусоидальном распределении тока по поверхности расточки статора

Канд. техн. наук В. В. ВАРЛЕЙ

Москва

При исследовании электрических машин с катящимся ротором обычно линейная нагрузка тока якоря считается распределенной по синусоидальному закону. В действительности график линейной нагрузки значительно отличается от синусоиды и может быть представлен в виде спектра гармоник. Поэтому представляет интерес оценить влияние гармонических составляющих линейной нагрузки на рабочие процессы в указанных электрических машинах. При этом необходимо определить величины составляющих электромагнитных сил одностороннего притяжения, действующих в этих машинах и обусловленных гармоническими составляющими магнитного поля в рабочем зазоре.

Результирующую силу одностороннего магнитного притяжения, действующую на ротор, эксцентрически расположенный в расточке статора синхронной электрической машины с катящимся ротором, в каждый момент времени можно представить в виде суммы двух составляющих  $P_x$  и  $P_y$  [Л. 1]. Электромагнитная сила, направленная вдоль оси  $x$ , проходящей через центр системы и положение минимального зазора и обуславливающая электромагнитное давление на опору

$$P_x = \frac{\lambda D_1^2}{2} \int_0^{2\pi} \frac{B_\alpha^2}{2\mu_0} \cos \alpha d\alpha, \quad (1)$$

где  $\lambda = \frac{L}{D_1}$  — относительная длина активной части машины;

$L, D_1$  — длина и диаметр расточки статора активной части;

$B_\alpha$  — нормальная составляющая вектора магнитной индукции на поверхности расточки статора;

$\alpha$  — пространственная угловая координата по расточке статора, отсчитываемая от оси  $x$ .

Электромагнитная сила, направленная вдоль перпендикулярной оси  $y$  и обуславливающая электромагнитный вращающий момент относительно мгновенного центра вращения может быть вычислена по формуле:

$$P_y = \frac{\lambda D_1^2}{2} \int_0^{2\pi} \frac{B_\alpha^2}{2\mu_0} \sin \alpha d\alpha. \quad (2)$$

Формула для определения линейной нагрузки якоря может быть представлена в виде следующего ряда, содержащего нечетные гармоники:

$$a = \sum_{n=1;3;5;\dots}^{\infty} A_n \sin(n\alpha \mp \Omega_1 t - \beta), \quad (3)$$

где  $A_n$  — амплитуда  $n$ -й пространственной гармоники линейной нагрузки;

$\beta$  — фаза линейной нагрузки относительно положения минимального зазора.

Величина угла  $\beta$  при холостом ходе равна нулю и с ростом момента нагрузки на валу двигателя увеличивается. Максимальное значение угла  $\beta$  при гладких поверхностях обкатывания определяется из условия отсутствия проскальзывания катков ротора по направляющим [Л. 2].

Закон изменения удельной проводимости рабочего зазора синхронной электрической машины с катящимся ротором с достаточной степенью точности можно представить в виде следующего выражения [Л. 3]:

$$\delta_\alpha^{-1} = \delta^{-1} [1 - \varepsilon \cos(\alpha - \Omega_1 t)]^{-1} \approx \delta^{-1} [b + c \cos(\alpha - \Omega_1 t)], \quad (4)$$

где  $\delta$  — средний радиальный зазор, соответствующий коаксиальному положению ротора в расточке статора;

$\varepsilon = \frac{e}{\delta}$ ,  $e$  — относительный и абсолютный эксцентриситеты положения ротора;

$$\left. \begin{aligned} b &= (1 - \varepsilon^2)^{-0,5}; \\ c &= 2\varepsilon^{-1} [(1 - \varepsilon^2)^{-0,5} - 1]. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Зависимости  $b$  и  $c$  в функции  $\varepsilon$  приведены на рисунке.

Полагая, что магнитная проницаемость стали магнитопровода достаточно большая, и учитывая уравнения (3) и (4), выражение нормальной составляющей вектора магнитной индукции на поверхности расточки статора, обусловленной  $n$ -й пространственной гармоникой линейной нагрузки якоря, можно записать в таком виде [Л. 3]:

$$B_n = \frac{\mu_0}{\delta} \left[ \int_0^\alpha A_n \sin(n\alpha \mp \Omega_1 t - \beta) \times \right. \\ \left. \times \frac{D_1}{2} d\alpha + F_2 \right] [b + c \cos(\alpha - \Omega_1 t)], \quad (6)$$

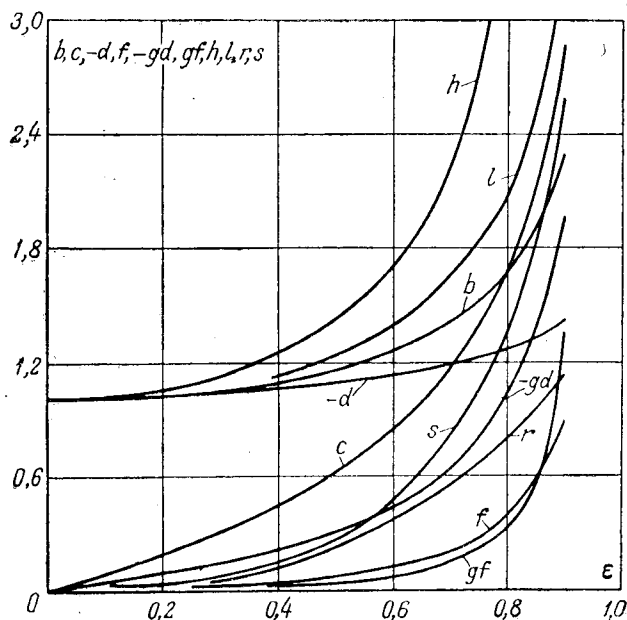
где  $F_2$  — составляющая н. с., обусловленная эксцентрическим положением ротора и определяемая из условия равенства нулю полного потока якоря через поверхность расточки активной части машины.

Из (6) следует, что:  
при  $n=1$

$$B_1 = N_1 [d \cos(\alpha - \Omega_1 t - \beta) + f \cos(\alpha - \Omega_1 t + \beta) - g \cos(2\alpha - 2\Omega_1 t - \beta)], \quad (7)$$

а при  $n$ , равном 3, 5, 7 и т. п.

$$B_n = -N_n \{ b \cos(n\alpha \mp \Omega_1 t - \beta) + \\ + g \cos[(n+1)\alpha - (\pm \Omega_1 + \Omega_1)t - \beta] + \\ + g \cos[(n-1)\alpha - (\pm \Omega_1 - \Omega_1)t - \beta] \}, \quad (8)$$



где

$$\left. \begin{aligned} N_1 &= \frac{\mu_0 A_1 D_1}{2\delta}; \\ N_n &= \frac{\mu_0 A_n D_1}{n 2\delta}; \\ d &= b \left( \frac{c^2}{4b^2} - 1 \right); \\ f &= \frac{c^2}{4b}; \\ g &= \frac{c}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Если применить метод суперпозиции, то нормальную составляющую вектора магнитной индукции на поверхности расточки статора синхронной электрической машины с катящимся ротором с униполярным подмагничиванием можно представить в следующем виде:

$$B_\alpha = B_0 + \sum_{n=1;3;5 \dots} B_n, \quad (11)$$

где  $B_0 = N_0 [b + c \cos(\alpha - \Omega_1 t)]$  — нормальная составляющая вектора магнитной индукции на поверхности расточки статора, обусловленная н. с. подмагничивания ( $F$ ):

$$N_0 = \frac{\mu_0 F}{\delta}.$$

С учетом выражений (1), (2), (7), (8) и (11) уравнения электромагнитных сил одностороннего притяжения, действующих вдоль осей  $x$  и  $y$ , можно получить в таком виде:

$$\left. \begin{aligned} P_x &= \sum_n P_{xn} + \sum_n' P_{xnk} + \sum_n P_{xno} + P_{xo}; \\ P_y &= \sum_n P_{yn} + \sum_n' P_{ynk} + \sum_n P_{yno} + P_{yo}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где  $\sum_n'$  — сумма соответствующих составляющих электромагнитных сил при  $n \neq k$ .

Рассмотрим составляющие электромагнитных сил, входящих в формулу (12).

Составляющие электромагнитных сил одностороннего притяжения, обусловленные полями, созданными  $n$ -ми пространственными гармониками линейной нагрузки якоря  $P_{xn}$  и  $P_{yn}$ . При  $n \geq 3$ :

$$\left. \begin{aligned} P_{xn} &= \frac{\pi \lambda D_1^2}{4\mu_0} N_n^2 bc \cos \Omega_1 t; \\ P_{yn} &= \frac{\pi \lambda D_1^2}{4\mu_0} N_n^2 bc \sin \Omega_1 t. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Поскольку минимальный зазор перемещается по расточке статора с синхронной скоростью, то  $n$ -м пространственным гармоникам линейной нагрузки якоря в каждый момент времени будут соответствовать электромагнитные силы, действующие на ротор только в сторону минимального зазора. Максимальное значение электромагнитной силы, обусловленной полем, созданным  $n$ -й гармоникой линейной нагрузки, причем  $n \geq 3$ :

$$P_{x1\max} = \frac{\pi \lambda D_1^2}{3\mu_0} N_n^2 bc. \quad (14)$$

Силы, обусловленные полем, созданным 1-й пространственной гармоникой линейной нагрузки якоря (при  $n=1$ )

$$\left. \begin{aligned} P_{x1} &= \frac{\pi \lambda D_1^2}{4\mu_0} N_1^2 [-gd \cos \Omega_1 t - gf \cos(\Omega_1 t + 2\beta)]; \\ P_{y1} &= \frac{\pi \lambda D_1^2}{4\mu_0} N_1^2 [-gd \sin \Omega_1 t - gf \sin(\Omega_1 t + 2\beta)]. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Поскольку положение минимального зазора вдоль расточки перемещается с синхронной скоростью (с синхронной скоростью вращается и принятая система координат), то в каждый момент времени вдоль оси  $x$  на ротор действует сила

$$P_{x1} = \frac{\pi \lambda D_1^2}{4\mu_0} N_1^2 [-gd - gf \cos 2\beta]. \quad (16)$$

Величина силы зависит при прочих равных условиях от величины относительного эксцентриситета ( $g, b, f$ ) и фазы тока, распределенного по расточке ( $2\beta$ ).

Зависимости коэффициентов  $gd, gf$  в функции величины относительного эксцентриситета приведены на рисунке.

Максимальное значение электромагнитной силы, действующей в сторону минимального зазора и обусловленной полем, соответствующим 1-й гармонике линейной нагрузки, при  $\beta=0$ , с учетом соотношения (10), получим:

$$P_{x1\max} = \frac{\pi \lambda D_1^2}{8\mu_0} N_1^2 bc (1 - 0,5c^2 b^{-2}). \quad (17)$$

Вдоль оси  $y$  на ротор действует в каждый момент времени электромагнитная сила, равная

$$P_{y1} = - \frac{\pi \lambda D_1^2}{4\mu_0} N_1^2 jg \sin 2\beta. \quad (18)$$

Эта сила создает относительно оси, проходящей через мгновенный центр вращения, электромагнитный реактивный момент.

В дальнейшем при рассмотрении вопросов влияния гармонических составляющих на рабочие процессы синхронной электрической машины с катящимся ротором реактивный момент и соответствующая составляющая  $P_{y1}$  не учитывается. Величина  $P_{y1}$  в синхронной электрической машине с катящимся ротором без подмагничивания относительно мала.

С учетом выражений (9), (14) и (17) и соотношений:

$$A_1 = \frac{0,9mI\omega k_{об1}}{D_1};$$

$$A_n = \frac{0,9mI\omega k_{обn}}{D_1},$$

где  $m$  — число фаз обмотки статора;  
 $I$  — действующее значение тока в фазе;  
 $\omega$  — число витков фазы;  
 $k_{об1}$  и  $k_{обn}$  — коэффициенты обмотки для соответствующих гармоник поля, которые можно записать:

$$\frac{P_{xn \max}}{P_{x1 \max}} = 2 \frac{k_{обn}^2}{n^2 k_{об1}^2} \cdot (1 - 0,5c^2 b^{-2})^{-1}. \quad (19)$$

Поскольку  $k_{об1} \geq k_{обn}$ ,  $n \geq 3$  и  $1 > (1 - 0,5c^2 b^{-2})^{-1} > 0,5$  при  $0 < \varepsilon < 0,8$ , то  $P_{x1 \max} > P_{xn \max}$ , т. е. рассматриваемая составляющая электромагнитной силы в основном обусловлена магнитным полем, соответствующим первой пространственной гармонике линейной нагрузки якоря.

Синхронные электродвигатели относительно малой мощности выполняются обычно с двух- или трехфазной сосредоточенной обмоткой на статоре. Если  $m=3$ , а шаг обмотки равен  $1/3$  полюсного деления, то  $k_{об1}=0,5$ ;  $k_{об5}=0,5$  и соответственно  $P_{x5 \max} \leq 0,16 P_{x1 \max}$ .

Составляющие электромагнитных сил одностороннего притяжения, обусловленные взаимодействием полей, созданных  $n$ -й и  $k$ -й пространственными гармониками линейной нагрузки якоря  $P_{xnh}$  и  $P_{ynh}$ . Силы, обусловленные взаимодействием полей, созданных 1-й и 3-й пространственными гармониками линейной нагрузки якоря равны:

$$\left. \begin{aligned} P_{x13} &= \frac{\pi \lambda D_1^2}{8 \mu_0} N_1 N_3 [2gb \cos 3\Omega_1 t - \\ &- cd \cos 3\Omega_1 t - cf \cos (3\Omega_1 t - 2\beta)]; \\ P_{y13} &= \frac{\pi \lambda D_1^2}{8 \mu_0} N_1 N_3 [-2gb \sin 3\Omega_1 t - \\ &- cd \sin 3\Omega_1 t + cf \sin (3\Omega_1 t - 2\beta)]. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Из выражений (20) следует, что указанные составляющие электромагнитных сил при  $\beta=0$  будут вызывать пульсации результирующих сил с амплитудами:

$$\left. \begin{aligned} P_{k13 \max} &= -\frac{\pi \lambda D_1^2}{4 \mu_0} N_1 N_3 cd; \\ P_{y13 \max} &= \frac{\pi \lambda D_1^2}{4 \mu_0} N_1 N_3 cd. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Сила  $P_{y13}$  создает относительно оси, проходящей через точку мгновенного центра вращения, момент. Величина этого вращающего момента во вре-

мени изменяется с двойной частотой ( $2\Omega_1$ ). Следовательно, интегральное значение момента, обусловленного взаимодействием полей 1-й и 3-й пространственных гармоник линейной нагрузки якоря, будет равно нулю. В этом случае:

$$P_{xnh} = P_{ynh} = 0 \text{ при } k - n \geq 4.$$

Если  $k - n = 2$  и  $n \geq 3$ , то

$$\left. \begin{aligned} P_{xnh} &= \frac{\pi \lambda D_1^2}{4 \mu_0} N_n N_k bc \cos \Omega_1 t; \\ P_{ynh} &= \frac{\pi \lambda D_1^2}{4 \mu_0} N_n N_k bc \sin \Omega_1 t. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Таким образом, если  $k - n = 2$  и  $n \geq 3$ , то в каждый момент времени в сторону минимального зазора действуют электромагнитные силы, обусловленные взаимодействием полей соответствующих пространственных гармоник линейной нагрузки якоря. Максимальные значения этих сил

$$P_{xnh \max} = \frac{\pi \lambda D_1^2}{4 \mu_0} N_n N_k bc. \quad (23)$$

С учетом выражений (17), (19) и (23) можно записать:

$$\frac{P_{xnh \max}}{P_{x1 \max}} = 2 \div 4 \frac{k_{обn} k_{об1}}{nk k_{об1}^2}, \quad (24)$$

причем  $k - n = 2$  и  $n \geq 3$ .

Так как  $k_{об}^2 \geq k_{обn} k_{обk}$  и  $nk \geq 15$ , то  $P_{x1 \max} > P_{xnh \max}$ .

Составляющие электромагнитных сил одностороннего притяжения, обусловленные взаимодействием полей, созданного  $n$ -й пространственной гармоникой линейной нагрузки, с полем подмагничивания  $P_{xn0}$  и  $P_{yn0}$ . Силы, обусловленные взаимодействием полей 1-й пространственной гармоники линейной нагрузки якоря с полем подмагничивания, равны:

$$\left. \begin{aligned} P_{x10} &= -\frac{\pi \lambda D_1^2}{2 \mu_0} N_1 N_0 \left\{ b \left[ d \cos (\Omega_1 t + \beta) + \right. \right. \\ &+ f \cos (\Omega_1 t - \beta) \left. \right] - \frac{1}{2} cg \cos (\Omega_1 t + \beta) \left. \right\}; \\ P_{y10} &= -\frac{\pi \lambda D_1^2}{2 \mu_0} N_1 N_0 \left\{ b \left[ d \sin (\Omega_1 t + \beta) + \right. \right. \\ &+ f \sin (\Omega_1 t - \beta) \left. \right] - \frac{1}{2} cg \sin (\Omega_1 t + \beta) \left. \right\}. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Соответствующие электромагнитные силы одностороннего притяжения, действующие на ротор в момент времени  $t=0$ , равны:

$$\left. \begin{aligned} P_{x10} &= -\frac{\pi \lambda D_1^2}{2 \mu_0} N_1 N_0 \left( b^2 - \frac{c^2}{4} \right) \cos \beta; \\ P_{y10} &= -\frac{\pi \lambda D_1^2}{2 \mu_0} N_1 N_0 \left( b^2 + \frac{c^2}{4} \right) \sin \beta. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

На рисунке приведены значения коэффициентов  $h = \left( b^2 + \frac{c^2}{4} \right)$  и  $l = \left( b^2 - \frac{c^2}{4} \right)$  в функции величины относительного эксцентриситета.

Силы, обусловленные взаимодействием поля 3-й пространственной гармоники линейной нагрузки с полем подмагничивания, равны:

$$\left. \begin{aligned} P_{x30} &= -\frac{\pi\lambda D_1^2}{8\mu_0} N_3 N_0 c^2 \cos(3\Omega_1 t - \beta); \\ P_{y30} &= \frac{\pi\lambda D_1^2}{8\mu_0} N_3 N_0 c^2 \sin(3\Omega_1 t - \beta). \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Сила взаимодействия поля 3-й пространственной гармоники линейной нагрузки с полем подмагничивания обусловит пульсации результирующих электромагнитных сил с амплитудами:

$$\left. \begin{aligned} P_{x30 \max} &= \frac{\pi\lambda D_1^2}{8\mu_0} N_3 N_0 c^2; \\ P_{y30 \max} &= \frac{\pi\lambda D_1^2}{8\mu_0} N_3 N_0 c^2. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

С учетом выражений (26) относительные амплитуды пульсаций будут равны:

$$\left. \begin{aligned} \frac{P_{x30 \max}}{P_{x10 \max}} &= \frac{k_{0.63} c^2}{k_{0.61} 12 \left( b^2 - \frac{c^2}{4} \right)}; \\ \frac{P_{y30 \max}}{P_{y10 \max}} &= \frac{k_{0.63} c^2}{k_{0.61} 12 \left( b^2 + \frac{c^2}{4} \right)}. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

На рисунке приведены зависимости коэффициентов  $r = \frac{4c^2}{4b^2 + c^2}$ ,  $s = \frac{4c^2}{4b^2 - c^2}$  в функции величины относительного эксцентриситета.

Силы, обусловленные взаимодействием поля  $n$ -й пространственной гармоники линейной нагрузки (причем  $n$  равно 5, 7, 9 и т. п.) с полем подмагничивания, равны нулю, т. е.  $P_{xn0} = P_{yn0} = 0$ .

**Составляющие электромагнитных сил одностороннего притяжения, обусловленные полем подмагничивания  $P_{x0}$  и  $P_{y0}$ :**

$$\left. \begin{aligned} P_{x0} &= \frac{\pi\lambda D_1^2}{2\mu_0} N_0^2 cb \cos \Omega_1 t; \\ P_{y0} &= \frac{\pi\lambda D_1^2}{2\mu_0} N_0^2 cb \sin \Omega_1 t. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

Таким образом, поле подмагничивания обуславливает действие на ротор электромагнитной силы одностороннего притяжения, вектор которой на-

правлен в каждый момент времени по оси, проходящей через центр системы, и положение минимального зазора. Величина этой силы

$$P_{x0} = \frac{\pi\lambda D_1^2}{2\mu_0} N_0^2 cb. \quad (31)$$

На основании проведенного аналитического исследования можно сделать следующие выводы.

Пространственные гармоники линейной нагрузки якоря (3, 5, 7, 9 и т. п.) обуславливают действие на ротор дополнительных электромагнитных сил одностороннего притяжения, которые направлены в каждый момент времени вдоль оси, проходящей через центр системы и положение минимального зазора.

Сила, обусловленная полем  $n$ -й гармоники линейной нагрузки, при прочих равных условиях прямо пропорциональна квадрату отношения  $\frac{k_{0.6n}}{n}$ .

Сила, обусловленная взаимодействием полей, созданных  $n$ -й и  $k$ -й пространственными гармониками линейной нагрузки якоря, при  $k - n \geq 4$  равна нулю; при  $k - n = 2$  и  $n \geq 3$  она прямо пропорциональна отношению  $\frac{k_{0.6n} k_{0.6k}}{nk}$ .

Сила, обусловленная взаимодействием поля  $n$ -й ( $n \geq 5$ ) пространственной гармоники линейной нагрузки и поля подмагничивания, равна нулю.

Взаимодействие поля 3-й гармоники линейной нагрузки якоря с полем подмагничивания и с полем 1-й гармоники обусловит появление сил, действующих на ротор в сторону минимального зазора, и сил, создающих относительно мгновенной оси вращения электромагнитный синхронный момент. Векторы этих сил перемещаются по расточке статора с утроенной синхронной скоростью, что вызывает пульсации результирующих электромагнитных сил. Последнее, в свою очередь, может вести к неравномерности обкатывания ротором поверхности направляющих.

#### Литература

1. Бертинов А. И., Варлей В. В. и Мизюрин С. Р., Электромагнитные силы в двигателе с катящимся ротором, «Электричество», 1964, № 8.
2. Бертинов А. И., Варлей В. В. и Мизюрин С. Р., Основное расчетное уравнение электрической машины с катящимся ротором, «Электротехника», 1964, № 6.
3. Варлей В. В., Магнитная индукция в рабочем зазоре ЭМКР, обусловленная пространственными гармониками линейной нагрузки якоря, Труды 3-й Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам, т. 2, 1966, г. Рига. [28.1.1967]



# Исследование однофазного инвертора с отсекающими вентилями

Канд. техн. наук Д. И. МАРЬЯНОВСКИЙ, канд. техн. наук Б. М. ГУТКИН,  
инж. М. И. ИВАНОВА и инж. Е. Н. МОРОЗОВА

ВНИИЭМ

Если скорость асинхронного двигателя регулируется изменением частоты и двигатель питается от автономного параллельного инвертора, то соответственно изменению частоты должно меняться напряжение на выходе инвертора.

Величина емкости конденсаторов в схеме инвертора зависит от принятого закона изменения напряжения как функции частоты.

Допустим, что напряжение, питающее асинхронные двигатели, меняется пропорционально частоте. Тогда установленная емкость конденсаторов будет меняться обратно пропорционально квадрату нижнего значения регулируемой частоты.

При регулировании частоты в широком диапазоне применение такой схемы будет нецелесообразно вследствие чрезмерного увеличения установленной емкости конденсаторов и появления при определенных значениях параметров инвертора автоколебаний скорости двигателя.

Поиск решений, позволяющих уменьшить величину емкости при расширении диапазона регулирования частоты, привел к созданию ряда схем, одна из которых известна под названием схемы с отсекающими вентилями [Л. 1÷5].

Введение в схему отсекающих вентилях приводит к тому, что в каждом полупериоде, т. е. в каждом интервале времени между подачами отпирающего напряжения на управляющие электроды, конденсаторы оказываются на некоторое время отключенными от нагрузки и источника питания. При такой схеме конденсаторы перезаряжаются только некоторую часть полупериода. В течение остальной части полупериода напряжение их не меняется.

По мере снижения частоты конденсаторы оказываются отключенными все большую часть полупериода, что позволяет значительно уменьшить их емкость и одновременно устранить автоколебания, если они возникнут. Применение такой схемы оказывается целесообразным при широком диапазоне регулирования частоты.

Однако отключение конденсаторов на некоторой части полупериода осуществляется не при любых значениях параметров схемы и нагрузки.

Существует область значений времени переключения управляющих электродов и параметров схемы и нагрузки, в которой конденсаторы будут подключены к нагрузке и питающему напряжению непрерывно в течение всего полупериода. В этой области параметров отсекающие вентили по существу не нужны и такая схема, несмотря на наличие их, будет представлять собой обычный параллельный инвертор.

Ниже рассматривается задача выделения такой области значений времени переключения управляющих электродов и параметров схемы инвертора и нагрузки, где отсекающие вентили выполняют свои функции, т. е. отключают конденсаторы от нагрузки и источника питания на некоторую часть полупериода.

Действие отсекающих вентилях проще всего исследовать на примере схемы однофазного инвертора с пассивной нагрузкой, представленной на рис. 1.

В отличие от обычного параллельного инвертора, у которого нагрузка шунтируется конденсаторами общей емкости  $C$ , в схеме с отсекающими вентилями эти конденсаторы разделены на две группы, подключаемые к нагрузке через неуправляемые вентили. Величина емкости каждой группы равна  $C/2$ .

Подавая попеременно отпирающие импульсы то на управляющие электроды вентилях ВУ-1 и ВУ-2, то на управляющие электроды ВУ-3 и ВУ-4, меняют полярность напряжения, приложенного к конденсаторам и нагрузке.

Источник постоянного напряжения  $U$  через последовательно включенный дроссель индуктивностью  $L_0$  питает инвертор неизменным по направлению током  $i_0$ .

Допустим, что после соответствующего переключения управляющих электродов оказались проводящими вентили ВУ-3 и ВУ-4.

Направления токов и знаки напряжений на конденсаторах показаны на рис. 1 и обозначены сплошными линиями в конце рассматриваемого переключения и пунктирными линиями — в конце переключения, предшествующего рассматриваемому. В начале каждого переключения напряжения на конденсаторах сохраняют свои знаки, а токи в них сразу же меняют свое направление на обратное.

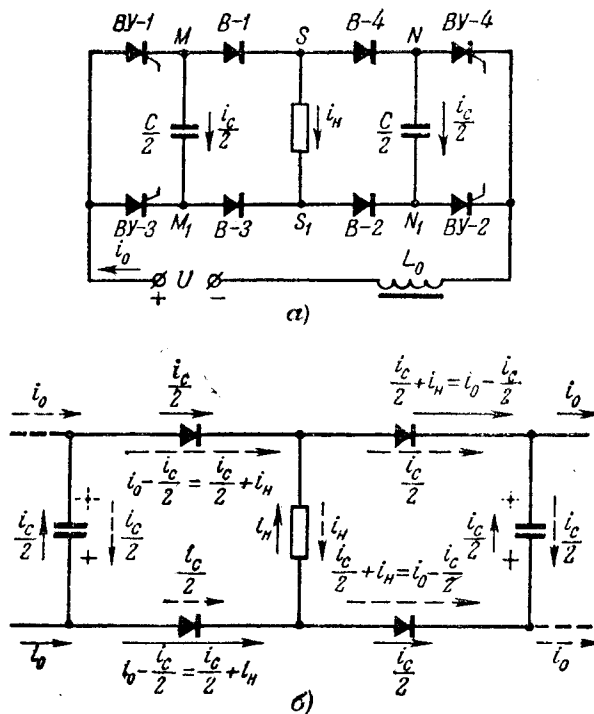


Рис. 1.

Если бы в схеме на рис. 1 клапаны В-1, В-2, В-3, В-4 оказались закорочены, т. е. заменены соответственно перемычками  $MS$ ,  $S_1N_1$ ,  $M_1S_1$ ,  $SN$ , то тогда инвертор с отсекающими клапанами превратился бы в обычный параллельный инвертор.

Если при переключениях управляющих электродов клапанов ВУ-1÷ВУ-4 токи в перемычках не меняют свое направление, то при отсутствии перемычек неуправляемые клапаны не будут оказывать влияние на работу инвертора и использование их окажется нецелесообразным.

Выделим такую область значений параметров нагрузки, индуктивности входного дросселя  $L_0$ , емкости конденсаторов  $C$  и времени переключения  $t_{\pi}$  управляющих электродов клапанов ВУ-1÷ВУ-4, в которой токи в перемычках меняют свое направление.

При отсутствии перемычек токи в неуправляемых клапанах не могут протекать в обратном направлении, поэтому ток  $i_c$ , достигнув нулевого значения, сохранит его до следующего переключения сеток. В момент, когда ток  $i_c$  становится равным нулю, напряжение на конденсаторах достигнет максимального значения, которое также сохранится неизменным до следующего переключения управляющих электродов, так как конденсаторы окажутся отключенными как от источника питания, так и от нагрузки.

Таким образом, в выделенной области значений параметров введение неуправляемых клапанов в схему обычного параллельного инвертора, как это показано на рис. 1, обеспечивает получение на части полупериода постоянства напряжения и равенства нулю зарядного тока конденсаторов, что позволяет значительно уменьшить их емкости.

Обозначим:

$t^*$  — промежуток времени от момента переключения управляющих электродов до момента, когда ток  $i_c$  становится равным нулю;

$t_{\pi}$  — продолжительность полупериода инвертируемого напряжения, т. е. промежуток времени между последовательными переключениями управляющих электродов.

Из сказанного следует, что отсекающие клапаны могут оказывать тем большее влияние на форму кривых тока и напряжения периодического стационарного режима инвертора, чем больше разность  $t_{\pi} - t^*$ , где  $t^*$  является наименьшим корнем уравнения

$$i_c(t^*) = 0.$$

Если  $t^* \geq t_{\pi}$ , то схема на рис. 1 работает как обычный параллельный инвертор и отсекающие клапаны не играют никакой роли.

Однако выполнение неравенства  $t^* < t_{\pi}$  еще не означает, что у инвертора с отсекающими клапанами существует стационарный периодический режим.

Обозначим:

$u_c(t)$  — мгновенное значение напряжения каждой группы конденсаторов;

$t_{кр}$  — время восстановления запирающего действия для выбранного типа клапанов;

$t_0$  — промежуток времени от переключения управляющих электродов до первого прохож-

дения через нуль напряжения  $u_c$ , т. е. величину, определяемую как наименьший положительный корень уравнения

$$u_c(t_0) = 0.$$

Для существования стационарного периодического режима необходимо, чтобы  $t_0$  было больше  $t_{кр}$  [Л. 6].

Выполнение неравенства

$$t_{\pi} > t^* > t_0 > t_{кр}$$

обеспечивает существование такого периодического режима, при котором в течение одной части полупериода схема работает как «одно целое», а в течение остальной части конденсаторы оказываются отключенными от источника питания и нагрузки, и напряжение их остается неизменным до следующего переключения управляемых клапанов.

Наибольшему и наименьшему значениям регулируемой частоты соответствует наименьшая ( $t_{\min}$ ) и наибольшая ( $t_{\max}$ ) продолжительности переключения управляемых клапанов.

Параметры схемы инвертора могут быть выбраны так, что  $t^* > t_{\max}$ . Это будет означать, что частота, при которой отсекающие клапаны начинают выполнять свои функции, окажется меньше нижнего предела регулируемой частоты. Иначе говоря, весь диапазон регулирования частоты лежит в области, где в течение всего полупериода отсекающие клапаны проводят ток и применение их при выбранных значениях параметров оказывается нецелесообразным.

Очевидно, что рассматриваемый случай не может иметь место, если нижний предел регулируемой частоты стремится к нулю, т. е.  $t_{\max} \rightarrow \infty$ .

Если значение  $t^*$  удовлетворяет неравенству  $t_{\min} < t^* < t_{\max}$ , то в области повышенных частот (при  $t_{\min} \leq t_{\pi} < t^*$ ) отсекающие клапаны будут проводить ток в течение всего полупериода и схема в этом диапазоне частот будет представлять собой обычный параллельный инвертор.

В области пониженных частот (при  $t^* < t_{\pi} \leq t_{\max}$ ) конденсаторы в каждом полупериоде окажутся отключенными от нагрузки и источника питания на время  $t_{\pi} - t^*$  и отсекающие клапаны в этом промежутке времени будут выполнять свои функции.

Если, наконец,  $t^* < t_{\min}$ , то весь диапазон регулируемой частоты лежит в области, где отсекающие клапаны отключают конденсаторы от нагрузки и источника питания на время  $t_{\pi} - t^*$ .

Ниже рассматривается задача определения значения  $t^*$  как функции параметров инвертора и нагрузки, что позволит осуществить выбор этих параметров так, чтобы обеспечить отключение конденсаторов на определенной части полупериода и в определенной области регулирования частоты. Кроме того, для выбранных значений параметров и соответствующего им значения  $t^*$  может быть выяснена возможность существования периодических стационарных режимов инвертора и могут быть получены кривые напряжения и токов инвертора в течение полупериода.

Изложенные соображения применимы к исследованию некоторых схем инверторов тока и напряжения.

Допустим сначала, что в схеме на рис. 1 входная индуктивность  $L_0 \rightarrow \infty$ , а следовательно ток  $i_0$  сохраняет неизменное, не меняющееся во времени, значение. Такая схема с отсекающими вентилями представляет собой однофазный инвертор тока и является простейшей в том смысле, что при заданном характере нагрузки результат исследования ее зависит от минимального числа параметров.

Нагрузка инвертора тока может рассматриваться как последовательное (рис. 2, а), либо параллельное (рис. 2, б) соединение индуктивности  $L$  и активного сопротивления  $r$ .

Для схемы рис. 2, а введем следующие безразмерные переменные и параметры:

$$I_c = \frac{i_c}{i_0}, I_n = \frac{i_n}{i_0}, U_c = \frac{u_c}{ri_0}, t = \sqrt{LC}\tau,$$

$$2\mu = r\sqrt{\frac{C}{L}}.$$

Для схемы на рис. 2, б, т. е. для нагрузки в виде параллельного соединения  $r$  и  $L$ , безразмерные переменные и параметры определяются теми же равенствами за исключением того, что через  $2\mu$  обозначается величина  $2\mu = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}}$  — обратная введенной выше, а ток  $I_n$  заменяется суммой токов  $I_L + I_r$ , где  $I_L = \frac{i_L}{i_0}$  и  $I_r = \frac{i_r}{i_0}$  — токи соответственно в индуктивности и активном сопротивлении.

В течение той части полупериода, где одна пара неуправляемых вентилях является проводящей, рассматриваемые схемы представляют собой обычный параллельный инвертор тока и, следовательно, для промежутка времени  $0 \leq \tau \leq \tau^*$  могут быть записаны следующие уравнения:

а) для схемы на рис. 2, а

$$I_c + I_n = 1, I_c = 2\mu \frac{dU_c}{d\tau}, U_c = I_n + \frac{1}{2\mu} \frac{dI_n}{d\tau}; \quad (1)$$

б) для схемы на рис. 2, б

$$I_c + I_L + I_r = 1, U_c = I_r, I_c = \frac{1}{2\mu} \frac{dU_c}{d\tau},$$

$$U_c = 2\mu \frac{dI_L}{d\tau}. \quad (2)$$

В момент времени  $\tau = \tau^*$  конденсаторы оказываются отключенными от нагрузки и источника питания, вследствие чего ток  $I_c$  становится равным нулю, а напряжение на конденсаторах с этого момента перестает изменяться.

Равенство нулю тока  $I_c$  и постоянство напряжения на конденсаторах сохраняются до следующего переключения управляющих электродов, т. е. в промежутке времени  $\tau^* \leq \tau \leq \tau_n$ .

Так как безразмерное значение тока источника питания постоянно и равно единице, то, очевидно, когда ток конденсаторов равен нулю, ток нагрузки также сохраняет постоянное значение, равное единице.

Обозначим переменные в промежутке времени  $\tau^* \leq \tau \leq \tau_n$  теми же символами, что и соответствующие им переменные при  $0 \leq \tau \leq \tau^*$ , но с чертой сверху.

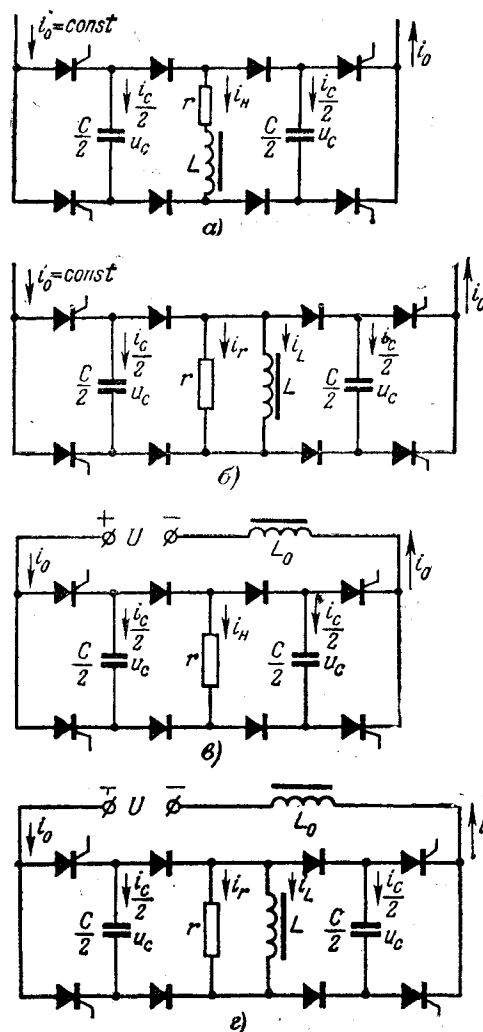


Рис. 2.

При принятых обозначениях  $\tau$  меняется в пределах  $0 \leq \tau \leq \tau_n - \tau^*$ , где напряжение и токи конденсаторов и нагрузки имеют следующие постоянные значения

$$\bar{U}_c(\tau) = 0, \bar{U}_c(\tau) = U_c(\tau^*), \bar{I}_n(\tau) = 1.$$

Хотя равенство для  $\bar{I}_n$  выполняется и для схемы на рис. 2, б, но составляющие  $\bar{I}_r$  и  $\bar{I}_L$  тока нагрузки для этой схемы не сохраняют постоянное значение. Они связаны между собой уравнениями:

$$\bar{I}_r + \bar{I}_L = 1, 2\mu \frac{d\bar{I}_L}{d\tau} = \bar{I}_r. \quad (3)$$

В результате решения уравнений (1) для схемы на рис. 2, а и уравнений (2) и (3) для схемы на рис. 2, б и определения произвольных постоянных, могут быть найдены выражения для токов и напряжения на конденсаторе.

Приравняв нулю выражение для тока  $I_c(\tau^*)$  в схеме на рис. 2, а, получим уравнение:

$$\exp(-\mu\tau^*) + \frac{\mu}{\sqrt{1-\mu^2}} \sin \sqrt{1-\mu^2}\tau^* + \cos \sqrt{1-\mu^2}\tau^* = 0, \quad (4)$$

определяющее момент  $\tau^*$ , в который неуправляемые вентили отключают конденсаторы.

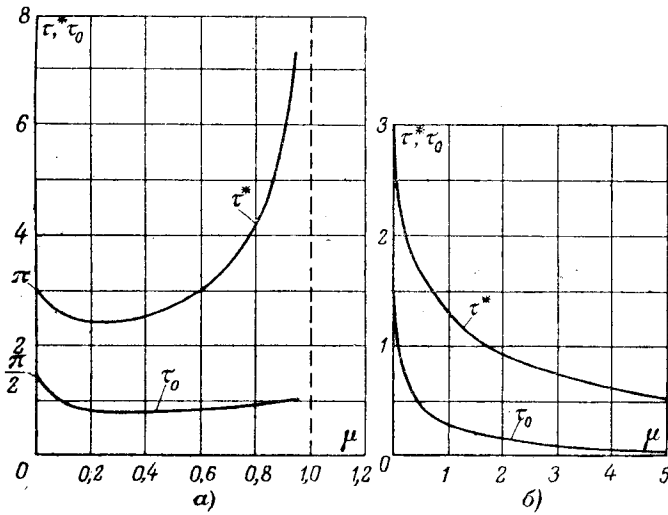


Рис. 3.

Исследования показывают, что при замене круговых функций гиперболическими не существует значений  $\tau^*$ , удовлетворяющих уравнению (4). Иначе говоря, при  $\mu \geq 1$  ток в неуправляемых вентилях в течение всего полупериода не будет обращаться в нуль и в этой области значений  $\mu$  схема на рис. 2,а будет работать как обычный параллельный инвертор.

Приравняв нулю выражение для тока  $I_c(\tau^*)$  в схеме на рис. 2,б, получим уравнение:

$$\exp(-\mu\tau^*) - \frac{\mu}{\sqrt{1-\mu^2}} \sin \sqrt{1-\mu^2}\tau^* + \cos \sqrt{1-\mu^2}\tau^* = 0, \quad (5)$$

из которого может быть найдено значение  $\tau^*$ .

Это уравнение, в отличие от (4), имеет значения  $\tau^*$ , удовлетворяющие ему и при  $\mu \geq 1$ . При таких  $\mu$  круговые функции в уравнении (5) должны быть заменены гиперболическими.

Для существования стационарного периодического режима необходимо, чтобы  $\tau_0 = \sqrt{LC}t_0$  — безразмерное время, располагаемое для восстановления запирающего действия вентилей и определяемое как наименьший корень уравнения  $U_c(\tau) = 0$  было бы больше  $\tau_{кр} = \sqrt{LC}t_{кр}$  — для выбранного типа управляемых вентилей.

Приравняв нулю соответствующие выражения для напряжения на конденсаторе, найдем, что значение  $\tau_0$ , обращающее в нуль  $U_c(\tau)$ , для схемы на рис. 2,а определяется из уравнения:

$$\operatorname{ch} \mu\tau^* + \cos \sqrt{1-\mu^2}\tau^* = [Q(\tau_0) - D(\tau_0)] \exp(\mu\tau^* - \mu\tau_0) + [P(\tau^* - \tau_0) + D(\tau^* - \tau_0)] \exp(-\mu\tau_0), \quad (6)$$

а для схемы на рис. 2,б из уравнения:

$$\sin \sqrt{1-\mu^2}\tau_0 - \sin \sqrt{1-\mu^2}(\tau^* - \tau_0) \cdot \exp(-\mu\tau^*) = 0. \quad (7)$$

В уравнении (6) и далее приняты следующие обозначения:

$$P(\tau) = \cos \sqrt{1-\mu^2}\tau - \frac{\mu}{\sqrt{1-\mu^2}} \sin \sqrt{1-\mu^2}\tau, \quad (8)$$

$$Q(\tau) = \cos \sqrt{1-\mu^2}\tau + \frac{\mu}{\sqrt{1-\mu^2}} \sin \sqrt{1-\mu^2}\tau, \quad (9)$$

$$D(\tau) = \frac{\sin \sqrt{1-\mu^2}\tau}{2\mu \sqrt{1-\mu^2}}. \quad (10)$$

Для любого положительного  $\mu < 1$  может быть найдено наименьшее  $\tau^*$ , обращающее в тождество уравнение (4). Каждой паре значений  $\mu$  и  $\tau^*$  соответствует, в свою очередь, наименьшее  $\tau_0$ , удовлетворяющее уравнению (6) и являющееся таким образом также функцией только одного параметра  $\mu$ .

Значения  $\tau^*$  и  $\tau_0$ , как функции  $\mu$  для схемы на рис. 2,а, представлены кривыми на рис. 3,а.

Аналогичные кривые для  $\tau^*$  и  $\tau_0$ , построенные по уравнениям (5) и (7) для схемы на рис. 2,б, приведены на рис. 3,б. Они отличаются от кривых на рис. 3,а тем, что  $\mu$  может принимать любые положительные значения как меньшие, так и большие единицы. В последнем случае круговые функции в уравнениях (5) — (10) должны быть заменены гиперболическими.

При  $\tau = \tau^*$  напряжение  $U_c$  на конденсаторе и ток  $I_n$  нагрузки в схеме на рис. 2,а, а в схеме на рис. 2,б ток нагрузки как сумма  $I_r + I_L$  его составляющих в индуктивности и активном сопротивлении, принимают постоянные значения, которые сохраняются неизменными до очередного переключения управляющих электродов, когда бы это переключение не произошло. Поэтому напряжение и ток конденсатора в этих схемах в промежутке времени  $0 < \tau < \tau^*$  не зависят от величины  $\tau_n$ .

Чтобы представить себе характер кривых напряжения и токов в течение полупериода для схемы инвертора тока на рис. 2,б, построим их по результатам решения уравнений (2) и (3), задавшись произвольно выбранными значениями параметров.

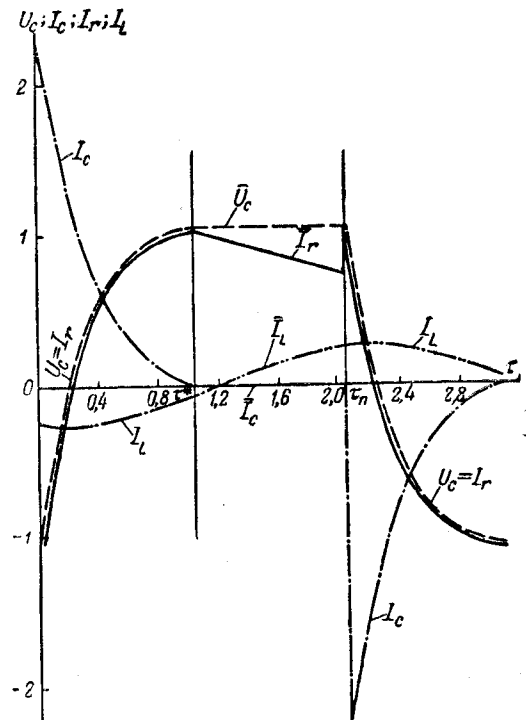


Рис. 4.

По решению уравнений (2) могут быть построены кривые для  $U_c$ ,  $I_r$ ,  $I_c$  и  $I_L$  при  $0 \leq \tau \leq \tau^*$ , а по решению уравнений (3) — кривые для составляющих  $\bar{I}_r$  и  $\bar{I}_L$  тока нагрузки при  $0 \leq \tau \leq \tau_n - \tau^*$ . Эти кривые представлены на рис. 4, где напряжение на нагрузке, численно равное току в активном сопротивлении, в промежутке  $0 < \tau < \tau_n - \tau^*$  убывает в соответствии с разностью  $\tau_n - \tau^*$ . У аналогичных кривых, построенных для схемы на рис. 2,а, напряжение на нагрузке в указанном промежутке времени сохраняло бы постоянное значение.

Кривые на рис. 4 построены для значений  $\mu = 1,5$  и  $\tau_n = 2,07$ . Указанному значению  $\mu$  из рис. 3,б соответствует  $\tau^* = 1,07$ .

Рассмотрим инвертор напряжения с отсекающими вентилями, т. е. случай, когда в схеме на рис. 1,а входная индуктивность  $L_0$  имеет конечную величину, а следовательно, в отличие от инвертора тока, постоянное значение сохраняет напряжение  $U$  источника питания, а не ток  $i_0$ .

Допустим, что нагрузка такого инвертора представляет собой либо чисто активное сопротивление (рис. 2,в), либо параллельное соединение индуктивности и активного сопротивления (рис. 2,г).

Для схемы на рис. 2,в введем следующие безразмерные переменные и параметры

$$I_0 = \frac{r_{i0}}{U}, I_n = \frac{r_{in}}{U}, I_c = \frac{r_{ic}}{U}, U_c = \frac{u_c}{U},$$

$$t = \sqrt{L_0 C} \tau, 2\mu = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L_0}{C}}.$$

Для схемы на рис. 2,г безразмерные выражения для токов определяются такими же равенствами, за исключением того, что ток нагрузки  $I_n$  заменяется суммой токов  $I_L = \frac{r_{iL}}{U}$  и  $I_r = \frac{r_{ir}}{U}$ .

Остальные безразмерные величины, вводимые для схемы на рис. 2,г, имеют следующий вид:

$$U_c = \frac{u_c}{\lambda^2 U}, t = \sqrt{L_0 C} \lambda \tau, 2\mu = \frac{\lambda}{r} \sqrt{\frac{L_0}{C}}$$

и отличаются от аналогичных величин для схемы на рис. 2,а наличием безразмерного параметра

$$\lambda = \sqrt{\frac{L}{L + L_0}}.$$

Для той части полупериода, где одна пара неуправляемых вентилях является проводящей ( $0 < \tau < \tau^*$ ) могут быть записаны уравнения:

а) для схемы на рис. 2,в

$$\left. \begin{aligned} I_0 &= I_n + I_c, U_c = I_n, I_c = \\ &= \frac{1}{2\mu} \frac{dU_c}{d\tau}, 2\mu \frac{dI_0}{d\tau} + I_n = 1; \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

б) для схемы на рис. 2,г

$$\left. \begin{aligned} I_0 &= I_c + I_L + I_r, I_c = \frac{\lambda^2}{2\mu} \frac{dU_c}{d\tau}, U_c = \frac{1}{\lambda^2} I_r, \\ U_c &= \frac{2\mu}{\lambda^2(1-\lambda^2)} \frac{dI_L}{d\tau}, \frac{2\mu}{\lambda^2} \frac{dI_0}{d\tau} + \lambda^2 U_c = 1. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

В инверторе напряжения, после того как отсекающие вентили отключают конденсаторы, т. е. в промежутке времени  $0 < \tau < \tau_n - \tau^*$ , будут действительны уравнения:

а) для схемы на рис. 2,в

$$I_0 = I_n, 2\mu \frac{dI_0}{d\tau} + I_n = 1; \quad (13)$$

б) для схемы на рис. 2,г

$$I_0 = I_L + I_r, \frac{2\mu}{1-\lambda^2} \frac{dI_L}{d\tau} = I_r, \frac{2\mu}{\lambda^2} \frac{dI_0}{d\tau} + I_r = 1. \quad (14)$$

В результате решения систем уравнений (11) — (14) и определения произвольных постоянных могут быть найдены выражения токов и напряжений для схем на рис. 2,в и г.

Приравняв нулю выражения для  $I_c(\tau^*)$  и  $U_c(\tau_0)$ , полученные в результате решения системы (11), найдем уравнения, определяющие для схемы на рис. 2,в момент  $\tau^*$  отключения конденсаторов:

$$\exp\left(-\mu\tau^* - \frac{\tau_n - \tau^*}{2\mu}\right) - \cos \sqrt{1 - \mu^2\tau^*} + \frac{\mu - \frac{1}{2\mu}}{\sqrt{1 - \mu^2}} \sin \sqrt{1 - \mu^2\tau^*} = 0 \quad (15)$$

и значение  $\tau_0$ , из которого может быть определено время, располагаемое для восстановления запирающего действия вентилях:

$$\begin{aligned} &P(\tau^*) + \exp \mu\tau^* - [Q(\tau^*) + \exp(-\mu\tau^*)] \times \\ &\times \exp\left(-\frac{\tau_n - \tau^*}{2\mu}\right) + 2 \exp(-\mu\tau_0) [Q(\tau^* - \tau_0) \times \\ &\times \exp\left(-\frac{\tau_n - \tau^*}{2\mu}\right) - P(\tau_0) \cdot \exp \mu\tau^*] = 0. \end{aligned} \quad (16)$$

Значение  $\tau^*$  для схемы на рис. 2,в, определяемое из (15), в отличие от такой же величины для схем на рис. 2,а и б, является уже функцией двух переменных  $\mu$  и  $\tau_n$  и потому должно быть представлено (рис. 5) в виде семейства кривых при постоянных  $\mu$ . Каждая кривая этого семейства начинается на прямой  $\tau_n = \tau^*$ , все точки которой соответствуют случаю, когда ток конденсаторов проходит через нуль в момент переключения управляющих электродов.

Так как при заданном  $\mu$  значение  $\tau^*$  имеет для точки, лежащей на прямой  $\tau_n = \tau^*$ , наименьшее возможное значение, то обозначим его через  $\tau_{\min}^*$ .

По мере увеличения  $\tau_n$  от  $\tau_{\min}^*$  до  $\infty$  кривая для заданного  $\mu$  асимптотически приближается к прямой  $\tau^* = \tau_{\max}^*$ . Значения  $\tau_{\min}^*$  и  $\tau_{\max}^*$  являются, очевидно, функциями только  $\mu$ .

Как видно из рис. 5, разница между  $\tau_{\max}^*$  и  $\tau_{\min}^*$  невелика и значение  $\tau^*$  меняется в сравнительно узких пределах. Область изменения  $\tau^*$  сужается по мере уменьшения  $\mu$ .

Например, при  $\mu = 5$  значение  $\tau^*$  меняется от  $\tau_{\min}^* = 0,65$  до  $\tau_{\max}^* = 0,92$ , а при  $\mu = 0,05$  от 2,98 до

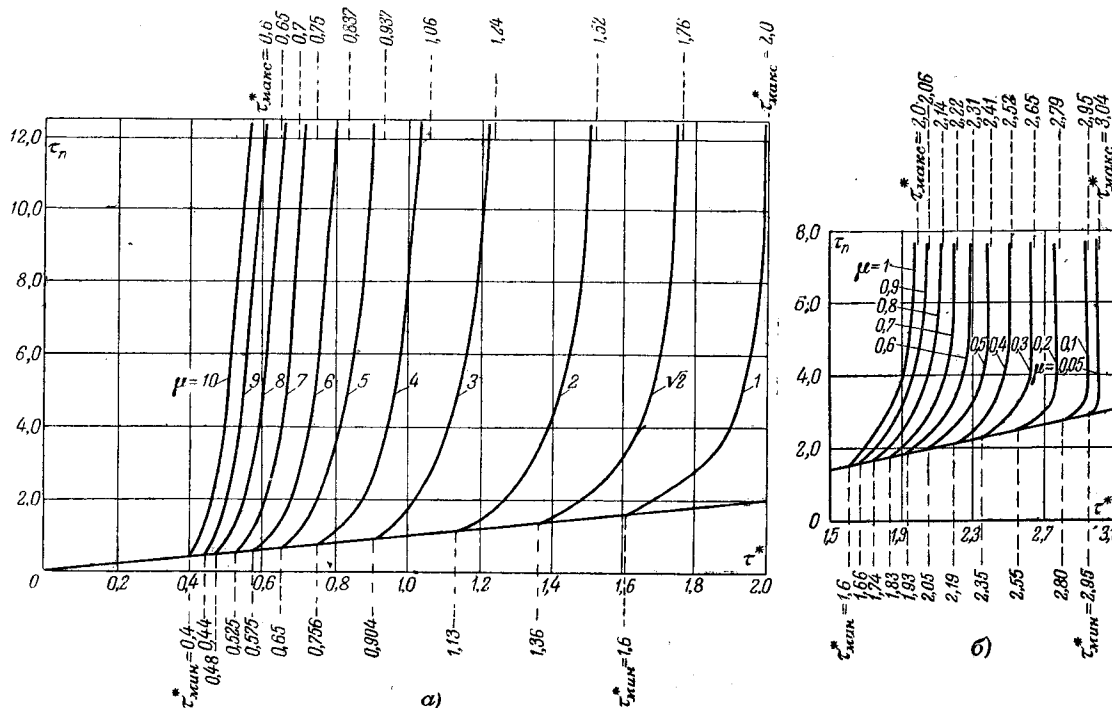


Рис. 5.

3,04. Таким образом при малых  $\mu$  можно считать, что  $\tau^*$  сохраняет приблизительно постоянное значение и не зависит от  $\mu$ .

Значение  $\tau^*$ , определяемое из (15) через  $\mu$  и  $\tau_n$ , будучи подставлено в (16), дает возможность представить  $\tau_0$  также как функцию этих двух параметров (рис. 6).

Из рис. 6 видно, что при изменении  $\tau_n$  и при постоянном  $\mu$  значение  $\tau_0$  меняется не более чем на  $\pm 10\%$  от некоторого среднего значения.

Пунктирная кривая на рис. 6 получается, если из уравнения (16) вычислить  $\tau_0$  для каждой пары значений  $\mu$  и  $\tau_n$ , соответствующих точкам прямой  $\tau^* = \tau_n$  на рис. 5.

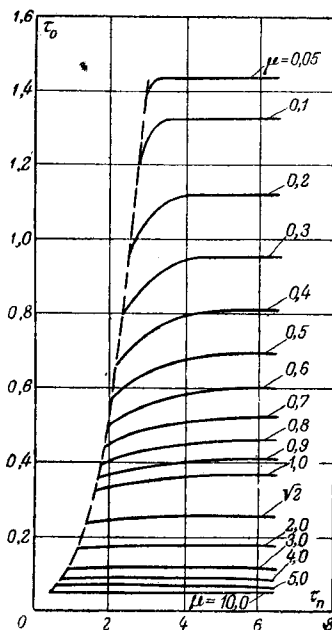


Рис. 6.

Приравняв нулю выражения для  $I_c$  и  $U_c$ , найдем для схемы на рис. 2,г уравнение

$$\frac{1 - \lambda^2}{\lambda^2} \frac{\tau_n}{4\mu} = \frac{\exp\left(-\mu\tau^* - \frac{\tau_n - \tau^*}{2\mu}\right) - P(\tau^*) - D(\tau^*)}{\exp(-\mu\tau^*) + P(\tau^*)}, \quad (17)$$

определяющее момент  $\tau^*$  отключения конденсаторов и уравнение

$$\begin{aligned} &P(\tau^*) + \exp \mu\tau^* - [Q(\tau^*) + \\ &+ \exp(-\mu\tau^*)] \exp\left(-\frac{\tau_n - \tau^*}{2\mu}\right) + \\ &+ 2 \exp(-\mu\tau_0) \left\{ Q(\tau^* - \tau_0) \exp\left(-\frac{\tau_n - \tau^*}{2\mu}\right) - \right. \\ &- P(\tau_0) \exp(-\mu\tau^*) + \frac{\mu\tau_n}{\lambda^2} (1 - \lambda^2) [D(\tau_0) \exp \mu\tau^* - \\ &\left. - D(\tau^* - \tau_0)] \right\} = 0 \end{aligned} \quad (18)$$

для определения времени  $\tau_0$ , располагаемого для восстановления запирающего действия вентиля.

Схема на рис. 2,г, если в ней неограниченно увеличивать индуктивность  $L_0$ , либо индуктивность  $L$ , превращается соответственно в схему на рис. 2,б, либо в схему на рис. 2,в. Так как  $\lambda \rightarrow 0$  при  $L_0 \rightarrow \infty$ , а  $\lambda \rightarrow 1$ , при  $L \rightarrow \infty$ , то на краях интервала ( $0 \leq \lambda \leq 1$ ) изменения параметра  $\lambda$ , которые соответствуют схемам на рис. 2,б и в, уравнение (17) вырождается в (5) и (15), а уравнение (18) — в (7) и (16).

Значения  $\tau^*$  и  $\tau_0$  для схемы на рис. 2,г являются, как видно из уравнений (17) и (18), функция-

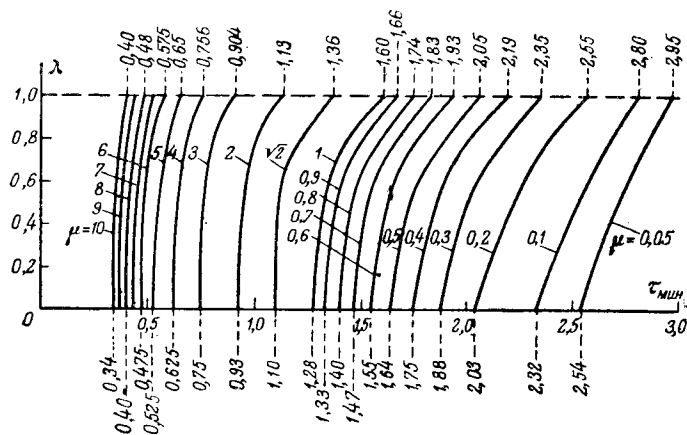


Рис. 7.

ми трех переменных  $\mu$ ,  $\tau_{\text{п}}$  и  $\lambda$ , поэтому представить их в виде семейства кривых не удастся. Однако может быть построено семейство кривых, определяющее при разных  $\mu$  и  $\lambda$  то значение регулируемой частоты, при превышении которого отсекающие вентили уже не отключают конденсаторы. Для этого в уравнении (17) следует положить  $\tau_{\text{п}} = \tau^* = \tau_{\text{мин}}$ , в результате чего получается зависимость между  $\mu$ ,  $\lambda$  и  $\tau_{\text{мин}}$ , представленная семейством кривых на рис. 7.

При заданных  $\mu$  значения  $\tau_{\text{мин}}^*$  для  $\lambda=0$  равны соответствующим  $\tau^*$  на рис. 3,б, а для  $\lambda=1$  — значениям  $\tau^*$  для точек прямой  $\tau_{\text{п}} = \tau^*$  на рис. 5.

Чтобы представить себе характер изменения токов и напряжения в инверторе на рис. 2,а, зададимся значениями параметров  $\mu=0,5$ ,  $\tau_{\text{п}}=4,0$  и  $\lambda=0,895$ . По этим значениям из уравнения (17) найдем  $\tau^*=2,12$ .

Подставив значения  $\mu$ ,  $\tau_{\text{п}}$ ,  $\tau^*$  и  $\lambda$  в решения систем уравнений (12) и (14), построим, как показано на рис. 8, кривые для токов  $I_c$ ,  $I_r$ ,  $I_L$ ,  $I_o$  и напряжения  $U_c$  в промежутке времени  $0 \leq \tau \leq \tau^*$  и кривые для тока  $\bar{I}_o$  и его составляющих  $\bar{I}_r$  и  $\bar{I}_L$  в промежутке  $0 \leq \tau < \tau_{\text{п}} - \tau^*$ .

Как видно из рис. 7, предельная частота для выбранных значений  $\mu$  и  $\lambda$ , при которой отсекающие вентили уже не отключают конденсаторы, соответствует  $\tau_{\text{мин}}^*=1,95$ .

В схемах на рис. 2 отсутствуют дроссели задержки и цепочки RC, обеспечивающие защиту вентилей, поэтому кривые токов и напряжений в реальных схемах будут несколько отличаться [Л. 7] от приведенных на рис. 4 и 8.

**Выводы.** Существует область значений параметров и инвертируемой частоты, в которой отсекающие вентили не отключают конденсаторы от нагрузки и источника питания и проводят ток в течение всего полупериода. В этой области схема работает как обычный параллельный инвертор и отсекающие вентили не нужны.

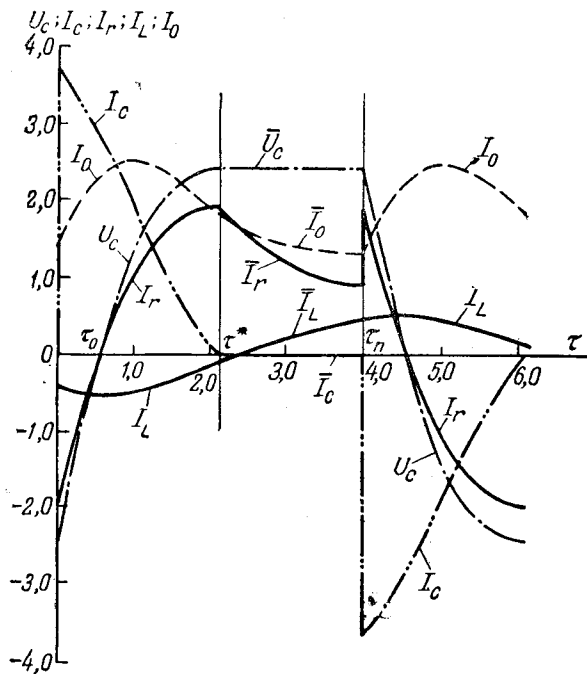


Рис. 8.

Диапазон регулируемой частоты инвертора должен лежать полностью или частично вне этой области.

Трансцендентные уравнения, полученные из выражений для тока и напряжения на конденсаторах и представленные в виде кривых, позволяют определить момент, в который отключаются конденсаторы и время, располагаемое для восстановления запирающего действия вентилей.

#### Литература

1. Завалишин Д. А. и Шукалов В. Ф., Работы в области ионных преобразователей частоты, Преобразовательная техника, Материалы научно-технического совещания, ЦИНТИ, 1960.
2. Завалишин Д. А. и Шукалов В. Ф., Вентильные преобразователи частоты, предназначенные для частотного регулирования скорости асинхронных двигателей, «Вестник электропромышленности», 1961, № 6.
3. Ситник Н. Х., Силовые кремниевые вентили и статические преобразователи электрической энергии на их базе. Доклад на IV Всесоюзном совещании по автоматизированному электроприводу, 1964.
4. Аранчий Г. В., Жемеров Г. Г. и Эпштейн И. И., Метод анализа автономных инверторов, питающих асинхронный двигатель, «Электротехника», 1965, № 5.
5. Хамудханов М. З., Частотное управление асинхронным электроприводом при помощи автономного инвертора, Изд-во АН Узбекской ССР, 1959.
6. Марьяновский Д. И. и Гуткин Б. М., Исследование стационарных периодических режимов автономного инвертора, «Электротехника», 1965, № 8.
7. Лабунцов В. А., Ривкин Г. А. и Шевченко Г. И., Электроприводы с полупроводниковым управлением, изд-во «Энергия», 1967.

[25.5.1967]



# Буферные системы тиристорного электропривода постоянного тока с электродвигателем последовательного возбуждения

Инж. П. А. СОФРОНОВ и канд. техн. наук М. И. КРАЙЦБЕРГ

Москва

Во многих случаях в системе электроприводов небольшой мощности представляется возможным использование тиристорного электропривода постоянного тока, базирующегося на трехфазных, или даже однофазных, однополупериодных схемах выпрямления. Известные недостатки этих схем в значительной мере могут быть устранены путем использования буферных вентилях, которые дают возможность использовать энергию магнитного поля двигателя, запасенную при открытом тиристоре.

Вследствие этого буферная система значительно улучшает режим работы двигателя, приближая его к режиму работы в системе Г — Д.

Используя в качестве буферных вентилях кремниевые силовые вентили (диоды), возможно улучшить качество выпрямления и использовать однополупериодные схемы, что позволяет уменьшить число тиристоров, вес и габариты аппаратуры и повысить ее надежность. Такие системы особенно пригодны для тягового электропривода на самоходных машинах (например, на строительных кранах, экскаваторах и т. п.).

**Принципиальные схемы буферного тиристорного привода и их основные свойства.** На рис. 1 изображены буферные системы тиристорного привода с двигателями последовательного возбуждения на базе однополупериодных схем выпрямления<sup>1</sup>. Применительно к серийному двигателю возможны три варианта схем с буферными вентилями:

<sup>1</sup> Здесь не рассматриваются схемы со сглаживающими дросселями, что должно найти отражение в специальных исследованиях.

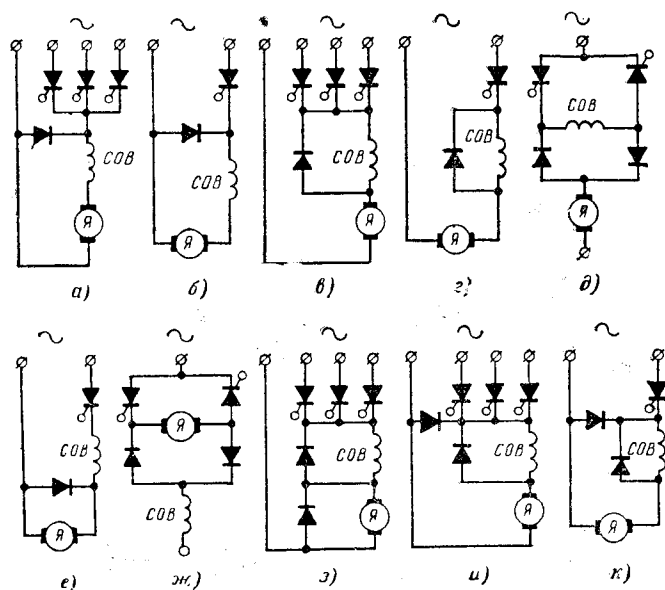


Рис. 1.

включение буферного вентиля, шунтирующего двигатель (схема с  $B_{дв}$ );

включение буферного вентиля, шунтирующего только серийную обмотку (схема с  $B_c$ );

включение буферного вентиля, шунтирующего только обмотку якоря (схема с  $B_{я}$ ).

Способ включения буферного вентиля придает тиристорному приводу особые свойства. Известно [Л. 1], что включение буферного вентиля на выходе выпрямителя при наличии в цепи индуктивности приводит к ликвидации отрицательной полуволны в выпрямленном напряжении, уменьшению пульсации тока, увеличению коэффициента мощности и некоторому повышению к. п. д. установки. Применительно к рассматриваемому приводу все эти свойства сохраняются. Уменьшение пульсации тока, а следовательно, и магнитного потока двигателя, приводит к значительному снижению нагрева двигателя по сравнению с нагревом его при питании по безбуферной схеме. Наряду с этими свойствами буферные схемы имеют еще ряд особенностей, которые не были освещены в литературе. Основные из них следующие.

Возможность перерегулирования скорости привода во время разгона двигателя при сравнительно большом значении махового момента, т. е. критический маховой момент ( $GD_{кр}^2$ ) в этом случае значительно больше, чем при обычных схемах выпрямления.

При однополупериодной схеме выпрямления уменьшается пульсация скорости двигателя в статическом режиме.

В схемах с  $B_c$  имеет место увеличение тока в серийной обмотке по сравнению с током якоря, что приводит к деформации электрохимических характеристик привода, в особенности при глубоком регулировании. При этом пусковой момент двигателя по сравнению с пусковым моментом двигателя в безбуферной схеме значительно увеличивается, что обеспечивает большее тяговое усилие при трогании машины.

При включении буферного вентиля  $B_{я}$  и больших углах отпирания тиристора, т. е. при малых скоростях двигателя и небольшой противо-э. д. с. ток в якоре будет сильно отличаться от тока в последовательной обмотке, что вызывает увеличение скорости двигателя.

Наиболее полное использование преимуществ буферных систем имеет место в тиристорном электроприводе с однофазной однополупериодной схемой выпрямления, где критический угол  $\alpha_{кр} = 0$ , т. е. когда буферный вентиль работает практически во всем диапазоне регулирования. Как показали тех-

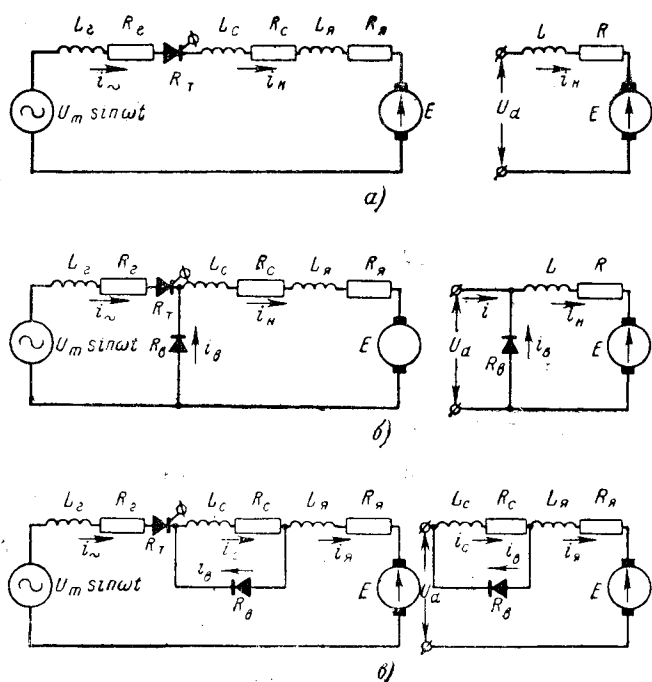


Рис. 2.

нико-экономические расчеты и исследование на стендах, такие системы рационально использовать в приводах с двигателями мощностью 3—12 кВт при их питании от источника значительно большей мощности, чем мощность двигателя, т. е. когда источник в 8—10 раз больше мощности потребителя. Такое соотношение имеет место, например, в гусеничных механизмах передвижения дизель-электрических кранов.

**Схемы замещения и дифференциальные уравнения.** Наиболее перспективными схемами привода являются схемы с  $B_{дв}$  и схемы с  $B_c$ , поэтому в дальнейшем ограничимся анализом только этих схем. Для сравнения будут рассмотрены также безбуферные схемы.

Схемы замещения трех рассматриваемых вариантов тиристорного электропривода изображены на рис. 2.

Введем следующие обозначения:

$L_r(i); L_c(i); L_{я}(i)$  — коэффициенты самоиндукции соответственно обмоток статора генератора или вторичной обмотки трансформатора, обмотки возбуждения и якоря двигателя,  $гМ$ ;

$R_r; R_c; R_{я}$  — активные сопротивления тех же обмоток,  $ом$ ;

$R_T; R_B$  — нелинейные сопротивления тиристора и буферного вентиля,  $ом$ ;

$\Phi(i_c)$  — магнитный поток двигателя,  $вб$ ;

$M_{ст}(n)$  — статический момент на валу двигателя,  $кг \cdot м$ ;

$i_{\sim}; i_H; i_c; i_{я}; i_B$  — мгновенные значения тока соответственно в цепи переменного тока, нагрузки, серийной и якорной обмоток и буферного вентиля,  $а$ ;

$C_E \approx C_M \approx C$  — машинная постоянная;

$U_d$  — выпрямленное напряжение,  $в$ ;

$U_M$  — амплитудное значение напряжения переменного тока,  $в$ .

Запишем для трех вариантов общие системы дифференциальных уравнений:

для безбуферной схемы

$$\left. \begin{aligned} [L_r(i) + L_c(i) + L_{я}(i)] pi_{\sim} + [R_r + \tilde{R}_T + R_c + R_{я}] i_{\sim} + cn\Phi(i_c) &= U_M \sin \omega t; \\ \frac{GD^2}{375} pn + M_{ст}(n) - ci\Phi(i_c) &= 0; \\ i &= i_{\sim} = i_H = i_c = i_{я}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

для буферной схемы с  $B_{дв}$

$$\left. \begin{aligned} L_r(i) pi_{\sim} + (R_r + \tilde{R}_T) i_{\sim} + \tilde{R}_B(i_{\sim} - i_H) &= U_M \sin \omega t; \\ [L_c(i) + L_{я}(i) pi_H + (R_c + R_{я}) i_H + \tilde{R}_B(i_H - i_{\sim}) + cn\Phi(i_c) &= 0; \\ \frac{GD}{375} pn + M_{ст}(n) - ci_H \Phi(i_c) &= 0; \\ i_H &= i_{\sim} + i_B; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

для буферной схемы  $B_c$

$$\left. \begin{aligned} L_r(i) pi_{\sim} + R_r i_{\sim} + \tilde{R}_T i_{\sim} + L_c(i) pi_c + R_c i_c + L_{я}(i) pi_{я} + R_{я} i_{я} + cn\Phi(i_c) &= U_M \sin \omega t; \\ L_c(i) pi_c + i_c R_c + i_B \tilde{R}_B &= 0; \\ \frac{GD}{375} pn + M_{ст}(n) - ci_{я} \Phi(i_c) &= 0; \\ i_{\sim} &= i_{я}; \\ i_c &= i_{я} + i_B. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Все три системы дифференциальных уравнений являются нелинейными уравнениями второго и третьего порядков. В эти уравнения входят три вида нелинейностей:

нелинейности, связанные с наличием в схеме управляемых вентилях (тиристоры) и неуправляемых вентилях (диодов);

нелинейности, связанные с наличием индуктивности различных обмоток;

нелинейности, связанные с насыщением машин, и т. п.

Аппроксимация вольт-амперных характеристик для аналитического описания их может быть выполнена только весьма приближенно. Поэтому решение приведенных выше нелинейных уравнений в общем виде связано с большими трудностями.

Однако аналитическое решение уравнений весьма желательно, так как оно позволяет проводить качественный анализ процессов и оценить их в зависимости от различных факторов. Для качественного анализа системы уравнений (1) — (3) были линеаризованы путем аппроксимации вольт-ам-

перных характеристик, а затем решены операторным методом Лапласа. Полученные формулы весьма громоздки и для практического пользования неудобны. Кроме того, точность их невелика.

Поэтому для количественного анализа различных вариантов схем тиристорного электропривода были разработаны аналого-логические модели и с их помощью на электронно-вычислительной установке ЭМУ-10 проведены детальные исследования, результаты которых интерпретированы графически.

**Линеаризация дифференциальных уравнений и приближенные решения.** В настоящее время разработано несколько способов аппроксимации нелинейных характеристик вентиля [Л. 2 и 3]. Например, для аппроксимации характеристики вентиля (диода) или тиристора при  $\alpha=0$  применяют экспоненциальную функцию вида:

$$i_b = A(e^{\beta U_b} - 1), \quad (4)$$

где  $A$  и  $\beta$  — коэффициенты, которые подбираются по двум точкам на вольт-амперной характеристике.

Однако при значении  $\alpha \neq 0$  вольт-амперную характеристику аналитически аппроксимировать весьма сложно. Сопротивление буферного вентиля  $\tilde{R}_b$  можно вычислить по следующей формуле:

$$\tilde{R}_b = \frac{U_b}{i_b} = \frac{U_b}{A(e^{\beta U_b} - 1)}. \quad (5)$$

Если экспоненту разложить в ряд Маклорена, то получим:

$$e^{\beta U_b} = 1 + \beta U_b + \frac{\beta^2 U_b^2}{2!} + \frac{\beta^3 U_b^3}{3!} + \dots \quad (6)$$

Взяв только первые два члена ряда (6) и подставив их в уравнение (5), получим:

$$\tilde{R}_b = \frac{U_b}{i_b} = \frac{U_b}{A\beta U_b} = \frac{1}{A\beta} = \bar{\bar{R}}_b, \quad (7)$$

где  $\bar{\bar{R}}_b$  — линейное сопротивление.

Таким образом, нелинейное сопротивление  $\tilde{R}_b$  заменено линейным сопротивлением  $\bar{\bar{R}}_b$ , что приближенно будет соответствовать физической картине процесса при разгоне двигателя.

Для аппроксимации вольт-амперной характеристики тиристора будем считать, что на выходе выпрямителя получается напряжение, форма кривой которого не зависит от величины тока, что будет иметь место только при источнике неограниченной мощности. В этом случае запишем:

$$U_d = U_{d0} + \int_{k=1}^{k=\infty} U_{dм.к} \sin(k\omega t + \varphi_k). \quad (8)$$

В расчетах и исследованиях принимается конечное число членов переменной составляющей (один-два члена). Кроме того, при линеаризации систем дифференциальных уравнений (1) — (3) вводятся дополнительно следующие допущения: индуктивности обмоток  $L_n(i) = \text{const}$  и  $M_{ст}(n) = M_{ст} = \text{const}$ . Тогда уравнения (1) — (13) можно линеаризовать и записать в операторном виде, после чего решить их операторным методом Лапласа. Решение систем уравнений (1) — (3) в общем ви-

де записываются относительно скорости и тока якоря таким образом:

для безбуферной схемы

$$\left. \begin{aligned} n(t) &= [A_1 + B_1 \sin \omega t] [1 - C_1 e^{a_1 t} \sin(\omega_1 t + \theta_1)]; \\ i_a(t) &= [A_2 + B_2 \cos \omega t] [1 - C_2 e^{-a_2 t} \sin(\omega_2 t + \theta_2)]; \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

для буферной схемы с  $B_{\mu B}$

$$\left. \begin{aligned} n(t) &= (A_3 + B_3 \sin \omega t) [D_3 - C_{31} e^{-a_{31} t} + \\ &\quad + C_{32} e^{-a_{32} t} \sin(\omega_3 t + \theta_3)]; \\ i_a(t) &= (A_4 + B_4 \cos \omega t) [D_4 - C_{41} e^{-a_{41} t} + \\ &\quad + C_{42} e^{-a_{42} t} \sin(\omega_4 t + \theta_4)]; \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

для буферной схемы с  $B_c$

$$\left. \begin{aligned} n(t) &= [A_5 + B_{51} \sin \omega t + B_{52} \cos \omega t] [D_5 - \\ &\quad - C_{51} e^{-a_{51} t} + C_{52} e^{-a_{52} t} \sin(\omega_5 t + \theta_5)]; \\ i_a(t) &= [A_6 + B_{61} \sin \omega t + B_{62} \cos \omega t] [D_6 - \\ &\quad - C_{61} e^{-a_{61} t} + C_{62} e^{-a_{62} t} \sin(\omega_6 t + \theta_6)]. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

В выражениях (9) — (11) коэффициенты  $A, B, C, D$ , а  $\omega_n$  и  $\theta$  обозначают постоянные величины, зависящие от параметров схемы (в том числе и двигателя), маховых масс и статического момента на валу, а также от способа включения буферного вентиля. Из анализа этих уравнений можно сделать следующие выводы.

Переходный процесс тока и скорости в безбуферной схеме осуществляется по экспоненциальному закону с наложенной на экспоненту синусоидальной и постоянной составляющими.

Переходные процессы в буферных схемах протекают по более сложному закону. Графики изменения скорости и тока двигателя состоят из двух экспонент с наложенными синусоидальными и постоянными составляющими. В связи с этим при определенных величинах маховых масс и параметров привода включение буферных вентиля приводит к перерегулированию.

График нарастания скорости двигателя  $n(t)$  будет тем выше, чем больше величина маховых масс привода. Существует некоторый критический маховой момент, при котором возникает перерегулирование. В безбуферной схеме величина критического махового момента незначительна. В буферных схемах она увеличивается весьма значительно в зависимости от параметров двигателя.

**Электронно-аналоговая модель для исследования буферных систем тиристорного электропривода.** Для исследования тиристорных систем были разработаны два варианта электронно-аналоговой модели (рис. 3). Основными особенностями этих моделей являются учет нелинейностей, связанных с тиристорами и вентилями, с насыщением машин, т. е. зависимости  $\Phi = f(i_c)$  и зависимости  $M_{ст} = f(n)$ .

Таким образом, модель учитывает все нелинейности за исключением нелинейности коэффициентов самоиндукции. Поскольку изменение последних невелико в зоне насыщенной машины, то это почти не сказывается на исследуемые процессы, в то время как учет этих нелинейностей связан со значительным усложнением математической модели.

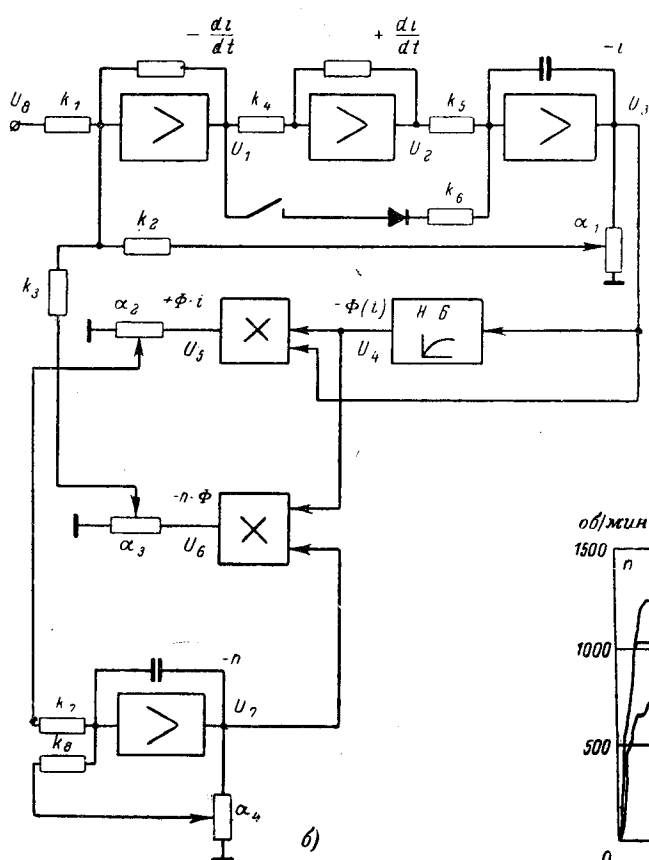
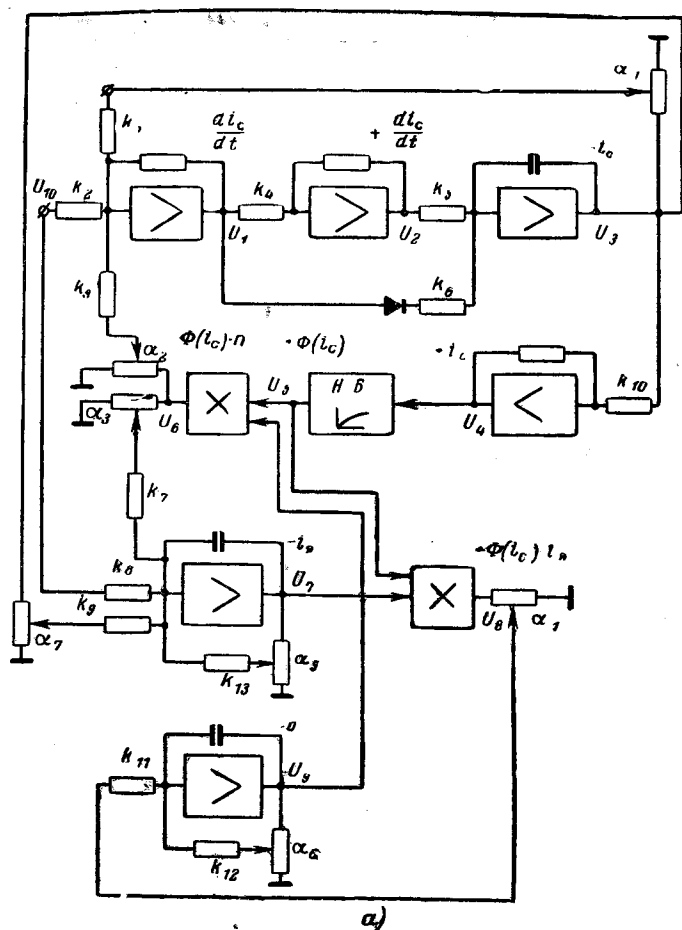


Рис. 3.

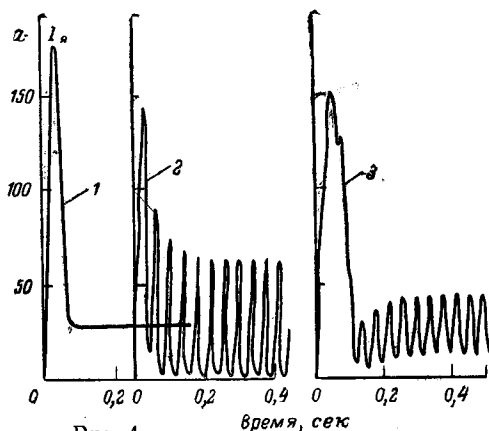
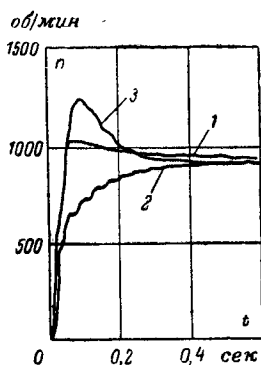


Рис. 4.

Для упрощения схемы модели можно также отказаться от полной математической аналогии и принять аналого-логический принцип построения модели. При этом используются следующие приемы.

Моделирование тиристора с фазо-импульсным управлением выполняется либо с помощью специального блока, либо путем синтеза кривой выпрямленного напряжения.

Буферные вентили при их моделировании в аналого-логической модели заменяются диодами, которые включаются между точками схемы модели таким образом, чтобы их действие соответствовало бы физической картине процесса в реальной схеме.

При моделировании системы с  $B_c$  цепи якоря и серийной обмотки разделяются, но при этом учитывается их взаимное влияние.

С помощью аналого-логической модели были исследованы безбуферная и буферные системы тиристорного электропривода в различных режимах при изменении ряда параметров. Наряду с моделированием проводились подробные стендовые исследования рассмотренных систем с машинами в реальных условиях.

Результаты натурных исследований были сопоставлены с результатами, полученными на модели. Эти данные подтвердили правильность обоих вариантов аналого-логической модели.

**Результаты частных решений с помощью аналого-логической модели.** С помощью аналого-логической модели были проведены следующие работы:

изучено влияние буферных вентилей  $B_{дв}$  и  $B_c$  на процесс разгона серийного электродвигателя при питании его от тиристорного выпрямителя;

исследовано влияние буферного вентиля  $B_c$  на электрохимические характеристики в статическом режиме работы привода;

определены значения критического махового момента привода в безбуферной и буферной схемах и т. п.

Ниже приводятся некоторые результаты частных решений, которые служат подтверждением ранее высказанных теоретических положений.

На рис. 4 изображены графики скорости  $n(t)$  и тока двигателя  $i(t)$ . В этом случае моделировался тиристорный электропривод с двигателем  $P = 4,5$  кВт,  $n = 980$  об/мин.

Как видно из этого рисунка, при питании двигателя от источника постоянного тока двигатель

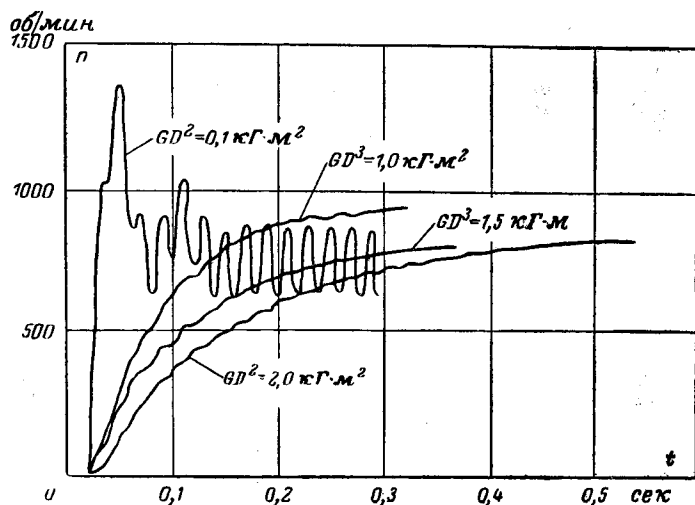


Рис. 5.

при разгоне холостую достигает установившегося режима через 80—120 мсек (кривая 1).

Включение буферного вентиля  $B_{дв}$  приводит к тому, что процесс разгона протекает несколько иначе. В этом случае имеет место перерегулирование по скорости. Двигатель успевает разогнаться до скорости порядка 1300—1500 об/мин, а затем за время 100—150 мсек замедляется до установившегося значения.

На рис. 5 приведены результаты изучения пуска того же двигателя при различных значениях махового момента (0,1; 1,0; 1,5; 2,0 кг·м<sup>2</sup>) в схеме с буферным вентилем  $B_c$ . В безбуферной схеме колебательный процесс практически возможен лишь при холостом ходе привода с весьма малым маховым моментом. В буферной схеме с  $B_c$  колебательный процесс возможен уже при значительном маховом моменте (в рассматриваемом случае при  $GD^2 = 0,2 \div 0,3$  кг·м<sup>2</sup>). Это необходимо учитывать при расчетах механических передач для тиристорного привода с однополупериодной буферной схемой выпрямления. Как видно из рис. 5 при  $GD^2 = 0,1$  кг·м<sup>2</sup> скорость двигателя пульсирует в установившемся режиме. Предельное критическое значение приведенного махового момента, ниже которого нерационально применять рассматриваемую систему, равно 0,5—0,8 кг·м<sup>2</sup>. Приведенные маховые массы гусеничного хода кранов и экскаваторов сравнительно велики (порядка 5 кг·м<sup>2</sup>) и фактически достаточны для сглаживания пульсации скорости двигателя.

На рис. 6 приведены результаты исследования электромеханических характеристик привода с тем же электродвигателем при фазовом регулировании средневых выпрямленного напряжения в схеме с шунтированной обмоткой возбуждения вентилем  $B_c$ . Наряду с зависимостью  $n = f(I_a)$  при  $U_d = \text{вар}$  на этом же графике нанесены зависимости

$$y_c = \frac{I_c}{I_a} = f(I_a),$$

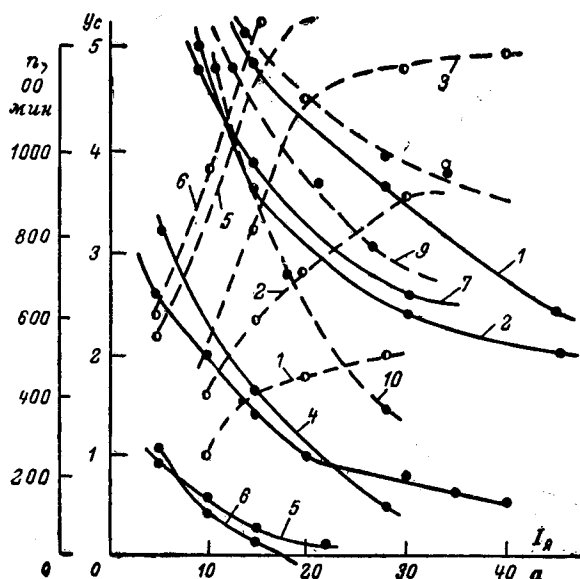


Рис. 6.

Кроме того, на этом же графике нанесены зависимости  $n = f(I_a)$ , но снятые при натурных (стендовых) исследованиях реального привода. Как видно из этого графика электромеханические характеристики деформируются в значительной степени только при работе машины в ненасыщенной зоне.

Соотношение токов в серийной обмотке и обмотке якоря может быть описано уравнением следующего вида:

$$y_c = \frac{ax}{z+B} + C, \quad (12)$$

где  $z$  — величина, пропорциональная углу отпирания тиристора  $\alpha$ ;

$x$  — величина, пропорциональная коэффициенту пульсации тока;

$a, B, C$  — величины, зависящие от параметров схемы и двигателя.

Уравнение (12) характеризует ветвь гиперболы, пересекающую ось ординат в точке  $z_0$ .

**Заключение.** В тиристорных системах электропривода с однополупериодной схемой выпрямления для улучшения качества выпрямления целесообразно использовать буферные вентили. Наличие в схеме буферного вентиля и способ его включения влияет на свойства и характеристики такого привода. При исследовании этих систем аналитические методы не дают точного решения, так как процессы, протекающие в буферных схемах, обусловлены нелинейными параметрами.

Для количественного определения характеристик привода в статическом и динамическом режимах целесообразно пользоваться аналого-логической моделью такого привода, с помощью которой можно получить достаточно полную информацию, необходимую при проектировании буферных тиристорных электроприводов с электродвигателем с последовательным возбуждением.

# Анализ работы ключа на параллельный $LR$ - и $CR$ -контур

В. Л. БЕНИН и В. У. КИЗИЛОВ

Харьковский политехнический институт им. В. И. Ленина

**Постановка задачи.** Устройства с широтно-импульсной модуляцией, осуществляемой с помощью транзисторных и тиристорных ключей в сочетании с амплитудными модуляторами, получили широкое распространение в системах автоматического регулирования и телеизмерения, в множително-делительных и других функциональных преобразователях [Л. 1].

Применение транзисторных широтно-импульсных модуляторов в системах измерения позволяет получить более высокую точность и лучшую температурную стабильность характеристик измерительных устройств, чем при использовании непрерывных систем.

Рассмотрим транзисторный широтно-импульсный модулятор (рис. 1). Если предположить, что ток нагрузки  $I_n$  в режиме насыщения транзистора значительно больше нулевого тока коллектора  $I_{к0}$  закрытого транзистора, остаточное напряжение насыщенного транзистора  $U_0$  значительно меньше напряжения питания модулятора  $U$  и время переключения транзистора значительно меньше длительности  $t_n$  управляющего импульса, то транзистор может рассматриваться как идеальный управляемый ключ  $K$  (рис. 2,а). Обычно эти допущения в реальных схемах модуляторов удовлетворяются.

Если нагрузка модулятора является чисто активной, то ее реакция не влияет на работу ключевого элемента. Однако в большинстве случаев модуляторы включаются на комплексную нагрузку. Если не принять специальных мер, то реакция комплексной нагрузки может резко исказить характеристики широтно-импульсного модулятора и нарушить нормальную работу транзисторного или тиристорного ключа.

Так, при работе на комплексную нагрузку возрастает рассеиваемая мощность на выходном ключевом элементе [Л. 2] и искажается линейная зависимость между временем замкнутого состояния ключа и средним значением тока нагрузки [Л. 3 и 5].

Одним из эффективных способов устранения влияния комплексной нагрузки на работу широтно-импульсного модулятора [Л. 4 и 5] является образование на его выходе параллельно  $LR$ -,  $CR$ -контур (рис. 2,а).

Известно, что если параметры контура выбраны так, что

$$\frac{L}{C} = R_L^2 = R_C^2 = R^2, \quad (1)$$

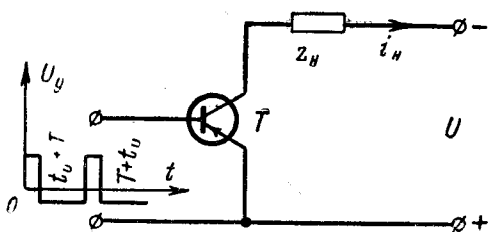


Рис. 1.

где  $R_L$  — активное сопротивление ветви, содержащей индуктивность  $L$ ;

$R_C$  — активное сопротивление ветви, содержащей емкость  $C$ ,

то реакция такого контура на внешнюю цепь при любой частоте питающего напряжения, а следовательно, и при любой его форме, в том числе и при импульсной, будет эквивалентна реакции сопротивления  $R$ . В этом случае при питании модулятора постоянным напряжением  $U$ , среднее значение тока  $I_{L0}$  в ветви  $LR$  определяется как

$$I_{L0} = \frac{U}{R} \gamma = K_0 \gamma, \quad (2)$$

где  $\gamma = \frac{t_n}{T}$  — относительное время замкнутого состояния ключа;

$t_n$  — абсолютное время замкнутого состояния ключа (рис. 2,б);

$T$  — период работы ключа;

$K_0 = \frac{U}{R}$  — коэффициент пропорциональности.

Однако точное выполнение условия (1) далеко не всегда возможно из-за технологических разбросов параметров отдельных элементов контура, а также из-за влияния на параметры контура временных и температурных факторов.

В [Л. 5] приводятся некоторые экспериментальные кривые, характеризующие работу ключа на контур, изображенный на рис. 2,а, когда условие (1) не выполняется и показано, что выбором величин  $R$ ,  $C$  и  $L$  можно изменить постоянную времени в одном из плеч, существенно не влияя при этом на работу транзисторного ключа. Большой практический интерес представляет исследование влияния технологического разброса параметров контура и их температурной и временной нестабильности на работу широтно-импульсных модуляторов в измерительных устройствах большой точности, где отклонение параметров от условия (1) может привести к недопустимым погрешностям линейности характеристик модуляторов и нарушению их стабильности.

**Основные соотношения.** В статье рассматривается только установившийся режим работы ключа на параллельный контур  $LR$ ,  $CR$ .

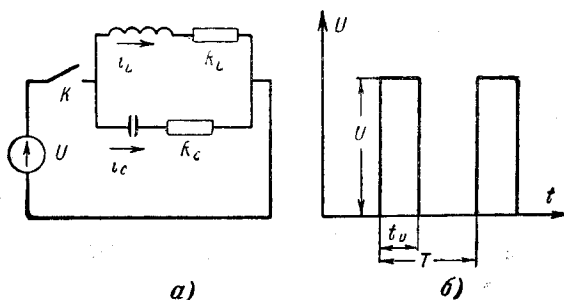


Рис. 2.

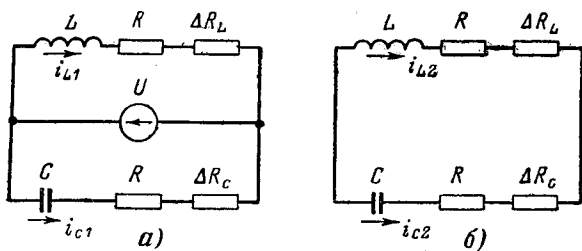


Рис. 3.

Следует отметить, что анализ установившегося режима в схеме рис. 2 при любых значениях параметров контура не вызывает принципиальных затруднений, но при этом получаются настолько громоздкие зависимости, что по ним трудно определить влияние отдельных параметров на работу широтно-импульсного модулятора.

Поскольку технологический разброс параметров и временные и температурные изменения не могут быть очень большими, ограничимся случаем, когда отклонение сопротивлений  $R_L$  и  $R_C$  от величины  $R$ , определяемой по (1), невелико, т. е.

$$R_L = R + \Delta R_L, \quad (3)$$

$$R_C = R + \Delta R_C, \quad (4)$$

$$\Delta R_L \ll R; \Delta R_C \ll R. \quad (5)$$

Данные [Л. 5] позволяют допустить, что при выполнении условия (5) ключ модулятора остается идеальным.

Работа схемы рис. 2, а характеризуется двумя режимами<sup>1</sup>:

Ключ замкнут. Этот режим справедлив для промежутков времени

$$nT \leq t \leq nT + t_n \quad (n = 1, 2, 3 \dots)$$

и характеризуется схемой рис. 3, а.

Ключ разомкнут. Этот режим справедлив для промежутков времени

$$nT + t_n \leq t \leq (n+1)T \quad (n = 1, 2, 3 \dots)$$

и характеризуется схемой рис. 3, б<sup>1</sup>.

Если вести отсчет времени в первом режиме с момента замыкания ключа, то применив преобразования Лапласа — Карсона, получим изображения тока  $I_{L1}(p)$  в индуктивности  $L$  и напряжения  $U_{C1}(p)$  на конденсаторе  $C$ :

$$I_{L1}(p) = \frac{U + pLi_{L1}(0)}{pL + R + \Delta R_L}; \quad (6)$$

$$U_{C1}(p) = \frac{U + pC(R_C + \Delta R_C)u_{C1}(0)}{pRC + 1 + p\Delta R_C C}, \quad (7)$$

где  $i_{L1}(0)$  и  $u_{C1}(0)$  — ток в индуктивности  $L$  и напряжение на конденсаторе  $C$  в момент замыкания ключа.

Если вести отсчет времени с момента размыка-

ния ключа, то для второго режима получим соответственно

$$I_{L2}(p) = \frac{pC[pLi_{L2}(0) + u_{C2}(0)]}{(pRC + 1)^2 + (\Delta R_L + \Delta R_C)pC}; \quad (8)$$

$$U_{C2}(p) = u_{C2}(0) - \frac{pLi_{L2}(0) + u_{C2}(0)}{(pRC + 1)^2 + (\Delta R_L + \Delta R_C)pC}, \quad (9)$$

где  $i_{L2}(0)$  и  $u_{C2}(0)$  — ток в индуктивности  $L$  и напряжение на конденсаторе  $C$  в момент размыкания ключа.

Согласно свойствам обратного преобразования Лапласа — Карсона оригинал функций по изображению можно определить как сумму оригиналов для отдельных составляющих ряда, в который может быть разложено данное изображение по какому-либо параметру.

В связи с этим преобразуем выражение для изображений токов и напряжений, разложив их в ряд Маклорена по параметрам  $\Delta R_L$ ,  $\Delta R_C$  и  $(\Delta R_L + \Delta R_C)$ , и учитывая условия (5), ограничимся только первыми двумя членами ряда.

После разложения в ряд и некоторых преобразований соответствующие изображения могут быть представлены в следующем виде. Для первого режима при замкнутом ключе:

$$I_{L1}(p) = \frac{1}{\tau} \frac{U}{R} + \frac{pi_{L1}(0)}{p + \frac{1}{\tau}} - \frac{1}{\tau} \frac{U}{R\tau} + \frac{pi_{L1}(0)}{\left(p + \frac{1}{\tau}\right)^2} \frac{\Delta R_L}{R}; \quad (10)$$

$$U_{C1}(p) = \frac{U}{\tau} + \frac{pu_{C1}(0)}{p + \frac{1}{\tau}} - \frac{1}{\tau} \frac{p[U - u_{C1}(0)]}{\left(p + \frac{1}{\tau}\right)^2} \frac{\Delta R_C}{R}, \quad (11)$$

$$\text{где } \tau = \frac{L}{R} = RC.$$

Для второго режима при разомкнутом ключе:

$$I_{L2}(p) = \frac{p \left[ pi_{L2}(0) + \frac{u_{C2}(0)}{R\tau} \right]}{\left(p + \frac{1}{\tau}\right)^2} - \frac{p^2 \left[ \frac{p}{\tau} i_{L2}(0) + \frac{u_{C2}(0)}{R\tau^2} \right]}{\left(p + \frac{1}{\tau}\right)^4} \frac{\Delta R_L + \Delta R_C}{R}; \quad (12)$$

$$U_{C2}(p) = u_{C2}(0) - \frac{\frac{r}{\tau} [pi_{L2}(0) + \frac{u_{C2}(0)}{\tau^2}]}{\left(p + \frac{1}{\tau}\right)^2} + \frac{p \left[ p \frac{ri_{L2}(0)}{\tau^2} + \frac{u_{C2}(0)}{\tau^2} \right]}{\left(p + \frac{1}{\tau}\right)^4} \frac{\Delta R_L + \Delta R_C}{R}. \quad (13)$$

<sup>1</sup> В дальнейшем величины токов и напряжений в первом режиме будем обозначать индексом 1, а во втором — индексом 2.

В выражениях (10) — (13) первые члены правых частей определяют изображения токов и напряжений в схеме рис. 2 при точном соблюдении условия (1), а вторые члены — изменения изображений, вызванные отклонением параметров исследуемого контура от условия (1). По изображениям (10) — (13) нетрудно определить оригиналы токов и напряжений в схеме рис. 2 для двух режимов ее работы.

Для первого режима при замкнутом ключе:

$$i_{L1}(t) = \frac{U}{R} \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} - \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{t}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \frac{\Delta R_L}{R} \right] + i_{L1}(0) \left( 1 - \frac{t}{\tau} \frac{\Delta R_L}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}}; \quad (14)$$

$$u_{C1}(t) = U \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{t}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{\Delta R_C}{R} \right] + u_{C1}(0) \left( 1 + \frac{t}{\tau} \frac{\Delta R_C}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (15)$$

$$0 \leq t \leq t_n.$$

Для второго режима при разомкнутом ключе:

$$i_{L2}(t) = i_{L2}(0) \left[ 1 - \frac{t}{\tau} - \left( \frac{t}{\tau} - \frac{t^2}{\tau^2} + \frac{1}{6} \frac{t^3}{\tau^3} \right) \frac{\Delta R_L + \Delta R_C}{R} \right] e^{-\frac{t}{\tau}} + u_{C2}(0) \left[ \frac{t}{\tau} - \left( \frac{1}{2} \frac{t^2}{\tau^2} - \frac{1}{6} \frac{t^3}{\tau^3} \right) \frac{\Delta R_L + \Delta R_C}{R} \right] e^{-\frac{t}{\tau}}; \quad (16)$$

$$u_{C2}(t) = u_{C2}(0) \left( 1 + \frac{t}{\tau} + \frac{1}{6} \frac{t^3}{\tau^3} \frac{\Delta R_L + \Delta R_C}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} - R i_{L2}(0) \left[ \frac{t}{\tau} - \left( \frac{1}{2} \frac{t^2}{\tau^2} - \frac{1}{6} \frac{t^3}{\tau^3} \right) \frac{\Delta R_L + \Delta R_C}{R} \right] e^{-\frac{t}{\tau}}; \quad (17)$$

$$0 \leq t \leq T - t_n.$$

Начальные значения токов и напряжений  $i_{L1}(0)$ ,  $i_{L2}(0)$ ,  $u_{C1}(0)$  и  $u_{C2}(0)$  в установившемся режиме работы модулятора определяются из граничных условий:

$$i_{L1}(t_n) = i_{L2}(0); \quad (18)$$

$$u_{C1}(t_n) = u_{C2}(0); \quad (19)$$

$$i_{L2}(T - t_n) = i_{L1}(0); \quad (20)$$

$$u_{C2}(T - t_n) = u_{C1}(0). \quad (21)$$

Для упрощения дальнейших преобразований и выражений ограничимся рассмотрением случая, когда

$$a = \frac{T}{\tau} \ll 1. \quad (22)$$

Этот случай часто встречается на практике, так как для устранения пульсаций в выходном токе мо-

дулятора параметры контура  $LR$ ,  $CR$  выбираются такими, что удовлетворяют условию (22). В этом случае

$$e^{-\frac{t_n}{\tau}} = e^{-a\gamma} \approx 1 - a\gamma,$$

и уравнения (18) — (21) с учетом (14) — (17) запишутся в следующем виде:

$$i_{L2}(0) - i_{L1}(0) \left[ 1 - a\gamma \left( 1 + \frac{\Delta R_L}{R} \right) \right] = \frac{U}{R} a\gamma; \quad (23)$$

$$u_{C2}(0) - u_{C1}(0) \left[ 1 - a\gamma \left( 1 - \frac{\Delta R_C}{R} \right) \right] = U a\gamma \left( 1 - \frac{\Delta R_C}{R} \right); \quad (24)$$

$$i_{L2}(0) \left[ 1 - a(1 - \gamma) \left( 2 + \frac{\Delta R_L + \Delta R_C}{R} \right) \right] - i_{L1}(0) = -\frac{u_{C2}(0)}{R} (1 - \gamma) a; \quad (25)$$

$$u_{C2}(0) - u_{C1}(0) = R i_{L2}(0) a (1 - \gamma). \quad (26)$$

Из уравнений (23) — (26), ограничившись величинами первого порядка малости, можно определить начальные значения напряжений  $u_{C1}(0)$ ,  $u_{C2}(0)$  и токов  $i_{L1}(0)$ ,  $i_{L2}(0)$ , после чего из (14) и (16) с учетом (22) найти среднее значение тока в индуктивности  $L$ :

$$I_L = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{t_n} i_{L1}(t) dt + \int_0^{T-t_n} i_{L2}(t) dt \right] = \frac{U\gamma}{R} \left( 1 - \frac{\Delta R_C}{R} - \gamma \frac{\Delta R_L - \Delta R_C}{R} \right). \quad (27)$$

Выражение (27), полученное при условии (22), предполагает, что период следования импульсов значительно меньше постоянной времени  $\tau$  цепи нагрузки. В этом случае среднее значение тока  $I_L$  не зависит от частоты импульсов (величины  $a$ ).

**Анализ погрешностей модулятора и экспериментальная проверка полученных результатов.** Из выражения (27) видно, что при нарушении условия (1) изменяется по величине коэффициент пропорциональности  $K$  между временем  $\gamma$  замкнутого состояния ключа и средним значением выходного тока модулятора  $I_L$ , а также, если  $\Delta R_L \neq \Delta R_C$ , нарушается линейность характеристики модулятора.

Согласно выражению (27) относительное значение величины  $K^*$  определяется как

$$K^* = \frac{K}{K_0} = 1 - (\Delta R_L^* - \Delta R_C^*) \gamma_n - \Delta R_C^*. \quad (28)$$

Относительная погрешность линейности характеристики модулятора:

$$\Delta I_L^* = \frac{I_L - K_0 K^* \gamma}{K_0 K^* \gamma_n} = \frac{(\Delta R_L^* - \Delta R_C^*) \left( 1 - \frac{\gamma}{\gamma_n} \right) \gamma}{1 - (\Delta R_L^* - \Delta R_C^*) \gamma_n - \Delta R_C^*}, \quad (29)$$

где  $\gamma_n$  — номинальное значение относительного времени замкнутого состояния ключа;

$\Delta R_L^* = \frac{\Delta R_L}{R}$ ,  $\Delta R_C^* = \frac{\Delta R_C}{R}$  — относительные отклонения сопротивлений.

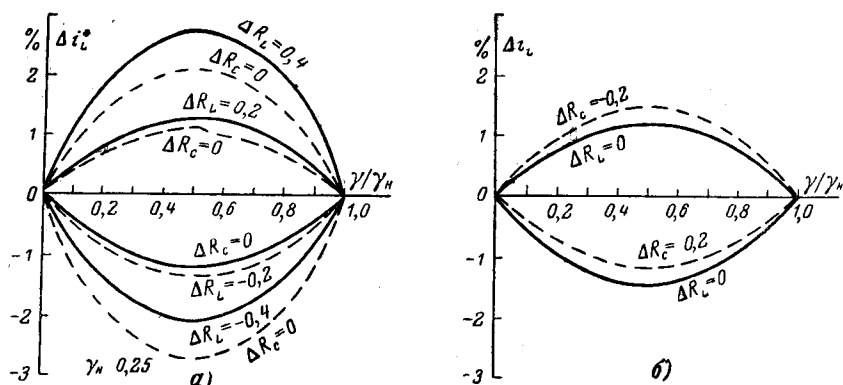


Рис. 4.

Из выражения (29) легко видеть, что погрешность линейности достигает максимального значения при  $\gamma = 0,5\gamma_n$  и равна:

$$\Delta I_{L\max}^* = \frac{0,25\gamma_n(\Delta R_L^* - \Delta R_C^*)}{1 - (\Delta R_L^* - \Delta R_C^*)\gamma_n - \Delta R_C^*}. \quad (30)$$

Для частотных случаев, когда  $\Delta R_L = 0$ ,  $\Delta R_C = 0$ ,  $\Delta R_L = \Delta R_C$ , выражения для коэффициента  $K^*$ ,  $\Delta I_{L\max}^*$  и  $I_L$  приведены в табл. 1.

Таблица 1

Величины	Условия (режим)		
	$\Delta R_L = 0$ $\Delta R_C \neq 0$	$\Delta R_L \neq 0$ $\Delta R_C = 0$	$\Delta R_L = \Delta R_C$
$\Delta I_{L\max}^*$	$\frac{-0,25\Delta R_C^* \gamma_n}{1 - \Delta R_C^* (1 - \gamma_n)}$	$\frac{0,25\Delta R_L^* \gamma_n}{1 - \Delta R_L^* \gamma_n}$	0
$K$	$1 - \Delta R_C^* (1 - \gamma_n)$	$1 - \Delta R_L^* \gamma_n$	$1 - \Delta R_C^*$
$I_L$	$\frac{U\gamma}{R} [1 - \Delta R_C^* (1 - \gamma)]$	$\frac{U\gamma}{R} (1 - \Delta R_L^* \gamma)$	$\frac{U\gamma^*}{R} (1 - \Delta R_C^*)$

Для проверки полученных результатов экспериментально был снят ряд характеристик широтно-импульсного транзисторного модулятора, работающего на параллельный LR- и CR-контур при различных значениях его параметров.

Погрешности линейности характеристик модулятора и изменение коэффициента  $K$  экспериментально определялись путем одновременного замера соответствующих величин в данном модуляторе и таком же модуляторе, работающем на чисто активную нагрузку и управляемом тем же источником, что и первый модулятор. Измерение производилось одинаковыми приборами класса 0,1. Параметры контура:  $R = 485 \text{ ом}$ ;  $L = 7 \text{ нГ}$ ;  $C = 30 \text{ мкФ}$ . Частота импульсов  $f = 1000 \text{ Гц}$ ;  $a = \frac{1}{fRC} = 0,07 \ll 1$ .

На рис. 4 приведены расчетные и экспериментальные (пунктир) зависимости погрешностей линейности от величины  $\gamma$  при различных значениях  $\Delta R_L^*$ , когда  $\Delta R_C^* = 0$  (рис. 4, а), и при различных значениях  $\Delta R_C^*$ , когда  $\Delta R_L^* = 0$ . Опыт производится при  $\gamma_n = 0,25$ .

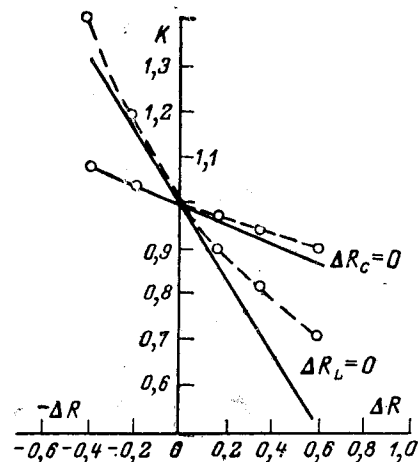


Рис. 5.

На рис. 5 приведены расчетные и экспериментальные (пунктир) зависимости коэффициента пропорциональности  $K$  от величины сопротивления  $\Delta R^*$  при  $\Delta R_L^* = 0$  и  $\Delta R_C^* = 0$ .

Кривые рис. 4 и 5 показывают удовлетворительное совпадение расчетных и экспериментальных данных при относительно небольших величинах  $\Delta R^* = 0,2$ . При больших значениях  $\Delta R^*$  расхождение между расчетными и экспериментальными характеристиками возрастает, поскольку в большей степени сказываются принятые при расчете допущения. Этим объясняется и большее расхождение экспериментальных и расчетных зависимостей при  $\Delta R_C \neq 0$ , чем при  $\Delta R_L \neq 0$ , так как изменение сопротивления в емкостной ветви сказывается на характеристиках модулятора сильнее (29), чем такие же изменения в индуктивной ветви.

В табл. 2 и 3 приведены погрешности линейности в процентах, определенные экспериментально при различных значениях  $\Delta R_L = \Delta R_C = \Delta R$  и при различных значениях емкости контура  $C$ , когда  $R_L = R_C = \text{const}$ .

Таблица 2

$\Delta R^*$	$\gamma/\gamma_n$							
	0,05	0,2	0,3	0,45	0,6	0,75	0,85	0,1
-0,2	+0,05	-0,05	+0,1	-0,05	0	0	-0,1	0
+0,2	+0,1	-0,05	0	0	-0,05	0	-0,05	0
+0,4	+0,2	0	+0,1	+0,1	+0,1	-0,15	+0,15	0
+1,0	+0,1	-0,1	-0,1	-0,15	-0,2	-0,15	-0,05	0

Таблица 3

$C, \text{ мкФ}$	$\gamma/\gamma_n$							
	0,05	0,2	0,3	0,45	0,6	0,75	0,85	1,0
15	+0,12	+0,15	+0,2	+0,2	0	+0,2	+0,05	0
45	-0,05	-0,1	-0,1	0	-0,2	0	-0,15	0
60	+0,05	-0,15	-0,15	-0,05	-0,15	-0,2	-0,15	0

Последний случай по существу идентичен такому режиму, когда  $\Delta R_L = \Delta R_C = \Delta R$ .

Из приведенных данных видно, что погрешность линейности при всех значениях  $\Delta R = \Delta R_L = \Delta R_C$  очень мала и не превышает 0,2%. Этот результат

хорошо согласуется с данными теоретического анализа (29).

Все вышеприведенные характеристики были определены экспериментально также при частоте импульсов  $f=100$  гц, и они практически совпали с характеристиками при  $f=1\,000$  гц. В индуктивной ветви исследуемого контура даже при относительно больших значениях величины  $a=0,5 \div 1,0$  переменная составляющая тока значительно ослаблена по сравнению с переменной составляющей тока непосредственно на выходе модулятора, и поэтому подключение большой емкости параллельно сопротивлению  $R_L$  не должно оказывать большого влияния на погрешность линейности характеристики модулятора.

Для проверки этого положения экспериментально были определены погрешности линейности при  $f=100$  гц и подключенной емкости  $C=2\,000$  мкф. Переменная составляющая тока в сопротивлении  $R_L$  достигла значений менее 0,1%, а погрешность линейности не превысила 0,2%.

**Выводы.** 1. Наличие на выходе широтно-импульсного модулятора параллельного  $LR$ -,  $CR$ -контура даже при  $R^2 \neq \frac{L}{C}$ , если  $\Delta R_L = \Delta R_C$  практически не искажает линейной зависимости между временем замкнутого состояния ключа и средним значе-

нием выходного тока, не изменяет величину коэффициента пропорциональности  $K$  между этими величинами.

2. При  $R_L \neq \tilde{R}_C \neq \sqrt{\frac{L}{C}}$  путем соответствующего подбора сопротивлений контура в определенных пределах можно компенсировать погрешность линейности любого знака измерительного устройства и широтно-импульсным модулятором.

3. Путем параллельного подключения емкости к сопротивлению  $R_L$  можно уменьшить переменную составляющую выходного тока без заметного искажения линейности характеристики модулятора.

#### Литература

1. Бенин В. Л. и Кизилев В. У., Полупроводниковое множително-делительное устройство, «Автоматика и телемеханика», 1963, № 10.
2. Соловьев А. К., Мощность рассеяния транзистора в импульсном режиме работы, «Радиотехника», 1965, № 3.
3. Розенблат М. А., Работа широтно-импульсного модулятора на активно-емкостную нагрузку, «Автоматика и телемеханика», 1966, № 5.
4. Сетюков Л. И. и Соловьев А. К., Переходные и установившиеся процессы в транзисторном усилителе класса Д, «Радиотехника», 1962, № 7.
5. Joung I. F., The switching of inductive loads using Transistors, «British Communications and electronics», 1963, № 11.

[20.7.1967]



УДК 621.311.1.016.3

## Расчетные нагрузки городских электрических сетей напряжением выше 1 000 в

Инж. Ю. А. ФОКИН

Московский энергетический институт

**Введение.** В настоящее время согласно ПУЭ нагрузки электрических сетей определяются умножением расчетных нагрузок трансформаторов соответственно на коэффициенты 0,81 и 0,9, которые рекомендуются применять вне зависимости от числа и мощности сетевых трансформаторов. По-видимому, такой подход является слишком упрощенным и не отвечает физической природе и закономерностям изменения суммарных нагрузок линий.

Обследование электрических нагрузок в период зимнего максимума показало, что в среднем нагрузка линий не превышает 30—40% их пропускной способности, а загрузка трансформаторов 50—70% номинальной мощности. Были обследованы линии, отходящие от 12 распределительных подстанций, в разных районах города. В состав потребителей, получающих питание по этим линиям, кроме коммунально-бытовых, входили промышленные (в отдельных случаях до 80% общей нагрузки). Анализ этого обследования позволяет сделать вывод, что столь низкая загрузка в ряде случаев объясняется не только выбором сечений линий по условию термической устойчивости, токам коротко-

го замыкания, но и превышением расчетных нагрузок над действительными.

В [Л. 1 и 2] на основании статистической обработки реальных графиков активных нагрузок были получены коэффициенты одновременности и показано, что они в значительной степени зависят от числа трансформаторов, получающих питание по линии сети. Однако в [Л. 1 и 2] не была оценена степень уточнения при определении расчетных нагрузок, вносимая учетом корреляционных связей между нагрузками различных потребителей, а также зависимость коэффициентов одновременности не только от количества трансформаторов, но и от других факторов.

В этой статье уточняются некоторые аспекты методики определения нагрузок городских сетей 6—10 кВ, а также сделана попытка упростить определение их для целей перспективного проектирования.

Исходя из физической природы изменения нагрузок, математической моделью, наиболее полно описывающей процесс изменения нагрузки, следует считать многомерную комплексную случайную функцию с коррелированными действительными и

мнимыми составляющими. Дополнительные исследования показывают, что в отдельные периоды эта функция близка к стационарной и эргодичной. На интервалах стационарности и эргодичности, в частности для периода максимума, ее можно заменить комплексной случайной величиной.

В качестве «единичного потребителя» при расчетах сетей 6—10 кВ целесообразно рассматривать нагрузку сетевого трансформатора 6—10/0,38—0,22 кВ. При такой постановке вопроса представляет интерес определение числовых характеристик активной и реактивной составляющих и модуля полного тока. В ряде работ, например в [Л. 3 и 4], показано, что если известны математические ожидания и среднеквадратические отклонения нагрузок, то по их значениям можно выбрать величину расчетной нагрузки элемента сети, т. е. при указанной модели нагрузки:

$$\|I_k\| = \|M(I_k)\| + t\|\sqrt{D(I_k)}\|; \quad (1)$$

$$k = (1, 2, \dots, m),$$

где  $\|M(I_k)\|$  — матрица математических ожиданий модулей токов ветвей;

$D(I_k)$  — дисперсия модулей токов ветвей;

$t$  — нормированное среднеквадратичное отклонение, которое в подобных расчетах обычно принимается равным 3;

$m$  — число ветвей схемы.

Если принять следующие допущения: 1) математическое ожидание функции случайной величины приближенно равно функции от математического ожидания аргумента и 2) дисперсия модуля равна дисперсии комплексной случайной величины, то составляющие формулы (1) запишутся в следующем виде<sup>1</sup>:

$$\|M(I_k)\| = \|\sqrt{[M(I'_k)]^2 + [M(I''_k)]^2}\| =$$

$$= \left\| \sqrt{\left\{ \operatorname{Re} \sum_{i=1}^n \dot{c}_{ki} M(I_{ni}) \right\}^2 + \left\{ \operatorname{Im} \sum_{i=1}^n \dot{c}_{ki} M(I_{ni}) \right\}^2} \right\|; \quad (2)$$

$$\|D(I_k)\| = \|D(I'_k) + D(I''_k)\| = \|\dot{c}_{ki}\|^2 \cdot \|D(I_{ni})\| +$$

$$+ 2 \left\| \sum_{i=1}^n \operatorname{Re}(\dot{c}_{ki} \hat{c}_{ki}) \dot{p}_{il} \sigma_{ni} \sigma_{nl} \right\|, \quad (3)$$

$$i = (1, 2, 3 \dots l \dots n),$$

$$k = (1, 2, 3 \dots m),$$

где  $M(I_{ni}) = M(I'_{ni}) + jM(I''_{ni})$  — математическое ожидание<sup>1</sup> (статистическая средняя) тока нагрузки — сумма активной и реактивной составляющих;

$j$  — мнимая единица;

<sup>1</sup> Учитывая достаточно высокую степень однородности городских сетей, а также высокую степень компенсации реактивной мощности потребителей, эти допущения следует считать вполне приемлемыми для практических расчетов. Например, учет нелинейности функции модуля вносит поправку в результирующее выражение (1) даже в наиболее неблагоприятных случаях не более 3%. Формула (3) дает верхнюю оценку дисперсии модуля комплексной случайной величины.

$D(I_{ni}) = D(I'_{ni}) + D(I''_{ni})$  — дисперсия нагрузки — математическое ожидание квадрата модуля центрированной комплексной случайной величины — сумма дисперсий активной  $D(I'_{ni})$  и реактивной  $D(I''_{ni})$  составляющих тока нагрузки;

$$\dot{p}_{il} = \rho(I'_{ni}) + \rho(I''_{ni}) + j[\rho(I'_{ni}I''_{ni}) - \rho(I''_{ni}I'_{ni})] \quad (4)$$

— элемент нормированной корреляционной матрицы нагрузок потребителей;

$\dot{c}_{ki}$  — элементы матрицы коэффициентов распределения. Для разомкнутых схем коммутации, применяемых в настоящее время, они записываются непосредственно по расчетной схеме сети или определяются обращением матрицы соединений по узлам для дерева сети [Л. 5];

$\hat{c}_{ki}$  — величина комплексно-сопряженная  $\dot{c}_{ki}$ ;  
 $n$  — число узлов схемы.

При сравнении вариантов питающих и распределительных сетей по технико-экономическим показателям необходимо определять математические ожидания потерь мощности. В ряде случаев представляет также интерес определение максимальных значений потерь мощности как в отдельных элементах сетей, так и в целом для участка сети. Вероятностные характеристики случайной величины потерь мощности зависят от числовых характеристик квадрата полного тока.

Нетрудно показать, что математическое ожидание суммарных потерь мощности для всей сети вычисляется по формуле:

$$M(\Delta S) = \sum_{k=1}^m M(\Delta P)_k + jM(\Delta Q)_k =$$

$$= \sum_{k=1}^m \{[M(I_k)]^2 + D(I_k)\} \dot{z}_k. \quad (5)$$

Дисперсию полных потерь мощности в рамках корреляционной теории можно вычислить лишь при условии аппроксимации нагрузки элементов сети нормальным законом на плоскости:

$$D(\Delta S) \approx \sum_{k=1}^m D(I_k^2) |\dot{z}_k|^2 = \sum_{k=1}^m D(\Delta P) + D(\Delta Q) =$$

$$= \sum_{k=1}^m 2 \{[D(I'_k)]^2 + [D(I''_k)]^2\} |\dot{z}_k|^2 +$$

$$+ 4 \{[M(I'_k)]^2 D(I'_k) + [M(I''_k)]^2 D(I''_k) +$$

$$+ [K(I'_k I''_k)]^2\} |\dot{z}_k|^2 +$$

$$+ 8M(I''_k) M(I'_k) K(I'_k I''_k) |\dot{z}_k|^2, \quad (6)$$

где  $D(I'_k)$  и  $D(I''_k)$  — элементы матриц дисперсий активных и реактивных составляющих токов в ветвях схемы;

$$\|K(I'_{ki}I''_{kl})\| = \frac{1}{2} \|\operatorname{Im}(\dot{c}_{ki}^2)\| \times \|D(I'_{ni}) - D(I''_{ni})\| + \\ + \|\operatorname{Re}(\dot{c}_{ki}^2)\| \times \|K(I'_{ni}I''_{ni})\| + \\ + \left\| \sum_{i \neq l} (c'_{ki}c''_{kl}) [K(I'_{ni}I'_{nl}) - K(I''_{ni}I''_{nl})] + \right. \\ \left. + (c'_{ki}c'_{kl} - c''_{ki}c''_{kl}) [K(I'_{ni}I''_{nl})] \right\|$$

— матрица корреляционных моментов между активными и реактивными составляющими токов в ветвях схемы;

$c'_{ki}$ ,  $c''_{ki}$  — действительные и мнимые части коэффициентов распределения.

Максимально возможные величины потерь активной и реактивной мощностей во всех элементах схемы сети рассчитываются по формуле (1) с использованием (5) и (6).

Расчеты дисперсии по формуле (6) дают возможность оценить вариации потерь активной и реактивной мощностей в сети при известных вариациях исходных нагрузок в сети.

Как видно из приведенных выражений, для вычисления основных параметров режима сети необходима информация не только о числовых характеристиках отдельных нагрузок, но и о корреляционной связи как между активными и реактивными нагрузками, так и активными одних и реактивными других потребителей. Выявление этих зависимостей — задача достаточно сложная.

Предварительные статистические исследования, результаты которых следует рассматривать лишь как ориентировочные, показывают, что коэффициент корреляции между активной и реактивной мощностями почти для всех потребителей весьма высок и равен (0,5—0,95), коэффициент вариации реактивной мощности лежит в пределах (0,05—0,3), математическое ожидание реактивной мощности составляет (0,05—0,6) активной.

Следовательно, реактивная мощность потребителей, в особенности с регулируемыми компенсирующими устройствами, в несколько меньшей степени подвержена случайным изменениям, чем активная (табл. 1).

Основываясь на такого рода соображениях, а также ввиду отсутствия достаточно полной информации о графиках реактивных нагрузок ряда потребителей, в качестве первого этапа в данной работе далее рассматриваются статистические характеристики, относящиеся к активной мощности.

**Статистические характеристики активных нагрузок различных потребителей.** Первоначально для суждения о необходимом объеме информации и величинах погрешности вероятностно-статистического метода были произведены экспериментальные исследования законов распределения нагрузок различных потребителей с неустановившимся режимом работы. В качестве таковых были выбраны тяговые подстанции трамвая и троллейбуса<sup>2</sup>.

Проверка статистического распределения случайных величин нагрузок для периода максимума нагрузки по критерию согласия Колмогорова пока-

Таблица 1

№ п/п.	Потребители электроэнергии	$\bar{P}$ , %	$\sigma$ , %	$\delta \bar{P}$ , %	$\delta \sigma$ , %	$\tau = \frac{\sigma}{\bar{P}}$
1	Коммунально-бытовые потребители	61,5	11,2	$\pm 1,57$	$\pm 1,12$	0,182
		33,9	12,6	$\pm 1,77$	$\pm 1,26$	0,371
2	Механические и ремонтно-механические заводы	43,7	13,6	$\pm 2,72$	$\pm 1,91$	0,311
		61,8	11,6	$\pm 2,32$	$\pm 1,63$	0,188
3	Мебельные и деревообделочные фабрики	46,6	15,4	$\pm 3,08$	$\pm 2,16$	0,331
		52,7	12,8	$\pm 2,56$	$\pm 1,8$	0,244
4	Текстильные фабрики	62,2	9,4	$\pm 1,88$	$\pm 1,32$	0,151
		63,1	8,9	$\pm 1,78$	$\pm 1,25$	0,141
5	Хлебозаводы и кондитерские фабрики	52,5	12,2	$\pm 2,44$	$\pm 1,67$	0,233
		61,2	9,6	$\pm 1,92$	$\pm 1,31$	0,157
6	Автобазы	47,2	13,4	$\pm 2,68$	$\pm 1,88$	0,285
		55,7	12,3	$\pm 2,46$	$\pm 1,73$	0,221
7	Кирпичные заводы и заводы железобетонных изделий	51,3	13,2	$\pm 2,64$	$\pm 1,86$	0,257
		55,3	12,8	$\pm 2,56$	$\pm 1,80$	0,231
8	Швейные фабрики	55,1	11,2	$\pm 1,85$	$\pm 1,32$	0,203
		61,8	11,2	$\pm 1,85$	$\pm 1,32$	0,181
9	Обувные фабрики и фабрики кожизделий	52,7	11,3	$\pm 2,05$	$\pm 1,46$	0,215
		57,6	10,9	$\pm 1,98$	$\pm 1,41$	0,189
10	Насосные станции водопровода и канализации	49,8	13,9	$\pm 2,78$	$\pm 1,96$	0,279
		50,9	14,6	$\pm 2,92$	$\pm 2,06$	0,287
11	Химические заводы и заводы резиновых изделий	55,0	12,1	$\pm 2,02$	$\pm 1,42$	0,22
		60,8	10,6	$\pm 1,71$	$\pm 1,25$	0,174
12	Промскладские базы и помещения	53,3	13,1	$\pm 2,18$	$\pm 1,54$	0,245
		56,7	12,5	$\pm 2,08$	$\pm 1,47$	0,221
13	Районные котельные	57,2	7,75	$\pm 2,14$	$\pm 1,94$	0,136
		53,3	8,05	$\pm 2,22$	$\pm 2,02$	0,151
14	Фабрики прачечные и химчистки	42,7	17,1	$\pm 2,85$	$\pm 2,21$	0,401
		44,8	13,9	$\pm 2,32$	$\pm 1,79$	0,311
15	Молокозаводы, заводы ликероводочные и фруктовых вод	50,3	14,6	$\pm 2,44$	$\pm 1,88$	0,29
		56,7	11,3	$\pm 1,87$	$\pm 1,46$	0,199
16	Холодильники	47,3	13,9	$\pm 3,08$	$\pm 2,14$	0,294
		53,5	12,8	$\pm 2,85$	$\pm 1,97$	0,239
17	Зрелищные предприятия (театры, кинотеатры и т. д.)	42,8	16,5	$\pm 3,61$	$\pm 2,54$	0,385
		37,7	14,6	$\pm 3,25$	$\pm 2,24$	0,387
18	Тяговые подстанции трамвая и троллейбуса	61,0	8,3	$\pm 1,29$	$\pm 0,92$	0,136
		57,5	8,7	$\pm 0,34$	$\pm 0,97$	0,152
19	Электродепо и станции железной дороги	49,0	12,7	$\pm 2,11$	$\pm 1,51$	0,259
		46,7	16,3	$\pm 2,71$	$\pm 1,92$	0,348
20	Институты и учебные заведения	38,2	12,4	$\pm 2,06$	$\pm 1,46$	0,325
		45,8	12,4	$\pm 2,06$	$\pm 1,46$	0,271

Примечание. В числителе — характеристики нагрузки вечернего максимума, в знаменателе — утреннего.

зала приемлемость аппроксимации такого рода нагрузки нормальным законом (Гаусса). Вероятность того, что максимальное расхождение между кривой экспериментального и теоретического распределения (рис. 1) будет не меньше, чем в указанном сравнении, оказалась равной приблизительно — 0,52. Это свидетельствует о том, что принятая гипотеза не противоречит статистическим данным. Аналогичный вывод можно сделать по результатам подобных исследований для коммунально-бытовой нагрузки. На основании физических данных, а также [Л. 3] законы распределения нагрузок трансформаторов, питающих потребителей промышленного типа, можно приближенно принять также нормальными для периода максимума.

Система случайных величин нагрузок, законы распределения которых нормальные или близки

<sup>2</sup> Регистрограммы нагрузок предоставлены М. Г. Трегубенко.

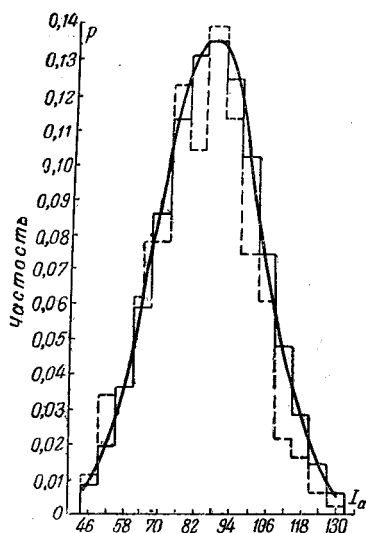


Рис. 1. Гистограмма экспериментального и теоретического распределений.

----- экспериментального статистического распределения;  
— распределения нормального закона с параметрами статистического распределения.

сетям, были разделены на 20 основных групп по технологическим признакам (табл. 1). Для каждого типа вычислялись оценки математического ожидания, дисперсии и коэффициента корреляции.

Из 25÷53 реальных суточных графиков зимнего максимума нагрузки каждого типа потребителей определялись математические ожидания и среднеквадратические отклонения для каждого часа суток. Рассмотрение такого количества различных по мощности и производственным условиям потребителей (в особенности промышленного характера), а также величины дисперсий создают уверенность в достаточной достоверности результатов статистической обработки. Анализ суточных графиков потребителей для различных дней рабочей недели и разных условий погоды показывает, что наибольшее влияние эти факторы оказывают на форму графиков коммунально-бытовых потребителей и в значительно меньшей степени — потребителей электротранспорта и промышленности. С учетом этого в статистическую совокупность графиков нагрузок коммунально-бытовых потребителей было включено наибольшее число суточных графиков за различные сутки зимних месяцев (53).

В [Л. 1] показана приемлемость принятого периода осреднения, равного одному часу для условий, характерных для электрических сетей крупных городов.

Возможные отклонения средней величины мощности и среднеквадратического отклонения генеральной совокупности от полученных в результате статистической обработки [Л. 3] определялось по формулам:

$$\delta \bar{P} = \pm \frac{\beta \sigma}{\sqrt{\mu}}, \quad (7)$$

$$\delta \sigma = \pm \frac{\beta \sigma}{\sqrt{2\mu}}, \quad (8)$$

к нормальным, практически с достаточной степенью точности характеризуется первыми двумя центральными моментами — математическими ожиданиями, дисперсиями и коэффициентами корреляции между каждой парой величин. Рассматриваемые характерные потребители электроэнергии не связаны технологическими режимами работы, которые накладывали бы функциональную связь на режим электропотребления, однако деятельность людей, их ритм жизни в городе может наложить определенные стохастические связи. С целью выяснения указанных особенностей нагрузок потребители, электроснабжение которых предполагается осуществлять по одним и тем же

где  $\beta$  — степень надежности вероятности получаемого вывода принималась равной 2,0;

$\mu$  — число членов статистического ряда.

Значения средних, среднеквадратических отклонений в процентах от максимальной расчетной активной мощности, коэффициентов вариации нагрузки каждого вида потребителя, а также коэффициентов корреляции и ошибки в определении  $\bar{P}$  и  $\sigma$  для часов вечернего и утреннего максимумов приведены в табл. 1 и 2. Из табл. 1 видно, что ошибки в определении средних не превышают  $\pm 3,6\%$ , а среднеквадратических —  $\pm 2,5\%$  для принятой весьма малой вероятности их появления, равной примерно 0,045. Коэффициенты вариации изменяются в значительном диапазоне (0,136÷0,401) и зависят от вида потребителя. Из анализа корреляционной матрицы как для вечернего максимума, так и для утреннего видно, что между нагрузками различных видов потребителей в подавляющем большинстве случаев имеется весьма слабая корреляционная зависимость. Однако корреляционная связь между нагрузками одного вида довольно значительна, что необходимо учитывать во всех расчетах. Неучет корреляционных связей между нагрузками различных видов потребителей вносит в расчеты погрешность при определении максимальных активных нагрузок не более 5—7%, что вполне приемлемо при проектировании. Для определения максимальных нагрузок элементов сетей при представлении их случайными величинами были выполнены расчеты, при которых нагрузки отдельных потребителей моделировались случайными функциями за период времени, равный полным суткам.

Анализ показал, что замена случайной функции нагрузки случайной величиной на интервалах стационарности вполне допустима:

На рис. 3 показаны графики изменения максимальной, средней (математического ожидания) мощности и коэффициента одновременности одного характерного реального сочетания потребителей.

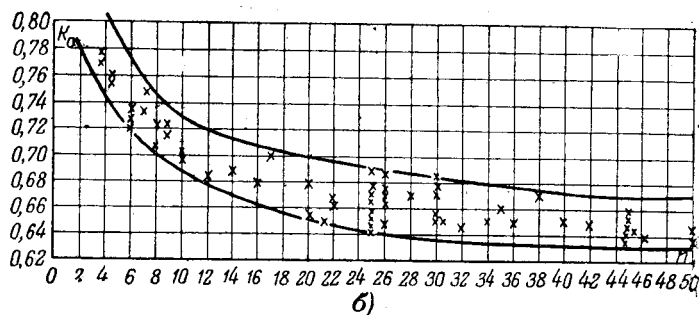
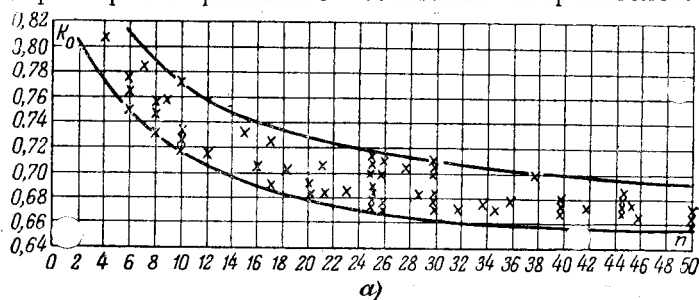


Рис. 2. Зависимость коэффициента одновременности от числа трансформаторных подстанций.  
а — при  $t=3$ ; б — при  $t=2,5$ .

Таблица 2

Коэффициенты корреляции между нагрузками различных видов потребителей

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
1	0,6634	-0,0549	-0,0408	0,2300	0,0045	-0,043	-0,1920	0,2410	0,0829	-0,0636	-0,0835	0,1134	0,1408	0,1017	0,0653	0,1174	0,0849	0,1981	0,1479	0,2180
2		-0,0197	-0,0399	0,200	0,0958	-0,0990	0,3315	0,2813	-0,0577	-0,3029	0,2317	0,0503	0,7159	-0,1896	-0,1965	0,7658	0,1722	-0,1877	-0,3868	-0,0340
3			-0,0198	0,1784	0,1212	-0,0267	-0,1685	-0,0111	0,4152	-0,0795	-0,0348	-0,1541	-0,0560	-0,1704	-0,0934	0,1408	-0,0860	-0,0814	0,1582	0,1310
4				0,2003	0,2171	-0,0512	-0,3336	-0,2857	0,3465	0,2839	-0,2208	0,043	0,0189	-0,1768	0,0377	0,1299	0,0019	-0,3024	0,1110	0,6271
5					-0,0653	0,2219	-0,1234	-0,0274	0,0890	-0,1321	-0,3240	-0,0385	-0,0664	0,2167	-0,1694	0,1143	-0,2248	-0,0553	-0,0922	0,1680
6					-0,1851	0,1088	-0,2757	0,0596	0,5218	0,1431	-0,3112	0,2147	-0,3381	0,0813	-0,3431	0,3126	0,1685	-0,0306	-0,0246	0,1671
7					0,1312	0,1781	0,1540	0,0703	0,1306	-0,0169	0,301	0,0923	0,3780	0,0239	0,2689	0,2583	0,0337	0,1479	0,2085	0,2260
8					-0,0933	-0,1777	-0,1739	-0,0705	0,3977	-0,2121	0,0053	0,0089	0,7060	-0,2123	0,2492	-0,0552	0,3813	-0,4090	-0,2754	0,1568
9					0,1291	-0,0444	-0,1697	0,0736	0,0674	0,0244	-0,0686	0,0281	0,0603	0,0841	0,0889	0,1247	-0,1054	-0,0885	0,2018	0,1261
10						0,0615	0,2944	-0,0913	-0,2519	0,2813	0,1759	0,1445	-0,3795	-0,4039	0,1582	0,0909	-0,0409	-0,1176	0,2422	0,0870
11							-0,2970	0,0400	0,0676	-0,0837	0,0113	0,0645	-0,0065	-0,0590	0,0033	-0,0269	-0,0173	0,0470	0,1730	0,5122
12							-0,1996	-0,1406	-0,1188	-0,2481	0,3317	-0,1582	0,0170	-0,1108	-0,0658	-0,1311	-0,3375	0,2397	0,0733	0,5779
13								0,2050	-0,0066	-0,1893	0,0374	-0,0189	-0,0348	-0,2710	-0,2273	-0,0118	-0,2299	-0,1394	-0,1581	-0,0360
14								0,0621	-0,2702	-0,2889	-0,2116	0,2320	0,0835	-0,1111	-0,1556	0,0264	-0,2904	-0,1360	-0,1341	-0,0822
15								0,929	0,0866	-0,1718	0,1212	-0,0133	0,5322	0,1151	0,1017	0,2334	-0,1709	0,0725	0,3330	0,4180
16									0,0240	-0,1718	0,0548	0,1485	0,1499	0,2292	0,0744	0,8110	0,0598	0,3411	-0,3185	-0,2491
17										0,0557	0,0548	-0,1543	-0,0467	0,0021	0,0568	0,2502	-0,0128	0,086	0,0570	0,2261
18										-0,0267	0,1490	-0,3360	-0,7083	-0,2080	-0,0619	-0,1078	0,5471	0,0527	0,2778	-0,4012
19											0,6212	-0,0166	0,1360	0,0733	0,2312	0,1733	-0,0388	0,2808	0,1032	0,1841
20												-0,7678	0,1165	-0,2102	0,1449	0,5409	0,3806	0,1657	0,1506	-0,1512
											0,4235	0,0229	-0,3702	0,1065	0,1411	0,1796	-0,1195	0,1155	0,0790	0,0561
												0,3684	-0,3702	0,3684	-0,0567	0,4170	0,0997	-0,2755	0,1706	-0,0818
												0,2530	0,1674	0,2530	0,0324	0,0830	0,0237	0,0012	0,0848	0,2469
												-0,4925		-0,4925	-0,0680	-0,4844	-0,5727	0,0145	0,0664	0,1393
												0,6718		0,6718	0,1484	-0,0425	0,0654	0,0607	0,0152	0,1970
															-0,2399	-0,3021	-0,2055	0,6159	-0,1485	-0,1915
															0,2269	-0,0340	-0,1127	-0,0749	0,1357	0,1523
																-0,1132	0,0493	-0,2512	-0,0747	0,2880
																0,0425	0,2447	0,0762	0,1128	0,1909
																	-0,1230	-0,4008	-0,0662	-0,0662
																	0,5165	-0,0054	-0,0198	-0,0687
																		-0,2309	0,1147	-0,3839
																		0,864	0,0522	0,0597
																			0,2465	-0,1244
																			0,5512	0,0629
																			-0,1746	-0,1746
																				0,5321

Примечание. В числителе — коэффициенты корреляции для вечернего максимума, в знаменателе — утреннего максимума. Диагональные элементы матрицы — коэффициенты корреляции между нагрузками трансформаторов одного вида потребителей.

Поэтому для определения наибольшего значения мощности следует использовать в большинстве случаев числовые характеристики вечернего максимума и лишь при значительном преобладании потребителей типа 2, 3, 5, 6, 7, 8, 9, 11, 12, 15 (табл. 1) расчет следует вести по характеристикам утреннего максимума.

С учетом этих результатов был разработан способ, описанный ниже.

**Упрощенный способ определения максимальных расчетных нагрузок.** Определение расчетных активных нагрузок сетей по приведенному выше алгоритму довольно сложно и в массовых проектных расчетах без использования ЭЦВМ вряд ли рентабельно. Поэтому предлагается применять коэффициент одновременности как отношение расчетной нагрузки к арифметической сумме расчетных нагрузок отдельных трансформаторов, получающих питание по той или иной линии электрической сети, т. е.

$$K_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \bar{P}_i + t \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2 + 2 \sum_{i < l} \rho_{il} \sigma_i \sigma_l}}{\sum_{i=1}^n P_{i \max}} \quad (9)$$

Расчетная вероятность максимума предполагается одинаковой как для суммарных нагрузок отдельных трансформаторов, так и для питающих и распределительных линий. (Пример расчета см. приложение 1.)

Для выяснения зависимостей коэффициента одновременности от различных параметров режима и схем, создания приближенного, но простого и удобного метода расчета был проведен эксперимент. Рассчитаны коэффициенты одновременности для 70 (из них 12 реальных и 58 искусственно подобранных) сочетаний потребителей периода максимума. Причем такие величины, как число трансформаторов  $x_0$ , суммарная мощность всех потребителей  $x_1$ , удельная мощность трансформаторов  $x_2$ , средняя загрузка их  $x_3$ , варьировались в очень широких пределах (табл. 3).

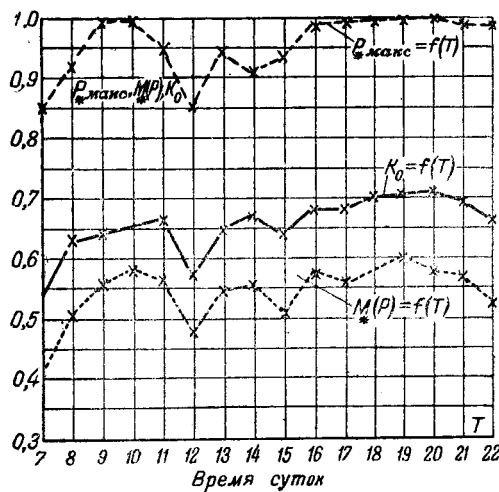


Рис. 3. Графики зависимости максимальной расчетной мощности, математического ожидания и коэффициента одновременности.  
— — —  $P_{\max}$ ; — — —  $K_0$ ; ...  $M(P)$ .

Таблица 3

Фактор	$x_0$	$x_1$ , Мвт	$x_2$ , Мвт/транс- форматор	$x_3$ , %
Диапазон изменения	3—50	0,9—18,1	0,102—0,875	43—110

Количество трансформаторов коммунально-бытовой и электротяговой нагрузок, односменных, двухсменных и трехсменных предприятий также изменялось в широких пределах, но их соотношения выбирались примерно так же, как в 12 реальных сочетаниях.

Результаты расчетов коэффициентов одновременности при нормированном среднеквадратическом отклонении, равном 3 и 2,5, приведены на рис. 2, а и б. Из приведенных результатов видно, что строгой функциональной зависимости коэффициентов одновременности от указанных факторов получить не удастся, поэтому был сделан регрессионный анализ с использованием метода наименьших квадратов (см. приложение 2).

Строгой оценки эффективности применение метода наименьших квадратов для определения коэффициентов регрессии в случае отсутствия информации о законе распределения исследуемой величины невозможно дать, и поэтому если имеет место нормальное распределение для случайной величины, то метод наименьших квадратов можно рассматривать как частный случай метода максимума правдоподобия [Л. 6]. Оценку эффективности в подобном случае можно произвести с помощью инженерных методов.

Результаты регрессионного анализа и окончательные уравнения регрессии приведены в табл. 4.

Таблица 4

№ уравнения	$t$	$x_0$	Уравнения регрессии	Общий коэффициент корреляции	Среднеквадратическая ошибка
(I)	3	3—10	$-0,0225 x_0 + 0,0144 x_1 - 0,125 x_2 + 0,935$	0,497	0,0671
(II)	3	10—50	$-0,0019 x_0 + 0,00128 x_1 - 0,0107 x_2 + 0,734$	0,697	0,0161
(III)	2,5	3—10	$-0,0203 x_0 + 0,0139 x_1 - 0,111 x_2 + 0,885$	0,479	0,0734
(IV)	2,5	10—50	$-0,00217 x_0 + 0,00219 x_1 - 0,009 x_2 + 0,691$	0,728	0,0151

В уравнениях регрессии (табл. 4) не учтена загрузка трансформаторов, так как уточнения, вносимые учетом этого фактора, практически равны нулю.

Эти уравнения регрессии можно использовать в перспективных проектных расчетах. При определении коэффициента одновременности следует учитывать три фактора:

а) число трансформаторов, получающих питание по линиям 6—10 кв;

б) суммарную мощность всех трансформаторов (арифметическое суммирование суммарных нагрузок отдельных трансформаторов);

в) удельную мощность, приходящуюся на один трансформатор.

Уравнения (I) и (III) интерпретируются для расчета распределительных линий (II) и (IV) — для питающих.

Коэффициент вариации в основном также зависит от числа трансформаторов и изменяется в пределах 0,25 ÷ 0,12 при 3—10 трансформаторах и 0,09 ÷ 0,04 при 30—50 трансформаторах.

Анализ коэффициентов корреляции между нагрузками одного вида потребителей и предварительные расчеты показывают, что величина коэффициента одновременности также зависит от доли каждого вида потребителей в общем составе рассматриваемого сочетания.

Выяснение такого рода зависимостей можно выполнить с помощью подобного регрессионного анализа по результатам расчетного эксперимента, в котором помимо факторов (табл. 3) широко варьировалась бы доля каждого вида потребителя.

Выше были приведены формулы определения вероятностных характеристик потерь мощности в отдельных элементах сети и по сети в целом.

Представляет интерес возможность более упрощенного определения как математического ожидания потерь активной мощности, так и максимальных значений, например, в условиях достаточно высокой степени компенсации реактивной мощности у потребителей.

Согласно формулам (5) и (6) максимальное значение потерь мощности в  $k$ -ом элементе сети при указанных допущениях:

$$\Delta P_{k \max} = 3 \left[ M(I_k^2) r_k + t \sqrt{D(I_k^2) r_k^2} \right] = 3r \{ D(I_k) + [M(I_k)]^2 + t \sqrt{2[D(I_k)]^2 + 4[M(I_k)]^2 D(I_k)} \}, \quad (10)$$

Здесь  $t = 3$  — нормированное среднеквадратическое отклонение. Упрощенная формула потерь мощности в элементе сети с использованием расчетного максимального тока:

$$\Delta P'_{k \max} = 3r I_{p \max}^2. \quad (11)$$

Выражая погрешность в определении математического ожидания и максимальных потерь через коэффициент вариации  $\gamma = \frac{\sqrt{D(I_k)}}{M(I_k)}$ , получаем после некоторых преобразований:

$$\delta(\Delta P_{k \max}) = \frac{\Delta P_{k \max} - \Delta P'_{k \max}}{\Delta P_{k \max}} = \frac{t\gamma(\sqrt{2}\sqrt{\gamma^2 + 2} - 2) + \gamma^2 - t^2\gamma^2}{[1 + \gamma^2 + t\sqrt{2}\gamma\sqrt{\gamma^2 + 2}]},$$

$$\delta[M(\Delta P)] = \frac{\gamma^2}{1 + \gamma^2}.$$

На рис. 4 приведены зависимости  $\delta(\Delta P_{k \max}) = f(\gamma)$  и  $\delta[M(\Delta P)] = f(\gamma)$ . На основании этих зависимостей можно сделать вывод, что определение математического ожидания и максимальных значений потерь мощности в линиях питающей сети можно с приемлемой точностью производить по упрощенной формуле (11). В линиях распределительной сети, в особенности на участках, питающих небольшое число трансформаторов (меньше 7—8),

потери мощности необходимо вычислять по уточненной формуле.

В заключение следует отметить, что изложенный метод определения расчетных нагрузок не должен трактоваться как математическое описание реального изменения нагрузки в линиях, хотя он имеет отношение к нему. Как и всякий статистический метод, данный метод является математическим описанием того, что мы можем знать о нагрузке, и служит для представления статистических предсказаний относительно результатов измерений, которые можно произвести в сети.

**Выводы.** 1. На основании статистической обработки многочисленных графиков активных мощностей различных видов потребителей получены вероятностно-статистические характеристики нагрузок.

2. В уточненных эксплуатационных расчетах токораспределения следует моделировать нагрузку комплексной случайной функцией с коррелированными действительными и мнимыми составляющими. Получение вероятностных характеристик реактивной мощности и выяснение взаимных зависимостей между изменением активной и реактивной мощности при различных условиях компенсации реактивной мощности — актуальная научно-техническая проблема.

3. В перспективных проектных расчетах максимальную активную нагрузку можно определять по приближенным уравнениям регрессии.

4. Расчетные нагрузки линий питающих и распределительных сетей по изложенным методам существенно ниже определенных согласно ПУЭ.

**Приложение 1. Пример расчета максимальной нагрузки распределительной линии.** По линии распределительной сети получают электроэнергию потребители, расчетные активные мощности, математические ожидания и среднеквадратические отклонения, которые приведены в табл. 5. Определить максимальную мощность на головном участке линии.

Таблица 5

Вид нагрузки сетевого трансформатора	$P_{p \max}, \text{квт}$	$\bar{P}, \text{квт}$	$\sigma, \text{квт}$
Коммунально-бытовая .	380	234	42,6
Механический завод . .	440	193	59,8
Хладокомбинат . . . .	610	278	84,7
Коммунально-бытовая . .	350	215	39,2
Тяговая подстанция . .	550	335	45,7
Промскладская база . .	280	150	36,7
Зрелищное предприятие	350	150	57,7
Коммунально-бытовая	590	363	66,1

Значения математических ожиданий среднеквадратических отклонений и корреляционных моментов рассчитаны по данным табл. 1 и 2 для часов вечернего максимума, так как в составе общего числа потребителей нет преобладающего числа промышленных.

Матрица корреляционных моментов связи между нагрузками сетевых трансформаторов:

$$K_{nl} = \begin{vmatrix} 1810 & -140 & 422 & 1110 & 384 & 177 & 208 & 1870 \\ & 3580 & 714 & -129 & -223 & -340 & -297 & -218 \\ & & 7300 & 390 & 296 & 577 & 1200 & 655 \\ & & & 1540 & 356 & 163 & 192 & 1730 \\ & & & & 2080 & 194 & -143 & 597 \\ & & & & & 1340 & -252 & 275 \\ & & & & & & 3340 & 323 \\ & & & & & & & 4360 \end{vmatrix}.$$



# Об оценке величины потерь энергии в электрических сетях<sup>1</sup>

Канд. техн. наук, доц. С. Д. ВОЛОБРИНСКИЙ

Ленинград

Наиболее распространенным методом оценки величины годовых потерь активной энергии в разомкнутых электрических сетях промышленных предприятий, городов, а также электрических систем является их вычисление с помощью годового времени потерь по общественной формуле:

$$\Delta W_{\text{а.г.ед}} = 3I_M^2 r_{\tau_M} 10^{-3} = \frac{S_M^2}{U^2} r_{\tau_M} 10^{-3}, \text{ [квт} \cdot \text{ч]}, \quad (1)$$

где  $S_M$  — полная максимальная, передаваемая по линейному элементу сети, мощность, *кВА*;

$U$  — напряжение сети (часто принимаемое равным номинальному), *кВ*;

$\tau_M$  — годовое число часов максимальных потерь (время потерь), определяемое по току или полной мощности нагрузки

$$\tau_M = \frac{\int_0^{8760} I^2 dt}{I_M^2} = \frac{\int_0^{8760} S^2 dt}{S_M^2}.$$

Последнее равенство справедливо при неизменном или мало изменяющемся напряжении.

В настоящее время в СССР принято определять величину  $\tau_M$  по кривым [Л. 1]:

$$\tau_M = f(T_{M.a}; \cos \varphi_{c.g.}), \quad (1a)$$

где  $T_{M.a}$  — время использования максимума активной мощности;

$\cos \varphi_{c.g.}$  — средневзвешенное значение коэффициента мощности.

Критика указанного метода определения времени потерь дана в [Л. 2] и здесь не повторяется. Принципиальной основой этой критики является замечание, что упомянутые кривые предполагают неизменной величину  $\cos \varphi$  в течение всего года и что эти кривые фактически не отражают влияние формы годового графика на величину  $\tau_M$ . На основании этого в [Л. 2] делается вывод, что пользование кривыми «может привести к значительным ошибкам».

В [Л. 3] сделано предложение об определении величины потерь с учетом вероятностного характера токовых нагрузок фидеров. В этой работе доказывается, что расчетные потери резко завышены против действительных. С целью уточнения результатов в [Л. 3] предложено вести расчет по числу часов номинальных потерь для данной линии. Однако в выражение этой величины входят коэффициент сменности по энергоиспользованию и коэффициент спроса по току, данные о числовых значениях которых еще менее отработаны и менее надежны, чем по времени использования максимума активной мощности, применяемому при обычных способах определения времени потерь по кривым. Для накопления данных об этих коэффициентах требуется проведение большого количества обследований предприятий разных отраслей.

Настоящая статья не имеет цели оспаривать критические замечания, высказанные в [Л. 2], они в большинстве своем справедливы. Однако выводы о непригодности существующих методов для практических расчетов вызывают сомнения.

Прежде всего необходимо выяснить вопрос о цели и требуемой точности расчетов потерь. Как известно, потери энергии в элементах электрических сетей рассчитываются для оценки к. п. д. или с целью определения себестоимости передачи энергии; они также включаются в годовые эксплуатационные расходы при технико-экономическом сравнении вариантов электроснабжения по приведенным (расчетным) затратам или для оценки эффективности мероприятий по реконструкции сетей (например, перевода на повышенное напряжение и др.).

Требуемая точность всех перечисленных видов расчетов невысока. Если же учесть удельный вес стоимости потерь в приведенных затратах, то станет очевидным, что допустимые ошибки при расчете величины потерь во всяком случае могут быть больше, чем при определении самих электрических нагрузок, которыми эти потери обусловлены. Допустимые ошибки при расчете электрических нагрузок приняты в [Л. 4] равными  $\pm 10\%$ .

Лишь в некоторых особых случаях расчета, как например, при выборе мощности компенсирующих устройств и их размещения в сетях, величина потерь энергии имеет решающее значение. Однако и здесь требуемая точность не должна превосходить точности прогнозирования самих нагрузок.

В действительности в самой структуре выражения (1) заложены причины невысокой точности результата — прежде всего потому, что токовая нагрузка определяется по величине расчетной активной мощности [Л. 4] и величине  $\cos \varphi$  в час максимума, которая оценивается весьма приближенно.

Источники погрешности определения токовой нагрузки более подробно изложены в [Л. 5] и здесь не рассматриваются.

Возведение числовой величины тока в выражении (1) в квадрат, конечно, соответственно увеличивает ошибку.

Совершенно очевидно, что при такой органической присущей выражению (1) погрешности нет никаких оснований требовать определения третьей, входящей в это выражение величины, — времени потерь  $\tau_M$  — с повышенной точностью.

Основываясь на высказанных соображениях, можно использовать для определения величины времени потерь формулу, предложенную в [Л. 6]:

$$\tau_M = \left(0,124 + \frac{T_M}{10\,000}\right)^2 8760 \text{ [ч]}^*. \quad (2)$$

\* Это выражение использовано также проф. П. Г. Грудинским в его докладе о расчете потерь на научно-техническом совещании по внутризаводскому распределению электроэнергии, состоявшемся в Одессе в декабре 1966 г.

<sup>1</sup> В порядке обсуждения.

Если в приведенном выражении  $T_M$  представляет собой время использования максимальной токовой нагрузки, то и время потерь будет определено по тому же показателю, т. е. именно так, как это имеется в виду в выражении (1). Однако на практике годовое число часов использования максимума обычно относится к активной нагрузке и определяется по известному простому соотношению:

$$T_{M,a} = \frac{W_{a,год}}{P_M}. \quad (3)$$

Все приводимые справочные числовые данные о времени использования максимума по различным видам производств составлены по последнему выражению.

Формула (3) положена также в основу кривых [Л. 1], что и послужило для авторов статьи [Л. 2] одним из оснований для их критики.

Ниже приводится простая методика пересчета величины времени использования максимума активной мощности ( $T_{M,a}$ ) на время использования максимума тока или полной мощности ( $T_M$ ).

При переменном значении  $\cos \varphi$  в течение года величина годового расхода активной и реактивной энергии  $W_{a,год}$  и  $W_{p,год}$  не будут пропорциональны друг другу. Поэтому время использования максимума реактивной мощности:

$$T_{M,r} = \frac{W_{p,год}}{Q_M} \quad (4)$$

в общем случае не равно  $T_{M,a}$ .

Годовое время использования максимума тока при неизменном напряжении, совпадающее с временем использования полной мощности, равно:

$$T_M = \frac{\int_0^{8760} I dt}{I_M} = \frac{\int_0^{8760} S dt}{S_M} = \frac{\int_0^{8760} (P^2 + Q^2) dt}{S_M}.$$

Расчеты показывают, что при вариации  $\cos \varphi$  в практически возможных пределах  $0,6 \div 0,95$  для графиков различных очертаний (в том числе «крайних» конфигураций, приведенных в [Л. 2]), последнее выражение может быть заменено следующим:

$$T_M = \frac{\sqrt{W_{a,год}^2 + W_{p,год}^2}}{S_M}$$

или

$$T_M = \frac{\sqrt{(T_{M,a} P_M)^2 + (T_{M,r} Q_M)^2}}{S_M}.$$

Ошибка от такой замены не превосходит 3%.

Учитывая, что  $\frac{P_M}{S_M} = \cos \varphi_M$  и  $\frac{Q_M}{S_M} = \sin \varphi_M$ , можем написать:

$$T_M = \sqrt{T_{M,a}^2 \cos^2 \varphi_M + T_{M,r}^2 \sin^2 \varphi_M}. \quad (5)$$

Все величины, стоящие в правой части этого уравнения, всегда известны: в условиях действующих установок — по записям показаний счетчиков и контрольным графикам нагрузки, при проектировании — из данных определения нагрузок и расчетов годового расхода активной и реактивной энергий.

Достоинством формулы (5) является то, что входящее в нее значение  $\cos \varphi_M$  и соответствующая величина  $\sin \varphi_M$  отнесены к часу максимальной нагрузки и берутся либо по показаниям счетчиков за этот час, либо непосредственно из проектных данных по расчету нагрузок.

Значение  $T_M$ , найденное из (5), подставляется в выражение (2), сразу же определяющее полное время потерь для данных условий. Числовые значения последнего для разных сочетаний  $T_{M,a}$  и  $T_{M,r}$  при их вариации в реально возможных пределах и при разных значениях  $\cos \varphi_M$  приведены в таблице.

Числовые значения времени использования максимума полного тока

$\cos \varphi_M$		$T_{M,r}, \text{ч}$			
		2 000	4 000	6 000	8 000
$T_{M,a} = 2 000 \text{ ч}$	0,95	2 000	2 280	2 680	3 160
	0,9	2 000	2 550	3 310	3 940
	0,8	2 000	2 890	3 940	5 060
	0,7	2 000	3 130	4 430	5 770
$T_{M,a} = 4 000 \text{ ч}$	0,95	3 850	4 000	4 240	4 570
	0,9	3 700	4 000	4 450	5 020
	0,8	3 430	4 000	4 720	5 780
	0,7	3 130	4 000	5 050	6 250
$T_{M,a} = 6 000 \text{ ч}$	0,95	5 730	5 830	6 000	6 230
	0,9	5 480	5 690	6 000	6 450
	0,8	4 940	5 380	6 000	6 780
	0,7	4 430	5 050	6 000	7 000
$T_{M,a} = 8 000 \text{ ч}$	0,95	7 600	7 690	7 710	8 000
	0,9	7 260	7 430	7 670	8 000
	0,8	6 520	6 850	7 340	8 000
	0,7	5 770	6 250	7 000	8 000

Предлагаемый метод расчета достаточно прост, не требует применения каких бы то ни было новых числовых или статистических данных и обеспечивает требуемую точность результата.

Числовой пример расчета приведен в приложении.

Изложенное позволяет сделать заключение о том, что предлагаемая в [Л. 2] замена кривых  $\tau_M = f(T_{M,a}; \cos \varphi_{с.в.})$ , приведенных в [Л. 1] другими, в том числе разработанными зарубежными авторами, не имеет достаточных оснований. Формула (2) с учетом изложенной в настоящей статье простой методики определения полного времени потерь по значениям  $T_{M,a}$ ,  $T_{M,r}$  и  $\cos \varphi_M$  практически решает задачу определения потерь с совершенно достаточной точностью.

Что касается предложений, содержащихся в [Л. 3], то они представляются формально достаточно обоснованными применительно к линиям цеховых сетей, нагрузки которых непрерывно изменяются по вероятностным законам. Однако, как уже указывалось, отсутствие достаточных статистических данных о величинах коэффициентов, входящих в предлагаемые автором [Л. 3] выражения, делает эти формулы в данное время мало приемлемыми для практического использования.

**Выводы.** 1. Расчеты потерь в сетях не требуют особой точности. Сама структура формулы потерь (1) при существующих способах расчета токовых

нагрузок приводит к заметным ошибкам (до 20%). Существенное уточнение времени потерь недостижимо также в силу ориентировочных числовых значений времени использования максимума, в зависимости от которого эта величина определяется.

2. Время годовых потерь должно определяться обязательно по токовой нагрузке. Для этого оно должно быть выражено в функции от времени использования максимума тока или полной мощности, а не активной мощности, как это обычно делается. Предложенный в статье способ расчета с использованием формулы обеспечивает достаточную точность.

3. Несмотря на наличие некоторых принципиальных ошибок, допущенных при построении кривых [Л. 1], выявленных в статье [Л. 2], они все же вполне пригодны для ориентировочных расчетов величины потерь, если значение  $\cos \varphi$  колеблется на протяжении года в небольших пределах.

**Приложение.** Определить время годовых потерь для воздушной линии 35 кВ, по которой в течение года передано  $40 \cdot 10^6$  кВт·ч активной и  $36 \cdot 10^6$  квар·ч реактивной энергии. Максимум нагрузки составляет 10 Мва при  $\cos \varphi_m = 0,8$ .

Определим расчетные максимумы активной и реактивной нагрузок:

$$P_m = 10 \cdot 0,8 = 8 \text{ Мвт} \quad Q_m = 10 \cdot 0,6 = 6 \text{ Мвар.}$$

Далее имеем:

$$T_{m.a} = \frac{40 \cdot 10^6}{8 \cdot 10^3} = 5000 \text{ ч.}$$

$$T_{m.p} = \frac{36 \cdot 10^6}{6 \cdot 10^3} = 6000 \text{ ч.}$$

По формуле (5) определим:

$$T_m = \sqrt{5000^2 \cdot 0,8^2 + 6000^2 \cdot 0,6^2} = 5380 \text{ ч.}$$

(Интерполяцией цифр вышеприведенной таблицы между значениями  $T_{m.a}$  4000 и 6000 ч для  $T_{m.p} = 6000$  ч при  $\cos \varphi_m = 0,8$  мы получили бы:

$$T_m = 4720 + \frac{6000 - 4720}{2} = 5360 \text{ ч,}$$

что практически совпадает с точным расчетом по формуле).

Полное время потерь по току определяется по выражению (2):

$$\tau_m = \left(0,124 + \frac{5380}{10000}\right)^2 \cdot 8760 = 3810 \text{ ч.}$$

По кривым [Л. 1] мы получили бы  $\tau_m = 3600$ — $3700$  ч, что мало отличается от полученного выше значения.

#### Литература

1. Глазунов А. А. и Глазунов А. А., Электрические сети и системы, Госэнергоиздат, 1960.
2. Клебанов Л. Д. и Кунин Р. З., К вопросу об определении времени потерь, «Электричество», 1966, № 4.
3. Мешель Б. С., Вероятностно-статистические методы оценки потерь в проводниках промышленных электрических сетей, «Электричество», 1966, № 12.
4. Временные руководящие указания по определению электрических нагрузок промышленных предприятий, Госэнергоиздат, 1962.
5. Волобровский С. Д., Каялов Г. М., Клейн П. Н. и Мешель Б. С., Электрические нагрузки промышленных предприятий, изд-во «Энергия», 1964.
6. Залесский А. М., Передача электрической энергии, Госэнергоиздат, 1948.

[5.7.1967]



УДК 621.311.153

## Влияние однородности нагрузок на качество электрической энергии

Инж. Я. Д. БАРКАН

Рига

Необходимость получения большого объема информации требует ее предварительной обработки. Для этой цели в последнее время все более широко применяются статистические приборы, представляющие информацию либо в виде плотности распределения, либо в виде его числовых характеристик.

Графики нагрузок и, следовательно, отклонений напряжения представляют собою в общем случае нестационарный случайный процесс и его исследование методами случайных величин должно проводиться по сечениям, соответствующим определенному времени суток. Подобная статистическая информация необходима, например, для анализа режима сети во время максимальных и минимальных нагрузок.

Что же касается интегральной плотности распределения, то ее следует рассматривать в качестве производной графика длительности отклонения напряжения, содержащем определенную информацию

о режиме сети. Так, из интегральной информации могут быть получены сведения о вероятности различных отклонений напряжения, среднем значении и стандартном отклонении в ряде случаев достаточных для суждения о необходимых мероприятиях по улучшению режима сети.

При однородных графиках нагрузки графики напряжения в различных точках сети подобны и отличаются лишь масштабом по оси ординат (рис. 1). При этом следует иметь в виду, что если пренебречь математическим ожиданием, то могут быть два типа графиков, являющихся зеркальным изображением друг друга, например, кривые 1—7 и 8—14. Соответствующие кривые плотности распределения приведены на рис. 2. Из этого рисунка следует, что форма кривых плотности распределения различна для графиков с различной глубиной изменения напряжения. Однако семейство кривых плотностей распределения для однородных нагрузок имеет и некоторые общие черты. Графики напряжения для

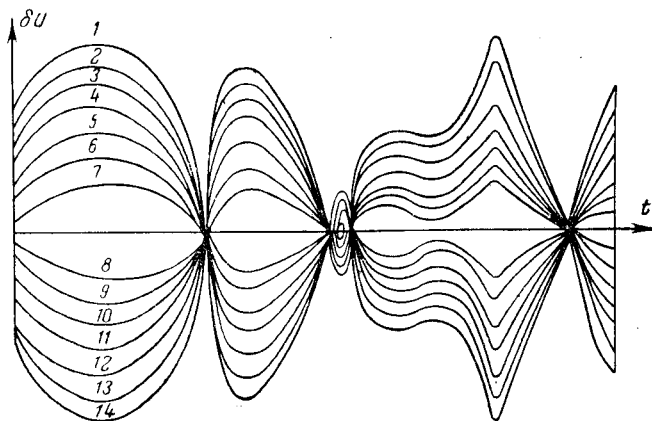


Рис. 1. Графики отклонений напряжения на шинах ЦП при различных уставках токовой компенсации, а также (пренебрегая средними значениями отклонений) в различных точках сети при однородных нагрузках.

однородных нагрузок могут быть выражены в следующем виде:

$$U(t) = zu(t),$$

где  $u(t)$  — форма графика напряжения во времени;  $z$  — коэффициент, являющийся функцией электрического расстояния от точки питания сети и определяющий масштаб по оси ординат.

Можно показать, что для подобной функции отношение предельных отклонений  $\Delta U$  к стандартному отклонению  $\sigma$  — величина постоянная, общая для всего семейства кривых плотности распределения, независимо от их формы:

$$\frac{\Delta U}{\sigma} = \text{const} = K. \quad (1)$$

Естественно, что различным типам графиков напряжения будут соответствовать свои  $K$ , которые в ряде случаев позволяют плотности распределения отнести к тем или иным типам протекания процессов во времени. На рис. 3 приведены некоторые соотношения величин  $K$  и конфигураций графиков напряжения во времени.

Согласное регулирование в точке питания сети сводится к осуществлению графика напряжения, подобного графику нагрузки. Так, например, график напряжения в точке питания может поддерживаться по кривой 8 на рис. 1. По сравнению со стабилизацией напряжения это вводит коррекцию  $\delta U_p$ , одинаковую во всех точках сети. Если при этом в определенной точке сети напряжение изменялось

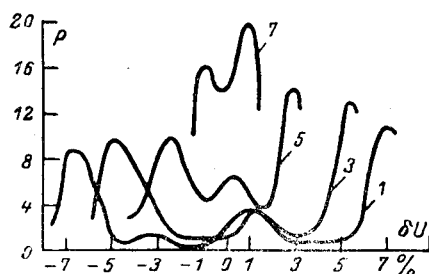


Рис. 2. Кривые плотности распределения отклонений напряжения для графиков, изображенных на рис. 1.

по кривым 4, то коррекция приведет к его изменению по кривой 5. Пренебрегая математическим ожиданием величин, которые устанавливаются выбором общего уровня регулирования и ответвлениями трансформаторов в сети, качество напряжения определяется его стандартными отклонениями, разными в различных точках сети. Из теории вероятности следует, что стандартное отклонение при наличии регулирования (исправленное значение), равно:

$$\sigma'_c = \sigma_c^2 + \sigma_n^2 - 2r\sigma_c\sigma_n, \quad (2)$$

где  $\sigma'_c$  — стандартное отклонение в точке сети до ввода согласного регулирования (при стабилизации напряжения);

$\sigma_n$  — стандартное отклонение графика согласного регулирования на центральном пункте (ЦП);

$r$  — коэффициент корреляции этих двух графиков.

Вводим обозначения:

$$\sigma_n = a\sigma_c.$$

В этом случае:

$$\sigma'_c = \sqrt{1 + a(a - 2r)} \sigma_c = c\sigma_c.$$

Коэффициент  $a$  — показатель удаленности рассматриваемой точки от ЦП. Наибольшего значения  $a$  достигает вблизи ЦП. Чем дальше от ЦП, тем меньшим он становится.

В подавляющем большинстве точек сети  $a < 2$  и лишь в непосредственной близости от ЦП  $a$  может быть больше двух. Что касается коэффициента  $c$  (рис. 4), то он является показателем эффективности согласного регулирования. Чем меньше эта величина, тем более эффективно согласное регулирование. Нетрудно убедиться в том, что  $c$  будет равно наименьшему значению при  $r=1$ , т. е. при однородных графиках нагрузки. В этом случае:

$$c = |1 - a|$$

и

$$\sigma'_c = \sigma_c \pm \sigma_n.$$

Знак « $\pm$ » используется из-за того, что само стандартное отклонение исчисляется безотносительно к знакам. Знак « $+$ » соответствует вели-

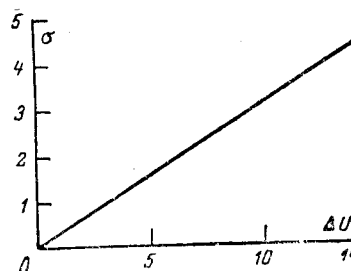


Рис. 3. Зависимость  $\sigma = f(\Delta U)$  для графиков, изображенных на рис. 1.

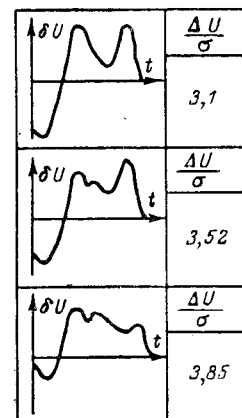


Рис. 4. Отношение  $\Delta U/\sigma$  для некоторых типов графиков напряжений (сезонные изменения графиков нагрузки нагрузочного узла).

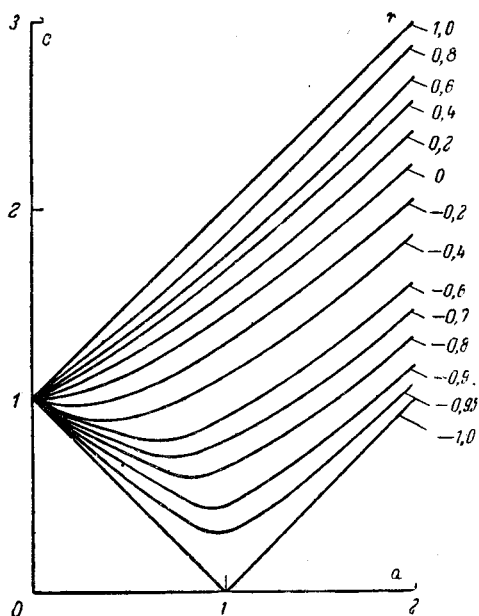


Рис. 5. Показатель эффективности централизованного регулирования напряжения в функции удаления от ЦП при различных коэффициентах корреляции.

чинам  $a > 2$ , а знак «—» —  $a < 2$ . Нетрудно показать, что для  $a=1$   $c=0$ . В этой точке сети поддерживается постоянное напряжение. Обычно в качестве такой точки выбираются низковольтные шины одного из трансформаторных пунктов (ТП), находящегося на определенном расстоянии от ЦП, например, на расстоянии 5 или 7,5% падения напряжения в высоковольтной распределительной сети. Эта точка назначается в качестве контрольной точки распределительной сети.

При неоднородных нагрузках ( $r < 1$ ) эффективность регулирования снижается. Величина  $c$  при этом повышается.

Если для  $r=1$   $c=0$  при  $a=1$ , то для  $r < 1$  минимальное значение  $c$  будет иметь место при

$$\frac{\partial c}{\partial a} = \frac{2a - r}{\sqrt{a^2 - ar + 1}} = 0,$$

т. е. при

$$a = r. \quad (3)$$

Минимальное значение  $c$ :

$$c_{\min} = \sqrt{1 - r^2}$$

в зависимости от  $r$  приведено на рис. 5. Там же даны зависимости  $c$  от  $r$  для различных значений  $a$ . Из рисунка следует, что при  $r < 1$  величина  $c$  существенно повышается для значений  $a > 0,6$ , т. е. для наиболее часто встречающихся соотношений. В случаях, когда неоднородность графиков нагрузки определяется коэффициентом корреляции  $r < 0,6$ , и  $\sigma_c$  в сети может достигать существенных значений, возникает вопрос о подборе нагрузок, питающихся от регулирующих устройств, по признаку однород-

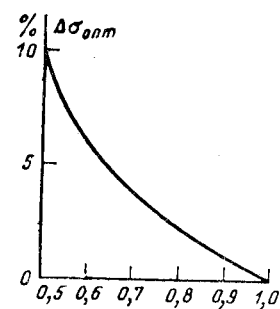
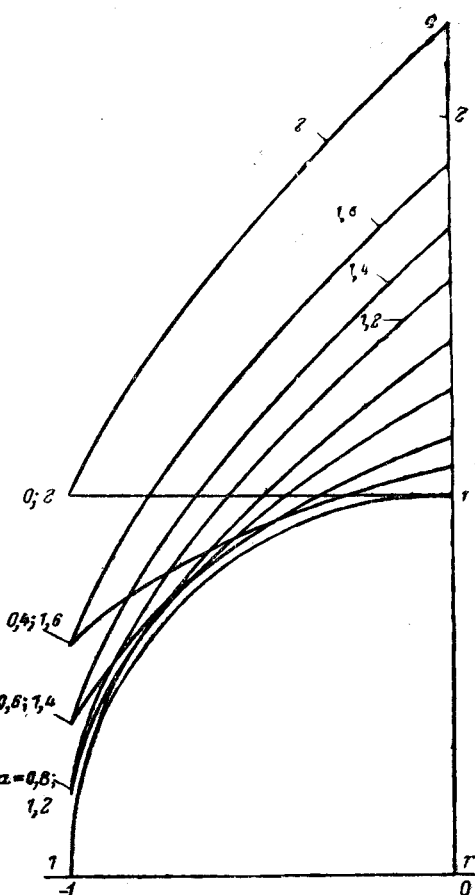


Рис. 6.

ности, т. е. достаточно высокими взаимными коэффициентами корреляции.

Необходимо отметить, что при  $r=0$  согласное регулирование во всех случаях ухудшает качество напряжения в соответствующей части сети, так как  $c > 1$ . Если удельный вес нагрузки, отличающейся от остальной, существенен, то при отсутствии отдельных средств регулирования может оказаться целесообразным  $c=0$ , т. е. не согласное регулирование, а стабилизация напряжения.

Как минимум могут потребоваться два регулирующих устройства. Нагрузки должны подбираться так, чтобы взаимные коэффициенты корреляции нагрузок линий и суммы нагрузок были, по крайней мере,  $r > 0,6$ . Естественно, что схема подстанции должна допускать подобную группировку линий. Следовательно, выбор схемы подстанции должен производиться исходя не только лишь из числа отходящих линий, но и из однородности нагрузок. Применение дополнительных регулирующих устройств производится с учетом технико-экономических соображений.

Можно показать, что при известных коэффициентах корреляции:

$$c = \sqrt{1 + a^2 - 2ra} \geq 1,$$

начиная со значений

$$a = 2r.$$

Регулирование напряжения в распределительной сети улучшается при условии, что средневзвешенное стандартное отклонение минимально. Несмотря на различие форм кривых распределения отклонений напряжения у отдельных потребителей, в среднем по сети это будет соответствовать максимуму попадания параметров напряжения в допустимые пределы.

В дальнейшем регулирование напряжения в распределительной сети целесообразно проводить так, чтобы в некоторой точке поддерживалось минимальное значение  $\sigma'_c$ . В этой так называемой контрольной точке напряжение может контролировать-

ся с помощью статистического прибора. При этом может быть определено значение  $\sigma_c$  (при  $\sigma_n=0$ ) и  $\sigma'_c$ .

Коэффициент корреляции может быть определен из двух режимов по выражению (2) как

$$r = \frac{\sigma_c^2 - \sigma'_c{}^2 + \sigma_n^2}{2\sigma_c\sigma_n}.$$

Из выражения (2) определяем:

$$\sigma_c = r\sigma_n \pm \sqrt{r^2\sigma_n^2 - (\sigma_n^2 - \sigma'_c{}^2)}.$$

Поправку значения  $\sigma_n$  для одной нагрузки находим с учетом (3):

$$\Delta\sigma_n = r\sigma_c = r \left[ r\sigma_n \pm \sqrt{r^2\sigma_n^2 - (\sigma_n^2 - \sigma'_c{}^2)} \right] \quad (4)$$

при  $r=1$

$$\sigma_{\text{опт}} = \sigma_n \pm \sigma'_c. \quad (5)$$

В среднем по сети

$$\Delta\sigma_n = \frac{1}{\sum_k p_i} \sum_k^k p_i r_i \sigma_i,$$

где  $p_i$  — «весовые» коэффициенты отдельных нагрузок, отражающих их значимость.

Приведенный метод контроля регулирования напряжения в сети указывает на возможность применения статистических приборов не только в сети, но и на понижающей подстанции. Для этого опыт проводится 2 раза. В первом случае при некотором согласном регулировании на подстанции определяется  $\sigma'_c$  и  $\sigma_n$ . Затем изменяется уставка токовой компенсации регуляторов напряжения ЦП до нулевого значения и определяется  $\sigma_c$  при  $\sigma_n=0$ . Второй опыт может служить как для определения коэффициента корреляции  $r$ , так и для определения знака в выражении (5). Если в результате изменения  $\sigma_n$ ,  $\sigma_c$  уменьшается, то новое значение  $\sigma_{\text{опт}}$  определяется из (5) со знаком «—». В противном случае необходимо брать знак «+».

Новая уставка токовой компенсации, необходимая для получения  $\sigma_{c \min}$ , может быть получена из выражения (1), так как получение гистограммы напряжения статистическими приборами сопровождается одновременным определением  $\Delta U_n$ . Необходимый диапазон изменения напряжения на шинах ЦП может быть получен из следующего выражения:

$$\Delta U_{\text{опт}} = \frac{\Delta U_n}{\sigma_n} \sigma_{\text{опт}}.$$

Степень однородности нагрузок сказывается также и на рассеянии падений напряжений в линии от ЦП до рассматриваемой точки. Можно сказать, что суммарная дисперсия падения напряжения  $\sigma_\Delta$  является результатом суммы дисперсий падений напряжения от единичных нагрузок  $\sigma_{\Delta m}$ , каждая из которых участвует в сумме с долевым участием  $k_s$ , и удвоенной суммы корреляционных моментов:

$$\sigma_\Delta^2 = \sum_k^n k_m^2 \sigma_{\Delta m}^2 + 2 \sum_{m=1}^{n-1} r_{ms} k_s \sigma_{\Delta m} \sigma_{\Delta s}.$$

Если предположить коэффициенты корреляции изменяющимися от 1 до нуля (положительными), то чем меньше  $r$  и, следовательно, нагрузки менее однородны, тем меньше дисперсия падений напряжений. Таким образом, присоединение к одной распределительной линии разнородных нагрузок в известной степени снижает рассеяние отклонений напряжения. Благодаря этому коэффициенты корреляции графиков напряжения существенно выше коэффициентов корреляции графиков нагрузок.

**Выводы.** 1. Отношение предельного изменения напряжения в различных точках сети к стандартным отклонениям при однородных нагрузках — величина постоянная, независимо от формы кривой плотности распределения.

2. Мерой однородности графиков напряжения является коэффициент корреляции. С уменьшением коэффициентов корреляции эффективность централизованного регулирования существенно снижается. Необходимо добиваться, чтобы коэффициенты корреляции графиков напряжения не были ниже 0,7—0,6, а по возможности превышали 0,8.

3. Для этого на ЦП должны быть как минимум два регулирующих устройства. Схема ЦП должна позволять группировать нагрузки по степени однородности.

4. Статистические приборы интегрального контроля напряжения могут найти широкое применение и не только в низковольтной сети, но и на шинах ЦП. Минимальное количество приборов позволяют по предлагаемой методике выбрать необходимый диапазон регулирования в ЦП.

#### Литература

1. Вентцель Е. С., Теория вероятностей, Физматгиз, 1962.
2. Маркушевич Н. С., Форма кривой распределения отклонений направления. Ученые записки Рижского политехнического института. «Электроэнергетика», 1966.

[15.4.1967]



# Влияние провисания проводов на распространение волн вдоль линии электропередачи

Канд. техн. наук Л. С. ПЕРЕЛЬМАН

Ленинград

Существующие теории распространения волн вдоль линий электропередачи рассматривают только такие линии, провода которых параллельны плоскости земли. При этом решение задачи сводится к рассмотрению однородной линии с эквивалентной высотой проводов. Однако реальная высоковольтная линия электропередачи является неоднородной из-за наличия стрелы провеса, которая может даже превышать минимальную высоту провода в пролете. Так как влияние высоты проводов на параметры волновых каналов линии очень велико [Л. 1], возникает необходимость рассмотреть теорию распространения волн вдоль неоднородной линии с провисающими проводами.

**Вывод уравнений для линии с провисающими над землей проводами.** При решении задачи принимаются следующие допущения:

1. Полагаем, что собственные и взаимные сопротивления и проводимости каждого бесконечно малого элемента провода в пролете такие же, как у аналогичного горизонтального элемента провода, длина которого является проекцией длины данного элемента провода на горизонтальную плоскость. Указанный горизонтальный элемент провода предполагается на линии с длинными параллельными плоскости земли проводами, высота которых равна высоте проводов линии с провисающими проводами в рассматриваемой точке. Так как длина провода в пролете для линий электропередачи обычно очень мало отличается от длины пролета, а вертикальная составляющая каждого элемента провода относительно мала, такое допущение не должно привести к существенным погрешностям.

2. Пренебрегаем излучением энергии на концах линии и при распространении волны вдоль линии.

3. Принимаем землю однородной ( $\rho_3 = \text{const}$ ).

4. Влияние сопротивления земли учитываем с помощью интегралов Карсона, а поле в воздухе принимаем квазистационарным. Это не приводит к существенным погрешностям при  $f \leq 1 \text{ МГц}$ ,  $\rho_3 \leq 100 \text{ ом} \cdot \text{м}$  [Л. 2].

5. Пренебрегаем влиянием заземленных тросов и неоднородностями из-за емкостей между проводами и опорой.

6. Пренебрегаем активным сопротивлением изоляции проводов по отношению к земле.

7. Пренебрегаем «эффектом близости» в проводах, который мало влияет на результат.

При указанных допущениях синусоидальные во времени процессы в исследуемой  $n$ -проводной неоднородной линии описываются следующими дифференциальными телеграфными уравнениями [Л. 3 и 4]:

$$-\frac{dU_k}{dx} = \sum_{i=1}^n Z_{ki} I_i, \quad (k = 1, 2, \dots, n); \quad (1)$$

$$-\frac{dI_k}{dx} = j\omega \left[ C_{kk} U_k + \sum_{i=1}^n C_{ki} (U_k - U_i) \right] = j\omega \sum_{i=1}^n \beta_{ki} U_i, \quad (k = 1, 2, \dots, n), \quad (2)$$

где  $U_k$  и  $I_k$  — комплексы напряжения и тока  $k$ -го провода;  
 $Z_{ki}$ ,  $C_{ki}$  и  $\beta_{ki}$  — погонные взаимные и собственные (при  $k=i$ ) сопротивления, частичные емкости и емкостные коэффициенты  $k$ -го провода, зависящие от продольной координаты  $x$ .

Решая уравнение (2) относительно напряжений, получим:

$$U_k = -\frac{1}{j\omega} \sum_{i=1}^n \alpha_{ki} \frac{dI_i}{dx}, \quad (k = 1, 2, \dots, n), \quad (3)$$

где  $\alpha_{ki}$  — погонные взаимные и собственные (при  $k=i$ ) потенциальные коэффициенты Максвелла  $k$ -го провода, зависящие от координаты  $x$ .

Выражения для  $Z_{ki}$  и  $\alpha_{ki}$  приведены в приложении 1.

Подставляя выражение (3) в (1), получаем:

$$\sum_{i=1}^n \left[ \alpha_{ki} \frac{d^2 I_i}{dx^2} + \frac{d\alpha_{ki}}{dx} \frac{dI_i}{dx} - j\omega Z_{ki} I_i \right] = 0, \quad (k = 1, 2, \dots, n). \quad (4)$$

Решение поставленной задачи сводится к определению токов из системы уравнений (4), а затем — напряжений (из системы уравнений (3)), постоянных распространения и волновых сопротивлений. Однако решить систему уравнений (4) для произвольной линии очень трудно. Поэтому в настоящей работе рассмотрены только простейшие линии: «один провод — земля» и двухпроводная линия с одинаковыми проводами на одинаковой высоте над землей (для этой линии  $\alpha_{22} = \alpha_{11}$  и  $Z_{22} = Z_{11}$ ).

Для указанной двухпроводной линии второе уравнение системы (4) получается из первого, когда  $I_2 = I_1$ , а также при  $I_2 = -I_1$ . Таким образом, в этом случае решение системы уравнений (4) сводится к поочередному решению одного из уравнений системы при  $I_2 = -I_1$  (волновой канал «два провода — земля») и при  $I_2 = I_1$  (волновой канал «провод — провод»). Аналогично можно показать, что для трехпроводной линии с вертикальной плоскостью симметрии, проходящей через средний провод, существует волновой канал «фаза — фаза крайние» ( $I_3 = -I_1$ ,  $I_2 = 0$ ), решение для которого проводится так же, как и для волнового канала «провод — провод» двухпроводной линии.

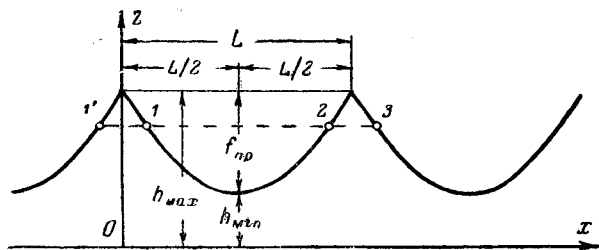


Рис. 1. Линия с провисающими проводами.

Следовательно, для указанных линий из системы уравнений (4) получаем следующее уравнение:

$$\frac{d^2 I_1}{dx^2} + \frac{1}{\psi_\alpha} \frac{d\psi_\alpha}{dx} \frac{dI_1}{dx} - \frac{j\omega\psi_z}{\psi_\alpha} I_1 = 0, \quad (5)$$

где для однопроводной линии

$$\psi_\alpha = \alpha_{11}, \quad \psi_z = Z_{11}; \quad (6)$$

для волнового канала «два провода — земля» двухпроводной линии

$$\psi_\alpha = \alpha_{11} + \alpha_{12}, \quad \psi_z = Z_{11} + Z_{12}; \quad (7)$$

для волнового канала «провод — провод» двухпроводной линии

$$\psi_\alpha = \alpha_{11} - \alpha_{12}, \quad \psi_z = Z_{11} - Z_{12}; \quad (8)$$

для волнового канала «фаза — фаза крайние» трехпроводной линии

$$\psi_\alpha = \alpha_{11} - \alpha_{13}, \quad \psi_z = Z_{11} - Z_{13}. \quad (9)$$

Для исключения из уравнения (5) первой производной по току используем замену переменной [Л. 5]:

$$I_1 = I = ve^{-\frac{1}{2} \int_0^x \frac{1}{\psi_\alpha(\xi)} \frac{d\psi_\alpha(\xi)}{d\xi} d\xi} = v \left[ \frac{\psi_\alpha(0)}{\psi_\alpha(x)} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (10)$$

При этом из уравнения (5) получим:

$$\frac{d^2 v}{dx^2} + B(x) v = 0, \quad (11)$$

где

$$B(x) = \frac{1}{\psi_\alpha} \left[ -j\omega\psi_z + \frac{1}{4\psi_\alpha} \left( \frac{d\psi_\alpha}{dx} \right)^2 - \frac{1}{2} \frac{d^2 \psi_\alpha}{dx^2} \right]. \quad (12)$$

В приложении II выведены выражения для  $B(x)$  в случае однопроводной линии, а также для волнового канала «провод — провод» двухпроводной линии с провисающими проводами.

**Решение дифференциального уравнения для линии с провисающими проводами.** Если взять линию с одинаковыми пролетами, то из рис. 1 и анализа выражений, полученных в приложении II, следует, что коэффициент  $B(x)$  уравнения (11) одинаков в точках 1, 2, 3 и 1' и, следовательно, он является четной функцией от  $x$  и имеет период  $L$  относительно этой переменной. Таким образом, уравнение (11), как при решении задач о распространении волн в периодических структурах в [Л. 6], можно свести к уравнению Хилла [Л. 5 и 7]. Уравнение (11) приводится к канонической форме урав-

нения Хилла путем замены независимой переменной  $x$  на безразмерную переменную  $y$ :

$$y = x \frac{\pi}{L}. \quad (13)$$

При этом из (11) получаем:

$$\frac{d^2 v}{dy^2} + J(y) v = 0, \quad (14)$$

где

$$J(y) = \frac{L^2}{\pi^2} B(x) \quad (15)$$

является четной функцией от  $y$ , имеет период  $\pi$  относительно этой переменной и следующее разложение в ряд Фурье [Л. 5]:

$$J(y) = \theta_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \theta_n \cos 2ny, \quad (16)$$

где  $\theta_0$  и  $\theta_n$  ( $n=1, 2, \dots$ ) — коэффициенты Фурье.

Используем решение уравнения Хилла в [Л. 5, 7 и 8].

В соответствии с [Л. 5] уравнение Хилла с комплексной величиной  $J(y)$  решается указанным ниже способом в некоторой области, если  $J(y)$  — аналитическая функция в этой области, а ряд коэффици-

ентов Фурье  $\sum_{n=0}^{\infty} \theta_n$  абсолютно сходится.

В нашем случае коэффициенты уравнения (5) и, следовательно,  $J(x)$  являются аналитическими функциями во всех точках пролета, за исключением точек соединения двух пролетов, что показывает анализ выражений, полученных в приложении II. Так как функция  $J(y)$  непрерывна вдоль пролета и одинакова в начале и конце пролета, то она является непрерывной вдоль всей линии с одинаковыми пролетами и, следовательно, ряд ее коэффици-

ентов Фурье  $\sum_{n=0}^{\infty} \theta_n$  сходится абсолютно [Л. 5].

Таким образом, приведенное ниже решение уравнения Хилла будет справедливо в пределах только одного (но любого) пролета линии (т. е. при  $0 \leq x \leq L$ , если начало координат находится в начале данного пролета). Далее вся линия будет рассмотрена как цепная схема, состоящая из последовательно включенных четырехполюсников, каждый из которых по своим параметрам соответствует одному пролету линии.

Общее решение уравнения Хилла имеет вид [Л. 7]:

$$v = A_1 e^{-\mu y} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n e^{-j2ny} + A_2 e^{\mu y} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n e^{j2ny}, \quad (17)$$

где  $A_1$  и  $A_2$  — постоянные интегрирования.

Подстановка одного из частных решений (17) в уравнение (14) приводит к следующей бесконечной системе уравнений [Л. 5 и 7]:

$$(\mu + j2n)^2 b_n + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \theta_m b_{n-m} = 0, \quad (n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots), \quad (18)$$

где положено  $\theta_{-m} = \theta_m$ .

При исключении коэффициентов  $b_n$  из системы уравнений (18) получаем бесконечный определитель Хилла  $\Delta(j\mu)$ , равный нулю [Л. 5]. Из равенства нулю определителя Хилла выводится уравнение для вычисления параметра  $\mu$  [Л. 5]:

$$\sin \frac{\pi}{2} j\mu = \pm [\Delta(0)]^{\frac{1}{2}} \sin \frac{\pi}{2} \theta_0^2, \quad (19)$$

где  $\Delta(0)$  — определитель Хилла при  $\mu=0$ .

В [Л. 8 и 9] приведены приближенные, но все же очень громоздкие формулы для вычисления  $\Delta(0)$ , полученные путем разложения  $\Delta(0)$  в бесконечные ряды. Анализ этих формул и расчеты показывают, что определитель  $\Delta(0)$  вычисляется с необходимой точностью сравнительно просто в том случае, если  $|\theta_m| \ll 1$  ( $m=1, 2, \dots$ ), т. е. когда при разложении  $\Delta(0)$  в ряды можно пренебречь рядами, содержащими три и более величины  $\theta_m$  ( $m=1, 2, \dots$ ) в виде сомножителей. Это условие обычно соблюдается для рассматриваемых линий электропередачи в широком диапазоне частот. При этом  $\Delta(0)$  определяется из следующей формулы [Л. 7—9]:

$$\Delta(0) \approx 1 + \frac{\pi \operatorname{ctg} \frac{\pi}{2} \theta_0^{1/2}}{4\theta_0^{1/2}} \left[ \frac{\theta_1^2}{1-\theta_0} + \frac{\theta_2^2}{2^2-\theta_0} + \frac{\theta_3^2}{3^2-\theta_0} + \dots \right]. \quad (20)$$

При необходимости учесть обычно наибольший член отброшенного ряда в разложении  $\Delta(0)$ , содержащего в виде сомножителей три коэффициента  $\theta_m$ , а именно  $\theta_1^2 \theta_2$ , получаем следующее дополнительное слагаемое в квадратных скобках (20) [Л. 8 и 9]:

$$\frac{3\theta_1^2 \theta_2}{2(1-\theta_0)(2^2-\theta_0)}. \quad (21)$$

После нахождения параметра  $\mu$  коэффициенты  $b_n$  определяются из системы уравнений (18) через коэффициент  $b_0$ , который можно положить равным единице. Точное определение коэффициентов  $b_n$  очень сложно, так как оно сводится к нахождению отношений соответствующих бесконечных определителей, которые являются адъюнктами бесконечного определителя системы уравнений (18). В связи с этим для определения  $b_n$  в практических задачах обычно используют усеченную систему уравнений (18) [Л. 7].

Расчеты показали, что для типовых линий электропередачи достаточно ограничиться пятью, а во многих случаях и тремя усеченными уравнениями системы (18) для нахождения коэффициентов  $b_n$ :

Анализ дальнейшего решения и расчеты показали, что для определения с заданной точностью постоянной распространения и волнового сопротивления линии обычно можно допустить значительно большую относительную погрешность при вычислении коэффициентов  $b_n$ , чем при вычислении параметра  $\mu$ .

Таким образом, после определения параметра  $\mu$  и коэффициентов  $b_n$  решение уравнения Хилла (14) закончено.

Приведенное решение уравнения Хилла требует сравнительно трудоемких и точных расчетов. Для облегчения расчетов в приложении III даны некоторые упрощенные способы, позволяющие в ряде случаев с достаточной точностью определять искомые величины.

Решение задачи для тока в одном пролете линии получаем из выражений (10), (13) и (17):

$$I = \left[ \frac{\psi_\alpha(0)}{\psi_\alpha} \right]^{\frac{1}{2}} \times \left\{ A_1 e^{-\mu \pi \frac{x}{L}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n e^{-j2n\pi \frac{x}{L}} + A_2 e^{\mu \pi \frac{x}{L}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n e^{j2n\pi \frac{x}{L}} \right\}, \quad (0 \leq x \leq L), \quad (23)$$

где для определенности полагаем  $b_0 = 1$ .

Выражение для напряжения получаем после подстановки (23) в (3) и преобразований:

$$U = \frac{\psi_\alpha(0)}{j\omega} \left[ \frac{\psi_\alpha}{\psi_\alpha(0)} \right]^{\frac{1}{2}} \times \left\{ A_1 e^{-\mu \pi \frac{x}{L}} \left[ \frac{\psi'_\alpha}{2\psi_\alpha} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n e^{-j2n\pi \frac{x}{L}} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \frac{\pi}{L} (\mu + j2n) e^{-j2n\pi \frac{x}{L}} \right] + A_2 e^{\mu \pi \frac{x}{L}} \left[ \frac{\psi'_\alpha}{2\psi_\alpha} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n e^{j2n\pi \frac{x}{L}} - \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \frac{\pi}{L} (\mu + j2n) e^{j2n\pi \frac{x}{L}} \right] \right\}, \quad (0 \leq x \leq L). \quad (24)$$

**Определение постоянных четырехполюсника, эквивалентного одному пролету линии.** Для определения постоянной распространения и волнового сопротивления линии оказалось удобным рассмотреть

$$\left. \begin{array}{l} \dots \dots \dots \\ -2) \dots + \left[ \theta_0 - (j\mu + 4)^2 \right] b_{-2} + \theta_1 b_{-1} + \theta_2 b_0 + \theta_3 b_1 + \theta_4 b_2 \\ -1) \dots + \theta_1 b_{-2} + [\theta_0 - (j\mu + 2)^2] b_{-1} + \theta_1 b_0 + \theta_2 b_1 + \theta_3 b_2 \\ 0) \dots + \theta_2 b_{-2} + \theta_1 b_{-1} + [\theta_0 - (j\mu)^2] b_0 + \theta_1 b_1 + \theta_2 b_2 \\ 1) \dots + \theta_3 b_{-2} + \theta_2 b_{-1} + \theta_1 b_0 + [\theta_0 - (j\mu - 2)^2] b_1 + \theta_1 b_2 \\ 2) \dots + \theta_4 b_{-2} + \theta_3 b_{-1} + \theta_2 b_0 + \theta_1 b_1 + [\theta_0 - (j\mu - 4)^2] b_2 \\ \dots \dots \dots \end{array} \right\} \begin{array}{l} + \dots = 0; \\ + \dots = 0; \\ + \dots = 0; \\ + \dots = 0; \\ + \dots = 0. \end{array} \quad (22)$$

один пролет как пассивный симметричный четырехполюсник, напряжения и токи которого связаны следующими уравнениями:

$$U_1 = a_{11}U_2 + a_{12}I_2; \quad I_1 = a_{21}U_2 + a_{22}I_2; \quad (25)$$

где  $U_1$  и  $I_1$  — ток и напряжение в начале пролета (на входных зажимах четырехполюсника), а  $U_2$  и  $I_2$  — в конце пролета (на выходных зажимах четырехполюсника).

Коэффициенты четырехполюсника определяем из выражений (23) и (24). При  $x=0$  из этих выражений имеем:

$$I_1 = p_1(A_1 + A_2); \quad (26)$$

$$U_1 = \frac{\psi_\alpha(0)}{j\omega} p_1 [(p_3 + p_4)A_1 + (p_3 - p_4)A_2], \quad (27)$$

где обозначено

$$p_1 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n, \quad p_2 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} nb_n; \quad (28)$$

$$p_3 = \frac{\psi'_\alpha(0)}{2\psi_\alpha(0)}, \quad p_4 = \frac{\pi}{L} \left( \mu + 2j \frac{p_2}{p_1} \right). \quad (29)$$

Из выражений (23) и (24) при  $x=L$ , учитывая, что

$$\psi_\alpha(L) = \psi_\alpha(0), \quad \psi'_\alpha(L) = -\psi'_\alpha(0), \quad (30)$$

получаем:

$$I_2 = p_1(e^{-\mu\pi}A_1 + e^{\mu\pi}A_2); \quad (31)$$

$$U_2 = -\frac{\psi_\alpha(0)}{j\omega} p_1 [(p_3 - p_4)e^{-\mu\pi}A_1 + (p_3 + p_4)e^{\mu\pi}A_2]. \quad (32)$$

Решая уравнения (31) и (32) относительно  $A_1$  и  $A_2$  и подставляя результаты в (26) и (27), получаем:

$$I_1 = \frac{j\omega \operatorname{sh} \mu\pi}{p_1 \psi_\alpha(0)} U_2 + \left( \operatorname{ch} \mu\pi + \frac{p_3}{p_4} \operatorname{sh} \mu\pi \right) I_2; \quad (33)$$

$$U_1 = \left( \operatorname{ch} \mu\pi + \frac{p_3}{p_4} \operatorname{sh} \mu\pi \right) U_2 + \frac{\psi_\alpha(0)}{j\omega} \left[ 2p_3 \operatorname{ch} \mu\pi + \left( p_4 + \frac{p_3^2}{p_4} \right) \operatorname{sh} \mu\pi \right] I_2. \quad (34)$$

Из сравнения уравнений (25) с (33) и (34) определяются постоянные эквивалентного четырехполюсника:

$$a_{11} = \operatorname{ch} \mu\pi + p_5 \operatorname{sh} \mu\pi; \quad (35)$$

$$a_{12} = \frac{\psi_\alpha(0)}{j\omega} p_3 \left[ 2 \operatorname{ch} \mu\pi + \left( p_5 + \frac{1}{p_5} \right) \operatorname{sh} \mu\pi \right]; \quad (36)$$

$$a_{21} = \frac{j\omega}{p_4 \psi_\alpha(0)} \operatorname{sh} \mu\pi, \quad (37)$$

где

$$p_5 = \frac{p_3}{p_4} = \frac{\psi'_\alpha(0)}{2\psi_\alpha(0)} \cdot \frac{L}{\pi \left( \mu + 2j \frac{p_2}{p_1} \right)}. \quad (38)$$

Нетрудно убедиться, что эти постоянные связаны соотношением  $a_{11}^2 - a_{12}a_{21} = 1$ , характеризующим пассивный четырехполюсник.

**Определение постоянной распространения и волнового сопротивления линии с провисающими проводами.** Рассматриваем линию как цепную схему,

состоящую из ряда последовательно включенных звеньев-четырёхполюсников, эквивалентных одному пролету. Для линии с одинаковыми пролетами звенья будут одинаковы. Волновое сопротивление такой линии из  $n$  звеньев равно волновому сопротивлению одного звена, а коэффициент распространения в  $n$  раз больше коэффициента распространения одного звена [Л. 9]. Следовательно, волновое сопротивление линии, определяемое с помощью выражений (36) и (37), равно:

$$\omega = \sqrt{\frac{a_{12}}{a_{21}}} = \frac{\psi_\alpha(0)}{j\omega} p_4 p_6, \quad (39)$$

где

$$p_6 = \sqrt{1 + p_5^2 + 2p_5 \operatorname{ch} \mu\pi}.$$

Величина  $\gamma L$  есть постоянная распространения одного звена (пролета) линии. При этом:

$$\operatorname{ch} \gamma L = a_{11} = \operatorname{ch} \mu\pi + p_5 \operatorname{sh} \mu\pi, \quad (40)$$

а  $\gamma = \alpha + j\beta$  — постоянная распространения линии на единицу длины.

Из выражения (40) постоянную распространения можно определить следующими способами.

1. Используя известное выражение для гиперболического косинуса комплексного аргумента, имеем:

$$\operatorname{ch}(\alpha + j\beta)L = t_1 + jt_2, \quad (41)$$

где

$$t_1 = \operatorname{ch} \alpha L \cos \beta L, \quad t_2 = \operatorname{sh} \alpha L \sin \beta L \quad (42)$$

вычисляются по формуле (40) после нахождения  $\mu$  и  $p_5$ . Исключая из выражений (42)  $\beta L$ , получаем следующее биквадратное уравнение относительно  $\operatorname{sh} \alpha L$ :

$$\operatorname{sh}^4 \alpha L + \operatorname{sh}^2 \alpha L (1 - t_1^2 - t_2^2) - t_2^2 = 0. \quad (43)$$

После решения этого уравнения  $\beta L$  определяется из второго выражения (42).

2. Во многих случаях можно применить приближенный способ. Разложим  $\operatorname{ch} \gamma L$  в ряд Тейлора относительно точки  $\mu\pi$ :

$$\operatorname{ch} \gamma L = \operatorname{ch} \mu\pi + \frac{\gamma L - \mu\pi}{1!} \operatorname{sh} \mu\pi + \frac{(\gamma L - \mu\pi)^2}{2!} \operatorname{ch} \mu\pi + \frac{(\gamma L - \mu\pi)^3}{3!} \operatorname{sh} \mu\pi + \dots \quad (44)$$

Сравнивая это выражение с (40), получаем:

$$\gamma L = \mu\pi + p_5 - \left[ \frac{(\gamma L - \mu\pi)^2}{2!} \operatorname{cth} \mu\pi + \frac{(\gamma L - \mu\pi)^3}{3!} + \dots \right]. \quad (45)$$

Из этого уравнения постоянную распространения определяем методом последовательных приближений, причем за исходное приближение принимаем:

$$\gamma_0 L = \mu\pi + p_5. \quad (46)$$

Решение уравнения (45) быстро сходится, так как обычно

$$|\gamma L - \mu\pi| \ll 1.$$

Расчеты, выполненные для однопроводной и двухпроводной линий электропередачи с длиной пролета 300—400 м и стрелой провеса до 14 м, по-

казали, что в области частот 50—600 кГц, за исключением точек вблизи резонансной частоты пролета, постоянная распространения линии незначительно (примерно в пределах 1%) отличается от средней постоянной распространения, вычисляемой по формуле:

$$\gamma_{ср} = \frac{1}{L} \int_0^L \gamma(x) dx, \quad (47)$$

где  $\gamma(x)$  — постоянная распространения аналогичной линии с проводами, параллельными плоскости земли, на высоте, равной высоте проводов в пролете в точке  $x$ . Волновое сопротивление линии на этих частотах также мало отличается от своего среднего значения, которое вычисляется по обычной формуле для линии с проводами, параллельными плоскости земли [Л. 3], с эквивалентной высотой проводов, при которой коэффициент затухания линии равен  $\alpha_{ср}$ , определяемому из формулы (47). Вблизи резонансных частот пролета коэффициент затухания значительно увеличивается, а характер частотной зависимости волнового сопротивления резко изменяется (см. ниже).

Следует отметить, что решение задачи для линии с разными пролетами можно выполнить примерно аналогичным способом, но оно будет более трудоемким. В этом случае линия рассматривается так же, как цепная схема, но с разными звеньями (каждое звено — четырехполюсник, коэффициенты которого вычисляются как указано выше, и который эквивалентирует один пролет). Далее цепная схема путем последовательного перемножения матриц четырехполюсников [Л. 6] преобразуется в один четырехполюсник, который в общем случае будет несимметричным. Таким образом, анализ распространения волн вдоль линии с разными пролетами сводится к анализу несимметричного четырехполюсника.

**Определение тока и напряжения в линии с провисающими проводами.** Определим распределение тока и напряжения вдоль любого пролета линии, состоящей из  $n$  одинаковых пролетов.

Формулу для входного сопротивления  $k$ -го пролета получаем из выражений для напряжения и тока в начале  $k$ -го пролета в зависимости от напряжения и тока в сопротивлении нагрузки  $Z_n$  [Л. 10]:

$$Z_k = \frac{U_k}{I_k} = \omega \operatorname{cth} [(n+1-k) \gamma L + \varphi], \quad (48)$$

где

$$\operatorname{th} \varphi = \frac{\omega}{Z_n}.$$

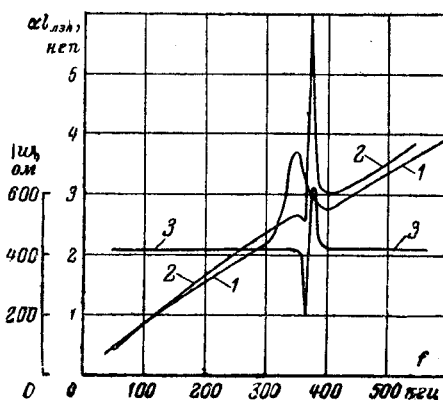
При  $x=0$  из выражений (23) и (24) с помощью выражений (28), (29), (38), (39) и (48) получаем:

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{I_k}{2p_1} \{1 - p_5 + p_6 \operatorname{cth} [(n+1-k) \gamma L + \varphi]\}; \\ A_2 &= \frac{I_k}{2p_1} \{1 + p_5 - p_6 \operatorname{cth} [(n+1-k) \gamma L + \varphi]\}. \end{aligned} \right\} \quad (49)$$

Подставив эти выражения в (23) и (24), получим искомые выражения для тока и напряжения. При со-

Рис. 2. Частотные зависимости затухания и волнового сопротивления волнового канала «фаза — фаза крайние» ЛЭП 220 кВ одной энергосистемы.

1 и 2 — соответственно экспериментальная и расчетная зависимости затухания линии; 3 — расчетная зависимость волнового сопротивления.



гласованной нагрузке линии  $Z_n = \omega$  и  $\varphi \rightarrow \infty$ . В этом случае

$$I(x) = \frac{I_k}{2p_1} \left[ \frac{\psi_\alpha(0)}{\psi_\alpha} \right]^{1/2} \times \\ \times \left[ e^{-\mu \frac{x}{L}} (1 - p_5 + p_6) \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n e^{-j2n\pi \frac{x}{L}} + \right. \\ \left. + e^{\mu \frac{x}{L}} (1 + p_5 - p_6) \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n e^{j2n\pi \frac{x}{L}} \right], \quad (0 \leq x \leq L), \quad (50)$$

где  $I_k = I_1 e^{-(k-1) \gamma L}$  ( $I_1$  — ток в начале линии).

Аналогично получается выражение для напряжения.

Из выражения (50) следует, что даже при согласованной нагрузке линии в каждом пролете есть обратные волны, которые возникают из-за отражений в точке соединения пролетов.

**Пример решения задачи.** По приведенной выше методике были вычислены параметры волнового канала «фаза — фаза крайние» ЛЭП 220 кВ одной энергосистемы, экспериментальное исследование волновых каналов которой было выполнено сотрудниками цеха связи и телемеханики ОРГРЭС в 1964 г. Эта линия длиной 85,5 км имеет горизонтально расположенные провода АС-300 без транспозиции, расстояние между фазами 7,5 м, минимальную высоту проводов над землей 7,0 м, стрелу провеса проводов 13,8 м и среднюю длину пролета 400 м. Линия оборудована двумя заземленными тросами С-70, влияние которых на волновой канал «фаза — фаза крайние» невелико [Л. 3] и поэтому в расчетах не учитывалось. Расчет выполнялся при  $\rho_3 = 50 \text{ ом} \cdot \text{м}$ , необходимые для вычисления  $J(y)$  интегралы Карсона определялись из таблиц [Л. 11]. На рис. 2 построены расчетные и экспериментальные зависимости от частоты затухания и волнового сопротивления канала «фаза — фаза крайние» этой ЛЭП.

Расчеты показали, что в области частот 50—600 кГц, за исключением точек вблизи резонансной частоты, ток в основном определяется складываемым с коэффициентом  $b_0$ , а ток обратной волны в пролете линии, нагруженной на волновое сопротивление, невелик. На резонансной частоте 373,1 кГц значение  $|\operatorname{Re} \theta_0^{(2)}| = 1$  (при этом половина длины волны близка к длине пролета) и складываемое тока с коэффициентом  $b_{-1}$  становится сравнимым с основным складываемым. Кроме того, ток обратной волны в пролете линии, нагруженной на волновое сопротивление, становится сравнимым с током прямой волны, так как  $|\operatorname{cth} \mu L| \gg 1$ . Все это приводит к увеличению затухания и изменению волнового сопротивления линии. Из расчета следует, что на частоте 373,1 кГц коэффициент затухания в 2,1 раза больше среднего, а волновое сопротивление имеет большую индуктивную составляющую. Из рис. 2 видно, что экспериментальная зависимость  $\alpha$  от частоты имеет максимум на частоте 350 кГц. Максимальная величина  $\alpha$  в эксперименте меньше расчетного, так как реальная линия состоит из нескольких различных по длине пролетов, что приводит к умень-

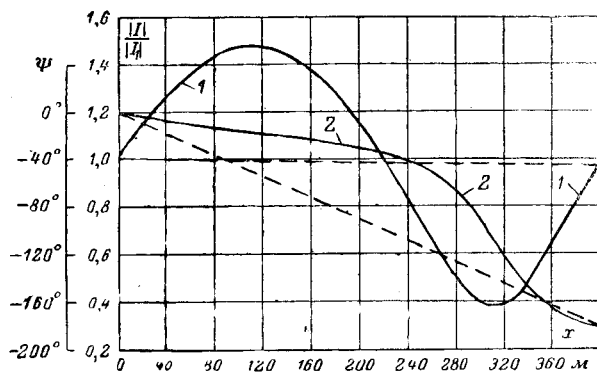


Рис. 3. Расчетное распределение амплитуды и фазы тока волнового канала «фаза — фаза крайние» вдоль пролета ЛЭП 220 кВ одной энергосистемы на резонансной частоте 373,1 кГц.

1 —  $\frac{|I|}{|I_1|}$  — относительная амплитуда тока; 2 —  $\phi$  — фаза тока относительно фазы тока в начале пролета.

шению и расширению резонансного пика. Некоторое отличие резонансной частоты в эксперименте от расчетной можно объяснить неточностью значения средней длины пролета, принятой в расчете. Следует отметить, что аналогичный резонансный пик в кривой затухания канала «фаза — фаза крайние» был также недавно получен при измерениях на одной ЛЭП 750 кВ.

На рис. 3 приведено расчетное распределение амплитуды и фазы тока на резонансной частоте 373,1 кГц вдоль пролета линии, нагруженной на волновое сопротивление. В этом случае, из-за наличия относительно больших амплитуд слагаемого волны тока с коэффициентом  $b_{-1}$  и обратной волны тока, амплитуда и фаза тока распределены вдоль пролета резко неравномерно (равномерное распределение показано пунктиром).

**Выводы.** 1. Вне области резонансных частот пролета постоянную распространения линии с провисающими проводами можно определять с точностью до 1% как среднее значение по формуле (47). Волновое сопротивление линии в этой области также близко к своему среднему значению.

2. На резонансных частотах пролета, которые характеризуются тем, что длина пролета примерно кратна длине полуволны, значительно увеличивается коэффициент затухания и изменяется коэффициент фазы, а также модуль и угол волнового сопротивления линии.

**Приложение I. Погонные параметры линии.** 1. Собственное и взаимное сопротивления  $k$ -го провода с учетом земли:

$$Z_{kk} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} (N_{kk} - F_{kk} - M_k); \quad (I-1)$$

$$Z_{ki} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} (N_{ki} - F_{ki}), \quad (I-2)$$

где

$$N_{kk} = \ln \frac{2z_k}{r_k}, \quad N_{ki} = \ln \frac{D_{ki}}{d_{ki}} \quad (I-3)$$

— слагаемые, учитывающие индуктивное сопротивление при идеальной проводимости земли (поперечные размеры — см. на рис. 4);

$F_{kk}$  и  $F_{ki}$  — интегралы, учитывающие конечную проводимость земли по Карсону [Л. 11] (отличаются от интегралов Карсона только множителем 2);

$M_k = -\frac{2\pi}{j\omega\mu_0} Z_{k\text{вп}}$  — слагаемое, учитывающее потери в проводе;

$Z_{k\text{вп}}$  — полное внутреннее сопротивление провода.

Влияние свивки повивов проводов можно учитывать коэффициентом 1,5 при определении  $M_k$ .

2. Собственный и взаимный потенциальные коэффициенты Максвелла  $k$ -го провода:

$$\alpha_{kk} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} N_{kk}, \quad \alpha_{ki} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} N_{ki}. \quad (I-4)$$

В случае, если фаза расщеплена на  $p$  составляющих проводов, то  $M_k$  соответственно уменьшается в  $p$  раз, а в выражении (I-3) для  $N_{kk}$  используется не  $r_k$ , а эквивалентный радиус расщепленного провода.

**Приложение II. Определение коэффициента  $B(x)$ .** Провод в полете провисает по цепной линии, которая описывается уравнением (рис. 1):

$$z = h_{\min} + a \left( \operatorname{ch} \frac{x - \frac{L}{2}}{a} - 1 \right), \quad (0 \leq x \leq L), \quad (II-1)$$

где  $a$  — параметр цепной линии.

Так как обычно  $\frac{L}{2a} \ll 1$ , то можно ограничиться только двумя членами разложения в ряд гиперболического косинуса, т. е. полагать, что провод провисает по параболе:

$$z = h_{\min} + \frac{\left(x - \frac{L}{2}\right)^2}{2a}, \quad (0 \leq x \leq L). \quad (II-2)$$

**1. Коэффициент  $B(x)$  для однопроводной линии.** В этом случае из (6), (12), (I-1) и (I-4) имеем:

$$B(x) = k_0^2 \left( 1 - \frac{F_{11} + M_1}{N_{11}} \right) + f_1(x), \quad (II-3)$$

где

$$f_1(x) = \frac{1}{4N_{11}^2} \left( \frac{dN_{11}}{dx} \right)^2 - \frac{1}{2N_{11}} \frac{d^2N_{11}}{dx^2}, \quad (II-4)$$

$k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$  — волновое число в воздухе.

Из (II-2) и (I-3) получаем первые и вторые производные  $z$  и  $N_{11}$  по  $x$ . Используя эти производные и опуская индекс 1 у обозначений геометрических размеров провода, из (II-4) получаем:

$$f_1(x) = \frac{1}{2N_{11}a^2} \left\{ \frac{\left(x - \frac{L}{2}\right)^2}{2aN_{11}} - \left[ h_{\min} - \frac{\left(x - \frac{L}{2}\right)^2}{2a} \right] \right\}, \quad (0 \leq x \leq L). \quad (II-5)$$

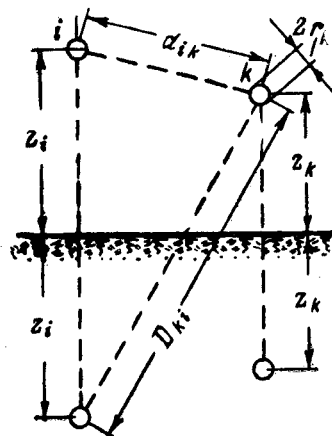


Рис. 4. Обозначения поперечных размеров линии.

**2. Коэффициент  $B(x)$  для двухпроводной линии.** Для волнового канала «провод-провод» этой линии из (8), (12), (I-1), (I-2) и (I-4) имеем:

$$B(x) = k_0^2 \left( 1 - \frac{F_{11} + M_1 - F_{12}}{N_{11} - N_{12}} \right) + f_2(x), \quad (\text{II-6})$$

где

$$f_2(x) = \frac{1}{4(N_{11} - N_{12})^2} \left[ \frac{d(N_{11} - N_{12})}{dx} \right]^2 - \frac{1}{2(N_{11} - N_{12})} \frac{d^2(N_{11} - N_{12})}{dx^2}. \quad (\text{II-7})$$

Определяя из (I-3) первые и вторые производные  $N_{12}$  по  $x$ , получаем аналогично (II-5) после преобразований:

$$f_2(x) = \frac{d^2}{2(N_{11} - N_{12})az^2(z^2 + d^2)} \times \left\{ \frac{\left(x - \frac{L}{2}\right)^2 d^2}{2a(N_{11} - N_{12})(z^2 + d^2)} - \left[ h_{\min} - \frac{\left(x - \frac{L}{2}\right)^2 (5z^2 + d^2)}{2a(z^2 + d^2)} \right] \right\}, \quad (0 \leq x \leq L), \quad (\text{II-8})$$

где обозначено  $d = \frac{d_{12}}{2}$ .

Аналогично можно получить выражение  $B(x)$  для волнового канала «два провода — земля».

Коэффициент  $B(x)$  для волнового канала «фаза — фаза крайние» трехпроводной линии определяется выражениями (II-6) и (II-8) при замене индекса 2 на индекс 3.

**Приложение III. Некоторые упрощенные способы определения искомых величин при решении уравнения Хилла.** 1. Рассматриваемые точки решения далеки от резонансных (последние характеризуются тем, что  $\text{Re } \theta_0$  близко к 1; 2<sup>2</sup>; 3<sup>2</sup> и т. д.). Пусть при этом  $|\theta_0|$  не очень мало, так что второй член справа в выражении (20) по абсолютному значению много меньше 1. Следовательно, из (20):

$$[\Delta(0)]^{\frac{1}{2}} \approx 1 + \frac{\pi \text{ctg } \frac{\pi}{2} \theta_0^{\frac{1}{2}}}{8\theta_0^{\frac{1}{2}}} \left[ \frac{\theta_1^2}{1 - \theta_0} + \frac{\theta_2^2}{2^2 - \theta_0} + \dots \right]. \quad (\text{III-1})$$

Разложим в ряд Тейлора  $\sin \frac{\pi}{2} j\mu$  относительно точки  $\frac{\pi}{2} \theta_0^{\frac{1}{2}}$ :

$$\sin \frac{\pi}{2} j\mu = \sin \frac{\pi}{2} \theta_0^{\frac{1}{2}} + \frac{\pi}{2} (j\mu - \theta_0^{\frac{1}{2}}) \cos \frac{\pi}{2} \theta_0^{\frac{1}{2}} + \dots, \quad (\text{III-2})$$

где членами разложения после второго пренебрегаем, так как величина  $\frac{\pi}{2} (j\mu - \theta_0^{\frac{1}{2}})$  по модулю очень мала из-за малого отличия  $[\Delta(0)]^{\frac{1}{2}}$  от единицы [см. выражение (19)]. При этом

из выражения (III-2), используя (19) и (III-1), получаем после преобразований:

$$j\mu \approx \theta_0^{\frac{1}{2}} + \frac{\left[ \frac{\theta_1^2}{1 - \theta_0} + \frac{\theta_2^2}{2^2 - \theta_0} + \dots \right]}{4\theta_0^{\frac{1}{2}}}. \quad (\text{III-3})$$

Для грубой оценки коэффициентов  $b_{-1}$  и  $b_1$  можно положить  $\theta_m = 0$  ( $m = 2, 3, \dots$ ) и из уравнений — 1) и 1) системы (22), полагая  $j\mu \approx \theta_0^{\frac{1}{2}}$ , получить;

$$b_{-1} \approx \frac{\theta_1}{4(1 + \theta_0^{\frac{1}{2}})} b_0; \quad b_1 \approx \frac{\theta_1}{4(1 - \theta_0^{\frac{1}{2}})} b_0. \quad (\text{III-4})$$

2. Решение в точках, близких к резонансной, где  $\text{Re } \theta_0 \approx 1$ , причем обычно  $|\text{Im } \theta_0| \ll 1$ . В этом случае можно показать, что

$$\text{ctg } \frac{\pi}{2} \theta_0^{\frac{1}{2}} \approx \frac{\pi}{4} (1 - \theta_0); \quad (\text{III-5})$$

$$\Delta(0) \approx 1 + \frac{\pi^2 \theta_1^2}{16\theta_0^{\frac{1}{2}}}. \quad (\text{III-6})$$

Дальнейшие упрощения, указанные выше, здесь рекомендовать нельзя, так как в выражении (III-2) из-за малого абсолютного значения  $\cos \frac{\pi}{2} \theta_0^{\frac{1}{2}}$  третий член разложения может оказаться сравнимым со вторым.

### Литература

1. Перельман Л. С., Расчет параметров волновых каналов трехпроводных линий электропередачи с горизонтальным расположением проводов на ЭЦВМ, «Электричество», 1968, № 1.
2. Кайданов Ф. Г., Костенко М. В. и Перельман Л. С., Уточненное определение волновых параметров и анализ погрешности решения телеграфных уравнений на примере двухпроводной линии электропередачи, «Электричество», 1965, № 3.
3. Костенко М. В. и Перельман Л. С., К расчету волновых процессов в многопроводных линиях, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1963, № 6.
4. Литвиненко О. Н. и Сошников В. И., Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике, «Советское радио», 1964.
5. Уиттекер Э. Т. и Ватсон Дж. Н., Курс современного анализа, ч. I и II, ГИФМЛ, 1963.
6. Бриллюэн Л. и Пароди М., Распространение волн в периодических структурах, изд-во иностранной литературы, 1959.
7. Мак-Лаклан Н. В., Теория и приложения функций Матье, изд-во иностранной литературы, 1953.
8. Hill G. W., On the part of the motion of the lunar perigee, Acta mathematica, Bd. 8, 1886.
9. Tisserand F., Traité de Mécanique céleste, t. III Paris, 1894.
10. Нейман Л. Р. и Калантаров П. Л., Теоретические основы электротехники, ч. II, Госэнергоиздат, 1959.
11. Перельман Л. С., Таблицы интегралов Карсона для использования в расчетах волновых процессов в линиях с учетом земли, Известия НИИПТ, сб. 11, 1965.

[20.2.1967]



# Расчет восстанавливающихся напряжений на контактах выключателей в сложных разветвленных сетях

А. И. ДОЛГИНОВ, Г. А. ДОРФ, Л. С. ЛЕВИНА и А. И. СТУПЕЛЬ

ВНИИЭ

**Введение.** При выборе высоковольтных выключателей необходимо принимать во внимание не только мощности коротких замыканий, но и параметры восстанавливающихся напряжений (в. н.) на их контактах. В связи с тем, что современные электрические сети могут иметь сложную конфигурацию, для точных расчетов в. н. целесообразно применение ЭЦВМ. Принципиально расчетную методику определения в. н. возможно построить на основе гармонического анализа (метод Фурье) или волнового анализа (метод Лагранжа). Первый метод был развит в работах [Л. 1—3]. В волновом методе наложение гармоник заменяется наложением прямых и обратных волн, что позволяет построить удобный алгоритм для расчета кривой в. н.

**Методика расчета.** В работе был использован алгоритм, описание которого дано в [Л. 4]. Сущность этого алгоритма заключается в замене по методу Бержерона [Л. 5] всех сосредоточенных реактивных элементов  $L$  и  $C$ ,  $L$  — линиями и  $C$  — линиями длиной  $\frac{\Delta t}{2}$  и волновыми сопротивлениями  $z_L = \frac{L}{\Delta t/2}$  и  $z_C = -\frac{C}{\Delta t/2}$ , где  $\Delta t$  — шаг расчета<sup>1</sup>.

Такое представление сосредоточенных реактивных элементов позволяет проводить весь расчет восстанавливающихся напряжений методом бегущих волн. Напряжение в узлах определяется по формулам:

$$U_x = 2 \left[ \sum_i Y_i \right]^{-1} \sum_i Y_i U_{ix}; \quad (1)$$

$$U_{xi} = U_x - U_{ix}. \quad (2)$$

В этих формулах через  $U$  обозначены матрицы — столбцы дискретных значений (на  $k$ -том шаге) напряжений в трехфазной сети. Индексы  $x$ ,  $ix$  и  $xi$  обозначают соответственно напряжение в узле, волну, падающую на узел  $x$  с линии  $i$  и отраженную от узла  $x$  по линии  $i$ ;  $Y_i$  — матрица волновой проводимости линии  $i$ .

Фазы выключателя моделируются активными сопротивлениями. Включение и отключение фазы осуществляются за счет изменения этого сопротивления от очень малого (порядка  $10^{-2}$  Ом) до очень большого (порядка  $10^6$  Ом).

Включение осуществляется в заданный момент времени, а отключение — при первом, после заданного момента времени, переходе тока фазы выключателя через нуль.

Аналогично короткие замыкания любого вида моделируются включением очень больших проводимостей (порядка  $10^6$  1/Ом).

В расчетах в. н. в разветвленных сетях с большим числом источников питания целесообразно

использовать метод Тевенена, согласно которому в месте короткого замыкания или разрыва включаются источники напряжения или тока при нулевых начальных условиях в сети.

В первой отключаемой фазе ток короткого замыкания обычно имеет синусоидальную форму и в. н. рассчитывается включением в фазу синусоидального источника тока. Во второй и третьей отключаемых фазах протекает переходная составляющая тока, вызванная отключением первой фазы. Часто, однако, этой составляющей можно пренебречь и тогда расчет в. н. во всех фазах может основываться на схеме Тевенена с источниками тока. В тех случаях, когда ток короткого замыкания в фазах имеет существенно выраженный переходный (несинусоидальный) характер, расчет в. н. должен проводиться по схеме Тевенена с источниками напряжения в месте короткого замыкания и поочередным отключением аварийных составляющих тока фазами выключателя.

Погрешность, возникающая из-за неучета составляющих токов нормального режима, незначительна и, как обычно, при расчетах в. н. может не приниматься во внимание.

Программа расчета, составленная для машины «Урал-4», размещается в ее оперативной памяти. Блок-схема программы приведена на рис. 1. Каждому элементу сети в программе соответствует информация, описывающая численные параметры этого элемента и его положение в схеме сети. В информации для линии записывается число шагов пробега волны по линии (соответственно выбранному шагу расчета  $\Delta t$ ) и начальный адрес массива ячеек оперативной памяти, в котором хранятся значения прямых и обратных волн, распространяющихся по данной линии. Информация для узла состоит из признаков подключения к данному узлу элементов схемы (трансформаторов, реакторов, источников питания), записанных условным кодом, и начальных адресов массивов ячеек волн линий, подходящих к данному узлу.

В процессе счета последовательно выбираются узлы, собирается по указанным признакам схема каждого узла и по известным значениям волн рассчитываются напряжение в узлах и обратные волны. Далее в соответствии с информацией для линий происходит передвижение волн в массивах ячеек волн каждой из линий.

**Выделение расчетной области сети и примеры расчета.** Нормы на испытания выключателей 110—220 кВ согласно ГОСТ 687-67 предусматривают, что восстановление напряжения на контактах может происходить в соответствии с кривыми, показанными на рис. 2,а.

Апериодическая кривая А характерна для отключения максимальных мощностей  $P_{\max}$  в развитых сетях.

Колебательная кривая Б нормируется для точек сети с отключаемой мощностью до  $0,6 P_{\max}$ . Дли-

<sup>1</sup> Исследования ряда авторов [Л. 1 и 7] показывают, что при определении восстанавливающегося напряжения в сетях 110 кВ и выше в качестве расчетных обычно могут быть приняты параметры элементов схемы при промышленной частоте.

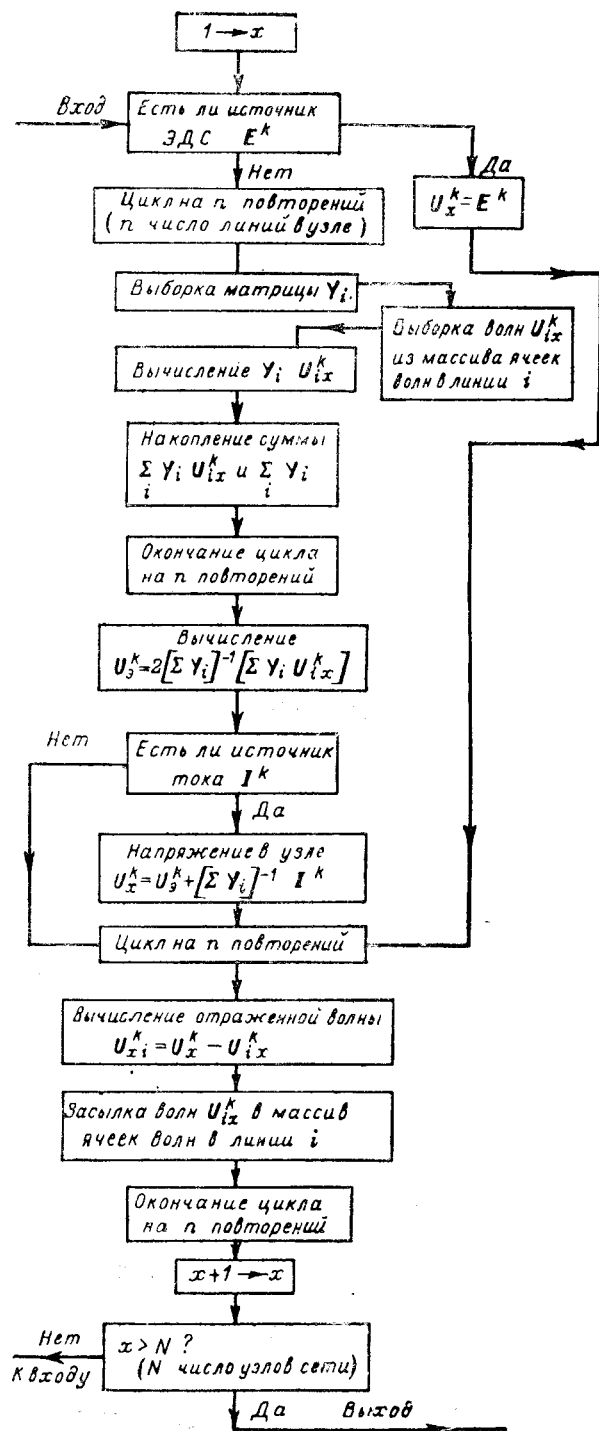


Рис. 1. Блок-схема программ расчета восстанавливающегося напряжения на контактах выключателя.

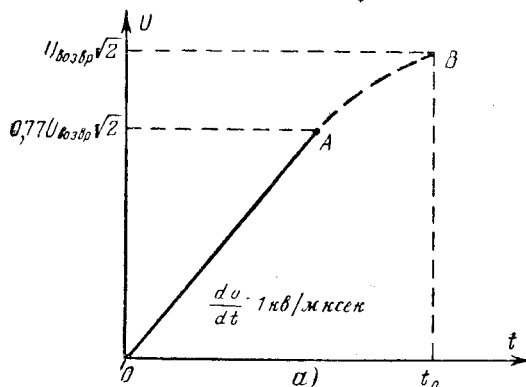
тельность нормируемого в. н., как видно из рис. 2, б, не превышает 350—500 мксек, так как ход кривых при временах  $t > 350$ —500 мксек уже не влияет сколько-нибудь существенно на условия гашения дуги в выключателе.

Действительные формы кривых в. н. обычно отличаются от нормированных. В ряде случаев может представлять интерес ход кривых в. н. и при больших временах, например, до наступления наибольшего максимума. Как показывают многочисленные эксперименты и расчеты, проведенные для развитых сетей 110—220 кВ, время наступления наибольшего

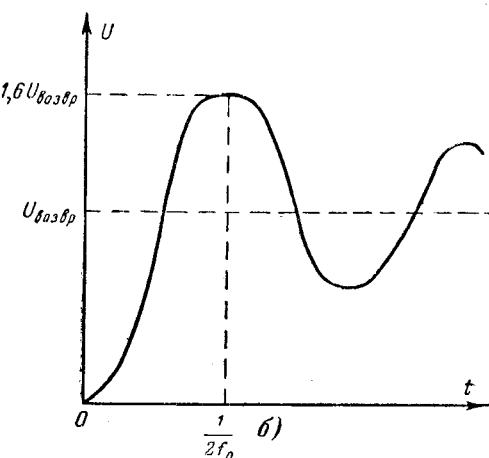
максимума не превышает 500—600 мксек. (В сетях с мощностями короткого замыкания свыше 4 000 Мва оно редко превышает 300—350 мксек).

Временам 300 мксек или 500—600 мксек соответствуют расстояния в 45 км или 75—90 км в один конец вдоль линий. Элементы сети, находящиеся на расстоянии  $l > R$ , не оказывают влияния на интересующую нас форму кривой в. н. Этот простой принцип позволяет выделить расчетную область в виде окружности с радиусом в  $R$  км и центром в точке установки рассматриваемого выключателя. Линии электропередачи, пересеченные проведенной окружностью, замещаются своими волновыми сопротивлениями или же индуктивностями короткого замыкания участков сети, оставшейся за границей выделенной области.

На рис. 3 приведена схема сети 110 кВ, на которой пунктиром показана область, находящаяся внутри окружности с  $R=90$  км. Оставшиеся участки замещены сопротивлением  $z$  — волновым или индуктивным.



Номинальное напряжение выключателя, кВ	110	150	220
$t_0$ , мксек	350	400	500



Номинальное напряжение выключателя, кВ	110	150	220
Частота восстанавливающегося напряжения, кГц	3,5	3,0	2,3

Рис. 2. Нормируемые кривые в. н. для испытательного выключателя.

а — аперiodическая кривая; б — колебательная кривая.  
 $U_{\text{возвр}}$  — возвращающееся напряжение промышленной частоты на контактах фазы выключателя.

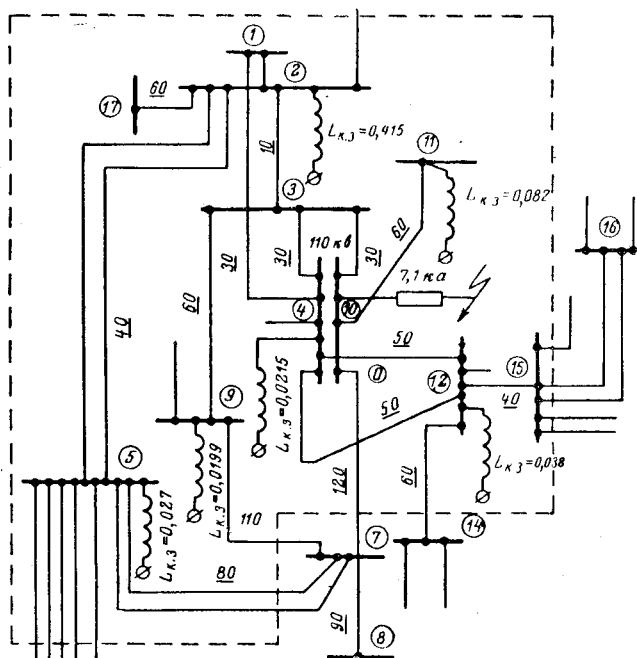


Рис. 3. Схема сети 110 кВ.

— — — граница расчетной области с  $R=90$  км,  
(4) — номер подстанции; 60 — длина линии.

На рис. 4 показаны расчетные кривые восстанавливающегося напряжения на первой отключаемой фазе при отключении трехфазного короткого замыкания в сети рис. 4 для обоих случаев представления  $z$  (кривые  $a$  и  $b$ ). Расчет производился эквивалентным источником тока. До значений, близких к максимуму  $U_b$ , кривые  $a$  и  $b$  совпадают; это означает, что до этого момента времени волны, отраженные от  $z$ , еще не достигли места отключения. В дальнейшем кривые  $a$  и  $b$  несколько расходятся. Снятая в сети 110 кВ опытная кривая восстанавливающегося напряжения ( $b$ ) также нанесена на рис. 4. Расчетные и опытные кривые близки друг к другу.

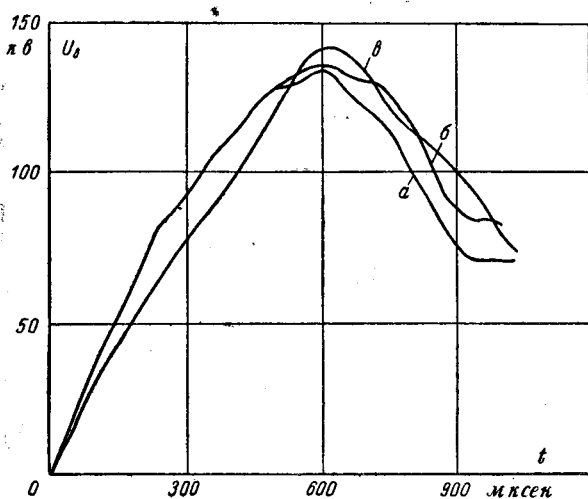


Рис. 4. Кривые в. н. на первой отключаемой фазе при отключении трехфазного короткого замыкания в сети рис. 3.  
 $a$  — расчетная кривая в. н. при  $z$  волновом;  $b$  — расчетная кривая в. н. при  $z$  индуктивном;  $в$  — экспериментальная кривая в. н.

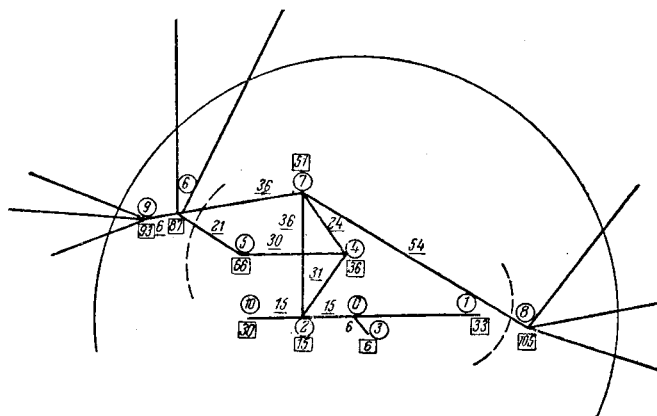


Рис. 5. Расчетная область сети 110 кВ.

(5) — номер узла; 21 — длина линии; [30] — кратчайшее расстояние от выключателя.

Расчетная область сети может быть существенно сокращена, если учесть, что расстояния  $R$  от выключателя до границы области должны быть определены вдоль линий электропередачи. Применение теории графов позволяет относительно просто найти границу области, исходя из указанного условия. Соответствующий алгоритм [Л. 6] включает следующие операции:

1. В расчетной области сети (рис. 5) маркируются все узлы (подстанции) порядковыми номерами с 0 до  $n$ , при этом ноль соответствует подстанции, содержащей выключатель, для которого определяется восстанавливающееся напряжение. На рис. 5 выделена расчетная область с  $R=75$  км.

2. Каждому узлу присваивается индекс  $\lambda_i$ . Для узла  $i=0$ ;  $\lambda_0=0$ ;  $\lambda_i$  всех остальных узлов ( $i \neq 0$ ) первоначально принимаются равными  $\infty$ .

3. Производится последовательное изменение индексов  $\lambda_i$  (для  $i \neq 0$ ) на основании неравенств вида:

$$|\lambda_i - \lambda_j| \leq l_{ij}, \quad (3)$$

где  $l_{ij}$  — расстояние между узлами  $i$  и  $j$  вдоль соединяющей их линии электропередачи.

Для этой цели каждому из узлов выделенного участка сети присваивается вместо  $\lambda_i = \infty$  новый индекс  $\lambda_i$  (при  $i \neq 0$ ), соответствующий расстоянию этого узла до узла с  $\lambda_0=0$ , вдоль одного из возможных путей распространения волн (по ЛЭП) между этими двумя узлами (выбор пути произволен). Далее производится попарное сравнение индексов каждого из узлов со всеми другими узлами схемы, непосредственно связанными с данным узлом линиями электропередач. В результате сравнения рассмотренному узлу присваивается наименьший из индексов  $\lambda_i$ , определяемых системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_i &= \lambda_\mu + l_{i\mu}, \\ \lambda_i &= \lambda_j + l_{ij}, \\ &\dots \dots \dots \\ \lambda_i &= \lambda_k + l_{ik}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где  $\mu, j, k$  — порядковые номера узлов, имеющих непосредственные связи с узлом  $i$ .

Процесс последовательной переиндексации узлов схемы продолжается до тех пор, пока для

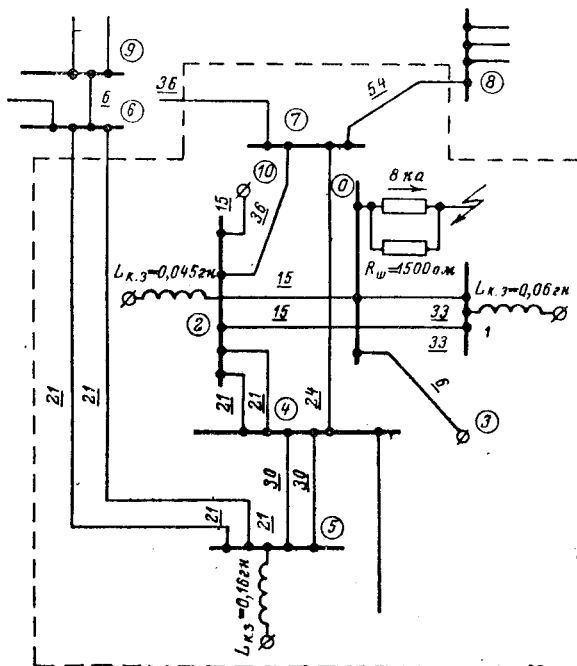


Рис. 6. Электрическая схема сети рис. 5.  
--- граница расчетной области, полученная методом теории графов.

любой пары связанных между собой узлов, не будет выполняться неравенство (3).

Индекс  $\lambda_i$ , полученный указанным образом, численно равен кратчайшему расстоянию (вдоль линии) от узла  $i$  до рассматриваемого выключателя.

Как видно из рис. 5, кратчайшие расстояния узлов 6, 8 и 9 до выключателя вдоль линии электропередачи оказались больше  $R=75$  км.

На рис. 6 приведена электрическая схема сети рис. 5 с подстанциями, которые входят в область, ограниченную радиусом  $R=75$  км. С помощью приведенного алгоритма эта область была сокращена до размеров, указанных на рис. 6 пунктиром.

На рис. 7 дана расчетная и опытная кривая восстанавливающегося напряжения на первой отключаемой фазе при отключении трехфазного короткого замыкания выключателем с  $R_{ш}=1500$  ом. Время наступления максимума в данном случае составляет 320 мксек, т. е. значительно меньше расстояния от выключателя до границ области (измеренного вдоль линии) и поэтому условия на границе не влияют на ход кривой.

Расхождение в скорости восстановления напряжения  $I\omega\omega_0$  в начальной части кривых объясняется неточностью в записи тока короткого замыкания и неточностью отсчета времени по осциллограмме в. н., снятой с относительно малой скоростью развертки.

В тех случаях, когда в результате расчета обнаруживается, что момент наступления максимума превышает 500—600 мксек следует расширить расчетную область соответственно полученному времени максимума и провести повторный расчет. Как правило, второго приближения оказывается достаточно.

В развитых сетях 110 кВ, в которых линии имеют среднюю протяженность 12—15 км, количество

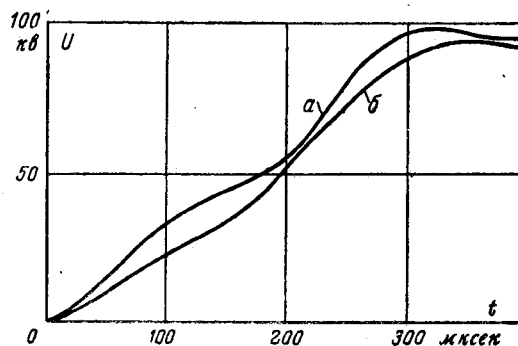


Рис. 7. Кривые в. н. на первой отключаемой фазе при отключении трехфазного короткого замыкания в сети рис. 6.

$a$  — расчетная кривая в. н.;  $b$  — экспериментальная кривая в. н.

узлов (подстанций) в выделенной 75-километровой области может достигать 60—70. Необходимая информация о такой области сети не может быть размещена в оперативной памяти многих электронных цифровых вычислительных машин. Однако в подобных сетях, как правило, можно сузить границу  $R$  до значений, соответствующих объему оперативной памяти. Критерием допустимости такого сужения при оценке максимума кривой в. н. может служить расчет при двух предельных граничных условиях:

а) при эквивалентировании линий электропередач, связывающих пограничные подстанции выделенной области с остальной частью схемы, соответствующими волновыми сопротивлениями;

б) при «обрыве» связей, соединяющих пограничные подстанции с остальной частью схемы. Хорошее совпадение полученных таким образом расчетных кривых вплоть до максимума является доказательством допустимости выполненного сужения расчетной области.

При значительном расхождении расчетных кривых расчет является строгим в интервале времени, ограниченном участком совпадения кривых.

При временах, превышающих момент времени разветвления кривых, истинная кривая в. н. может быть проведена приближенно на основе усреднения полученных расчетных значений.

**Выводы.** 1. Предложенный алгоритм позволяет производить на ЭЦВМ расчеты восстанавливающегося напряжения в сложных схемах сетей.

2. Для определения формы кривой восстанавливающегося напряжения до наибольшего максимума расчетная область сети должна включать в себя все элементы сети в зоне 75—90 км (для сетей 110—220 кВ).

Такая область может быть выделена с помощью алгоритма, основанного на теории графов.

3. В тех случаях когда информация об элементах в области 75—90 км превышает оперативную память машины, производится сужение расчетной области с последующей проверкой точности расчетов.

#### Литература

1. Хаммарlund П., Восстанавливающееся напряжение на контактах выключателя, Госэнергоиздат, 1956.
2. Дорф Г. А., Применение быстродействующих электронных вычислительных машин для расчетов восстанавли-

# Расчет нелинейного электрического поля в ионизированном облучении газе между коаксиальными цилиндрическими электродами

Канд. техн. наук, доц. А. С. РОЗЕНКРАНЦ

Ивановский энергетический институт им. В. И. Ленина

В [Л. 1] было показано, как при помощи аналоговой вычислительной машины можно рассчитать нелинейное электрическое поле между плоскими параллельными электродами в ионизированном облучении газе. Там же указывалась и область практического применения результатов решения задач такого рода.

Подобную методику можно развить дальше и применить для расчета поля между коаксиальными цилиндрами и концентрическими шарами в ионизированном облучении газе. Однако в ряде случаев такой расчет целесообразнее проводить не на аналоговой (АВМ), а на цифровой вычислительной машине (ЭЦВМ), поскольку при больших значениях критерия подобия  $M$  работа АВМ, как указывалось в [Л. 1], становится неустойчивой и, кроме того, если расчет ведется для большого числа вариантов, подготовительные вычисления, переналадка АВМ и последующая обработка результатов становятся чрезмерно трудоемкими. В случае ЭЦВМ становится возможным расчет вариантов, недоступных для АВМ, а время, затраченное на программирование, вполне оправдывается (особенно при большом числе вариантов) отсутствием необходимости в дополнительных вычислениях, так как все они могут быть включены в программу.

Такие расчеты были проведены автором на машине УРАЛ-2 для цилиндрических и сферических электродов. В статье описывается случай коаксиальных цилиндрических электродов (рис. 1), представляющий не только самостоятельный практический интерес, но и дающий необходимую информацию для решения более сложных задач.

Записывая исходные уравнения в цилиндрической системе координат и выполняя преобразования, аналогичные тем, которые были описаны

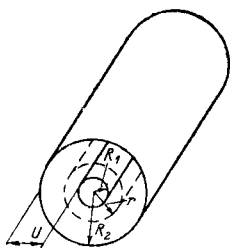


Рис. 1. Расположение электродов.

в приложении II к статье [Л. 1], получим вместо уравнения (17) указанной статьи следующее нелинейное дифференциальное уравнение:

$$2(1+\xi)M''\omega_1 - \frac{1}{2} \frac{\xi^2(1-\eta^2)^2}{1+\xi} \alpha^* (i^* M'')^2 - \\ - \frac{1}{2} \frac{\xi(1-\xi)(1-\eta^2)}{1+\xi} \alpha^* i^* M'' \frac{1}{\xi} \frac{d\omega_1}{d\xi} + \\ + \frac{1}{2} \alpha^* \frac{\xi}{1+\xi} \frac{1}{\xi^2} \left( \frac{d\omega_1}{d\xi} \right)^2 - \\ - \frac{1}{\xi^3} \omega_1 \left[ \xi \frac{d^2\omega_1}{d\xi^2} - \frac{d\omega_1}{d\xi} \right] = 0, \quad (1)$$

где  $M'' = \frac{q_0 N_i R_2^2}{\epsilon \alpha_+ E_1^2}$  — вспомогательный критерий подобия, аналогичный по назначению критерию  $M'$  статьи [Л. 1];

$\omega_1 = \left( \xi \frac{E}{E_1} \right)^2$  — вспомогательная функция;

$E$  — напряженность электрического поля;

$E_1$  — временно принятая за базисную напряженность электрического поля на поверхности внешнего электрода;

$\xi = \frac{r}{R_2}$  — относительный текущий радиус;

$\eta = \frac{R_1}{R_2}$ ;

$\xi = \frac{x_+}{x_-}$  — отношение положительных ( $x_+$ ) и отрицательных ( $x_-$ ) ионов;

$q_0$  — заряд одного иона;

$N_i$  — число пар ионов, создаваемых ионизирующим фактором в единице объема за единицу времени;

$\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость;

$\alpha^* = \frac{\alpha_+ \epsilon}{q_0 x_+}$  — относительный коэффициент рекомбинации;

$\alpha_p$  — обычный коэффициент рекомбинации;

вающегося напряжения, Труды ВНИИЭ, вып. XV, Госэнергоиздат, 1963.

3. Дорф Г. А. и Юренков В. Д., Скорости восстанавливающегося напряжения в сетях энергосистем и требования к выключателям 110—220 кВ, «Электрические станции», 1965, № 11.

4. Долгинов А. И., Ступель А. И. и Левина Л. С., Алгоритм и программа расчета на ЭЦВМ электромагнитных переходных процессов в электрических системах, «Электричество», 1966, № 8.

5. Бергерон Л., От гидравлического удара в трубах до разряда в электрической сети, Машгиз, 1962.

6. Берж К., Теория графов и ее применение, Изд-во иностранной литературы, 1962.

7. Герт Р., Расчет восстанавливающегося напряжения распределительных электрических сетей, «Электротехнический обзор», 1954, № 2.

$i^* = \frac{i}{i_0} = \delta^* = \frac{\delta}{\delta_0}$  — относительный ток;  
 $i, \delta$  — ток и плотность тока между электродами;  
 $i_0, \delta_0$  — соответственно ток и плотность тока насыщения.

В данном случае, в отличие от случая плоских электродов [Л. 1],  $\delta_0$ , как и  $\delta$ , зависит от  $\xi$ :

$$\delta_0 = \frac{q_0 N_0 \pi (R_2^2 - R_1^2)}{2\pi r} = \frac{q_0 N_0 R_2 (1 - \eta^2)}{2\xi}. \quad (2)$$

Величина  $i^*$  так же, как и в [Л. 1] заранее не известна и должна быть определена в ходе решения, причем эта величина связана с искомой функцией  $w_1$  граничными условиями, которые можно вывести способом, аналогичным изложенному в приложении II к [Л. 1]. Следует лишь заметить, что в случае коаксиальных цилиндрических, как и вообще несимметричных электродов, полярность в общем случае не безразлична (при  $\kappa_+ \neq \kappa_-$ , т. е. при  $\xi \neq 1$ ). Поэтому граничные условия будут различными для разной полярности (ниже буквой  $a$  отмечены формулы, относящиеся к положительной полярности внутреннего электрода, а буквой  $b$  — к отрицательной его полярности):

$$\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_1 = M''(1 - \eta^2)i^*, \quad (3a)$$

$$\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_\eta = -\zeta\eta\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_1 \quad (4a)$$

и соответственно для отрицательной полярности

$$\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_1 = -M''\zeta(1 - \eta^2)i^*, \quad (3b)$$

$$\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_\eta = -\frac{\eta}{\zeta}\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_1, \quad (4b)$$

где  $\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_1$  и  $\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_\eta$  — значения производной  $\frac{dw_1}{d\xi}$  соответственно при  $\xi = 1$  (внешний электрод) и  $\xi = \eta$  (внутренний электрод).

Обозначив для краткости

$$k_1 = 2(1 + \zeta)M'', \quad (5)$$

$$k_2 = \frac{1}{2} \frac{\zeta^2(1 - \eta^2)^2}{1 + \zeta} \alpha^* (i^* M'')^2, \quad (6)$$

$$k_3 = \frac{1}{2} \frac{\zeta(1 - \zeta)(1 - \eta^2)}{1 + \zeta} \alpha^* i^* M'', \quad (7)$$

$$k_4 = \frac{1}{2} \alpha^* \frac{\zeta}{1 + \zeta}, \quad (8)$$

представим уравнение (1) в удобном для вычислений виде:

$$\frac{d^2 w_1}{d\xi^2} = \frac{\xi^2}{w_1} (k_1 w_1 - k_2) + \frac{dw_1}{d\xi} \left[ \frac{1}{w_1} \left( k_1 \frac{dw_1}{d\xi} - k_3 \xi \right) + \frac{1}{\xi} \right]. \quad (9)$$

Главной частью алгоритма решения рассматриваемой задачи является блок численного интегрирования уравнения (9).

Пространственный интервал  $\eta \leq \xi \leq 1$  разбит на большое число  $n$  отрезков

$$\Delta\xi = \frac{1 - \eta}{n}. \quad (10)$$

Ограничиваясь в пределах малого участка  $\Delta\xi$  членами ряда Тейлора с производными до второй включительно, что обеспечивает вполне достаточную точность, получаем простые рекуррентные соотношения:

$$\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_{k+1} = \left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_k + \left(\frac{d^2 w_1}{d\xi^2}\right)_k \Delta\xi, \quad (11)$$

$$w_{1(k+1)} = w_{1(k)} + \left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_k \Delta\xi + \left(\frac{d^2 w_1}{d\xi^2}\right)_k \frac{(\Delta\xi)^2}{2}, \quad (12)$$

где индексы  $k$  и  $k+1$  означают номер точки промежутка. Поскольку за базисную напряженность выбрана напряженность  $E_1$  на внешнем цилиндре, величина функции  $w_1$  на одном из концов промежутка известна:

$$w_1(1) = 1,$$

а  $\frac{dw_1}{d\xi}$  в этой точке определяется соотношением (3a)

или (3b), так что интегрирование удобно вести от  $\xi = 1$  до  $\xi = \eta$ . Таким образом, внешнему электроду ( $\xi = 1$ ) соответствует  $k = 0$ , а внутреннему электроду ( $\xi = \eta$ ) соответствует  $k = n$ . Очевидно, что при этом  $\Delta\xi < 0$ .

До начала интегрирования машина вычисляет  $k_1, k_2, k_3$  и  $k_4$  по формулам (5) — (8). Теперь, имея значения  $w_1$  и  $\frac{dw_1}{d\xi}$  для  $k = 0$ , можно, вычислив по формуле (9) величину  $\frac{d^2 w_1}{d\xi^2}$  в этой точке, найти из соотношений (11) и (12)  $\frac{dw_1}{d\xi}$  и  $w_1$  в точке  $k = 1$ , а затем аналогичным образом перейти к  $k = 2$  и т. д.

Программа такого циклического процесса и составляла блок интегрирования. Этот блок предусматривал также вычисление по Симпсону величины

$$K = \int_{\eta}^1 \frac{E}{E_1} d\xi = \int_{\eta}^1 \frac{V w_1}{\xi} d\xi, \quad (13)$$

необходимой для перевода результатов в более удобную для практического использования форму. Вычисление по формуле (13) производилось не всегда, а по особой команде.

Сам по себе блок интегрирования уравнения (9) еще не дает решения задачи, так как заранее не известна величина  $i^*$ , входящая в формулы (3a), (3b), (6) и (7), используемые при вычислениях. Величина  $i^*$  должна быть подобрана так, чтобы выполнялись условия (4a) или (4b) в зависимости от полярности.

Другими словами, необходимо выбрать значение  $i^*$ , обращающее в нуль функцию  $\varphi(i^*)$ , которая в случае положительной полярности внутреннего цилиндра равна

$$\varphi(i^*) = \left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_\eta + \zeta\eta, \quad (14a)$$

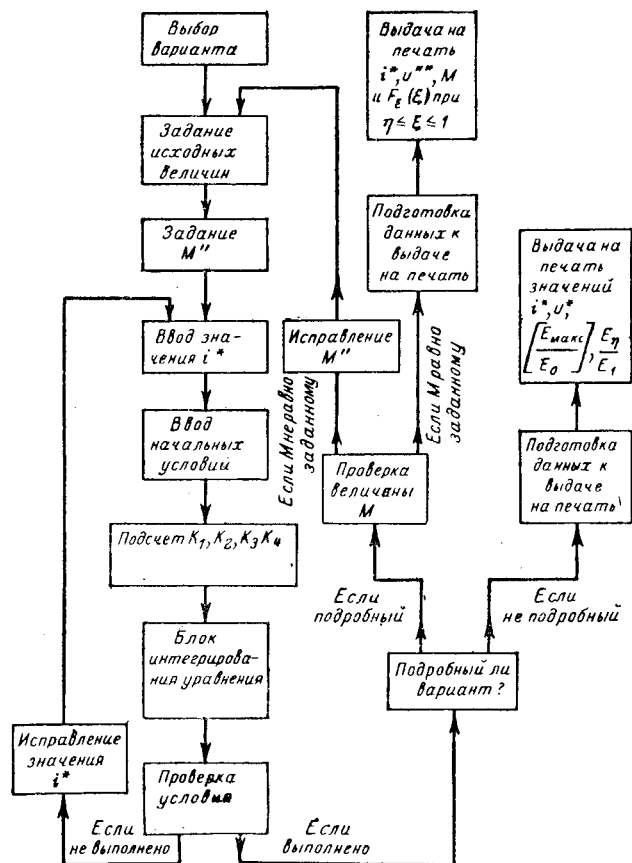


Рис. 2. Блок-схема программы расчета поля.

а в случае отрицательной полярности

$$\varphi(i^*) = \frac{\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_\eta}{\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_1} + \frac{\eta}{\xi}. \quad (14б)$$

Таким образом, наряду с блоком интегрирования программа содержит алгоритм решения уравнения

$$\varphi(i^*) = 0, \quad (15)$$

состоящий вкратце в том, что после окончания интегрирования, выполненного для какого-то одного значения  $i^*$ , машина вычисляла  $\varphi(i^*)$  по формулам (14а) или (14б) и если оказывалось, что  $|\varphi(i^*)| > 10^{-4}$  (заданная степень точности), проверялся знак  $\varphi$ : если  $\varphi > 0$ , ток  $|i^*|$  увеличивался, но так, чтобы  $|i^*| < 1$ ; если  $\varphi < 0$  — ток уменьшался, после чего для нового значения тока вычислялись все коэффициенты, а также  $\left(\frac{dw_1}{d\xi}\right)_1$  и производилось повторное интегрирование.

В некоторых случаях команду на изменение тока  $i^*$  можно было дать еще до окончания интегрирования: как и в случае, описанном в [Л. 1], и по тем же причинам ни в одной из точек не может быть  $E \leq 0$ , а следовательно, невозможно и  $w_1 \leq 0$ . Если в какой-либо из точек такое условие нарушалось, то это означало, что выбранное значение  $i^*$  больше, чем нужно, и давалась команда на уменьшение (по модулю) тока. Все приведенные выше свойства функции  $\varphi(i^*)$  были предварительно

исследованы во время опытов на аналоговой машине, что значительно ускорило отладку программы на ЭЦВМ.

Описанный процесс изменения тока продолжался до отделения корня, т. е. до тех пор, пока не находились два значения  $i^*$ , соответствующие  $\varphi$  разного знака. Это означало, что корень лежит между ними, и автоматически вступала в действие программа уточнения корня (в процессе отладки программы автором испытывались различные известные варианты уточнения корня). После того как  $|\varphi|$  уменьшалась до установленной величины (10<sup>-4</sup>), найденное рабочее значение  $i^*$  с достаточной точностью удовлетворяло граничным условиям. Тогда автоматически выдавалось разрешение на включение в блок интегрирования вычислений  $K$  по формуле (13), и интегрирование повторялось уже для рабочего значения  $i^*$ .

Теперь оставалось только перейти от временно выбранной за базисную напряженности  $E_1$  к удобной для практического использования средней напряженности  $E_0$ :

$$E_0 = \frac{U}{a} = \frac{U}{R_2 - R_1}, \quad (16)$$

где  $a$  — расстояние между электродами<sup>1</sup>.

Нетрудно показать, что

$$\frac{E_0}{E_1} = \frac{1}{1-\eta} \int_{\eta}^1 \frac{E}{E_1} d\xi = \frac{K}{1-\eta}, \quad (17)$$

где  $K$  вычислено по формуле (13).

Теперь можно заменить  $M''$ , входящий в (1), критерием подобия  $M$ , определяемым так же, как и в [Л. 1]:

$$M = \frac{q_0 N_1 a^2}{\epsilon x + E_0^2} = \frac{q_0 N_1 a^4}{\epsilon x + U^2}. \quad (18)$$

<sup>1</sup> Использовать  $E_0$  в качестве базисной напряженности с самого начала нельзя, так как в этом случае не было бы известно значение вспомогательной функции  $w_1$  при  $\xi = 1$ . Процесс решения при этом значительно удлинился бы.

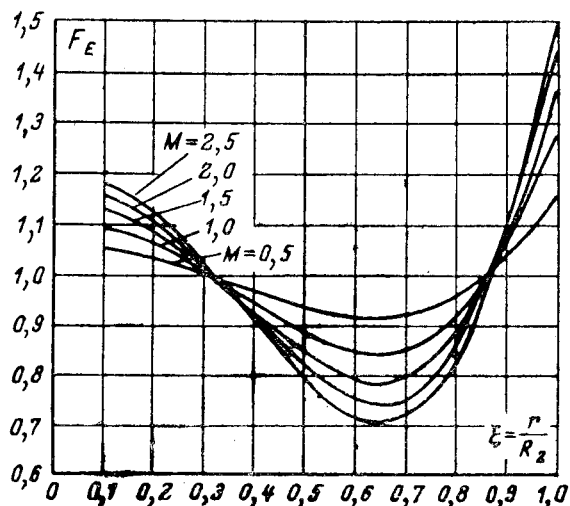


Рис. 3. Результаты расчета относительной напряженности для положительной полярности внутреннего электрода.

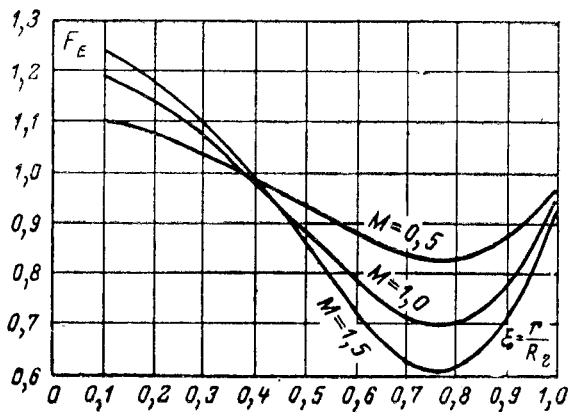


Рис. 4. Результаты расчета относительной напряженности для отрицательной полярности внутреннего электрода.

Между  $M$  и  $M''$  существует очевидное соотношение:

$$M = \left[ (1 - \eta) \frac{E_1}{E_0} \right]^2 M'' = \frac{(1 - \eta)^4}{K^2} M'' \quad (19)$$

При построении вольт-амперной характеристики удобно вместо  $M$  пользоваться величиной относительного напряжения (см. [Л. 2]):

$$u^* = \frac{1}{\sqrt{M}} \quad (20)$$

и соответственно

$$u''^* = \frac{1}{\sqrt{M''}} \quad (21)$$

Поскольку значения  $\omega_1(\xi)$  остались в оперативном накопителе машины, теперь легко подсчитать относительную напряженность

$$E^*(\xi) = \frac{E}{E_0} = \frac{E}{E_1} \frac{E_1}{E_0} = \frac{V \omega_1(\xi)}{\xi} \cdot \frac{1 - \eta}{K} \quad (22)$$

Очевидно, что задаваясь «круглыми» значениями  $M''$  или  $u''^*$ , мы после описанного выше вычислительного процесса получим, как правило, не «круглые» значения  $M$  или  $u^*$ . При построении вольт-амперной характеристики или других кривых в функции  $M$  или  $u^*$  это не имеет значения, но кривые напряженности поля в функции  $\xi$  желательно, конечно, для удобства отсчета и большей наглядности строить для равноотстоящих «круглых» значений  $M$ . С этой целью в программу был включен для некоторых вариантов алгоритм подбора значений  $M''$ , соответствующих заданным значениям  $M$ .

Приводимые ниже результаты относятся к случаю электродов с  $\eta = 0,1$  в воздухе при нормальных условиях ( $\alpha^* = 0,6$ ;  $\xi = 0,7$ ). Так как напряженность поля на промежутке между внутренним и внешним цилиндром изменяется более чем в 10 раз, удобнее пользоваться кривыми, на которых по оси ординат отложена не сама напряженность, а ее отношение к напряженности в той же точке поля при отсутствии облучения. Величину этого отношения, характеризующую влияние облучения, обозначим  $F_E$ .

Очевидно, что при отсутствии облучения

$$(E^*)_0 = \left( \frac{E}{E_0} \right)_0 = \frac{U}{r \ln \frac{R_2}{R_1}} \cdot \frac{R_2 - R_1}{U} = \frac{1 - \eta}{\xi \ln \frac{1}{\eta}} \quad (23)$$

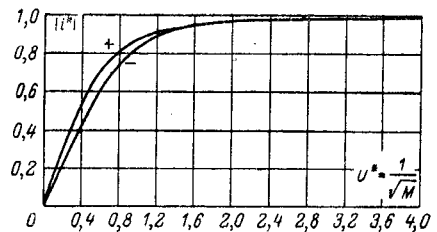


Рис. 5. Относительные вольт-амперные характеристики для разных полярностей внутреннего электрода.

так что

$$F_E = \frac{E^*}{(E^*)_0} = \frac{V \omega_1(\xi) \ln \frac{1}{\eta}}{K} \quad (24)$$

На рис. 2 изображена блок-схема программы. Выбранная величина шага  $|\Delta \xi| = 0,001$  обеспечивала высокую точность расчета (не менее четырех верных знаков в результате); значения  $E^*(\xi)$  и соответственно  $F_E(\xi)$  выдавались на печать для  $\xi = 1; 0,95; 0,90; \dots; 0,15; 0,10$ . Продолжительность однократного интегрирования на машине УРАЛ-2 составляла около 15 сек, а общее время вычислений для каждого заданного  $u''^*$  (или  $M''$ ) составляла, в зависимости от быстроты сходимости, неодинаковой для разных вариантов, 2—3 мин, а для заданного  $M$  — в среднем 5÷10 мин.

На рис. 3 и 4 изображены кривые  $F_E(\xi)$  для обеих полярностей электродов и разных значений  $M$ . На рис. 5 приведены относительные вольт-амперные характеристики при обеих полярностях электродов.

**Выводы.** 1. Расчет нелинейного электрического поля в ионизированном облучением газе между коаксиальными цилиндрическими электродами может быть выполнен на ЭЦВМ с высокой точностью и при небольшой затрате машинного времени, если использовать ЭЦВМ среднего (как УРАЛ-2) или более высокого быстродействия.

2. Результаты расчета, полученные в относительных единицах, благодаря законам подобия могут быть практически использованы для широкого диапазона напряжений, мощностей ионизирующего фактора и линейных размеров.

3. При  $\xi < 1$  усиление неоднородности поля, вызванное облучением, заметнее при отрицательной полярности внутреннего электрода. В этом случае даже при сравнительно небольших значениях  $M$  (порядка 1—1,5) создается существенное увеличение напряженности на внутреннем электроде.

## Литература

1. Розенкранц А. С., Нелинейное электрическое поле в диэлектрике, ионизированном облучением, «Электричество», 1966, № 6.
2. Розенкранц А. С., Расчет некоторых переходных процессов нелинейного электрического поля в ионизированном облучением газе, Известия вузов СССР, Энергетика, 1966, № 2.

[12.4.1967]



## МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗАИМОИНДУКЦИИ И ЕМКОСТНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ЛИНИЙ ПРИ РАСЧЕТАХ НА МОДЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Инженеры В. В. ДАВИДОВИЧ, Б. А. ХЕЙФИЦ

*Энергосетьпроект*

и инж. Ю. И. СКЛЯРЕВСКИЙ

*Московский энергетический институт*

В расчетных моделях постоянного тока, которые, несмотря на все более широкое применение ЭЦВМ, продолжают использоваться в энергосистемах и проектных организациях, не предусмотрена возможность учета емкостной проводимости линий электропередач, а также взаимной индукции параллельных линий в схемах нулевой последовательности. Эти обстоятельства ограничивают, в известной мере, круг задач, решаемых на этих установках.

Токи, обусловленные емкостной проводимостью линии, при расчетах на существующих моделях постоянного тока учитываются обычно с помощью дополнительных достаточно приближенных аналитических вычислений, что связано с лишней затратой времени.

Взаимная индуктивность в простейших случаях, когда параллельные линии имеют общие шины, как правило, учитывается с помощью известных схем замещения. В более сложных случаях эти схемы требуют введения отрицательных сопротивлений, что на обычных моделях выполнить нельзя. Кроме того, при таком способе учета взаимной индукции изменение места короткого замыкания влечет за собой часто и необходимость переборки части схемы, собранной на модели.

Применение дуальных схем для исключения взаимной индукции при расчетах сложных многоконтурных сетей требует большой подготовительной работы и все же в некоторых случаях может не дать положительных результатов.

Итерационный способ, хотя и обеспечивает решение задачи во всех случаях, является весьма трудоемким.

Питание моделей на активных сопротивлениях переменным током позволяет упростить учет взаимной индукции, хотя и здесь имеются определенные трудности, связанные с тем, что трансформаторы для учета взаимной индукции должны приближаться по своим характеристикам к идеальным.

Хотя применение переменного тока несколько расширяет возможности таких установок, однако это создает определенные затруднения в выполнении высокостабильных источников питания, приводит к усложнению схемы измерения, создает трудности в выполнении элементов неизменного тока и т. д.

Указанные выше обстоятельства сделали целесообразной разработку специальных устройств, кото-

рые позволили бы имитировать емкостную проводимость и взаимную индукцию параллельных линий на моделях постоянного тока.

**Моделирование взаимной индукции параллельных линий.** Устройство для моделирования взаимной индукции параллельных линий основано на введении в магнитосвязанные линии продольных э. д. с., величина которых зависит от величин и направлений токов в линиях, связанных с данной. Рассмотрим, например, три параллельных линии с взаимной индукцией, показанные на рис. 1, а.

Как известно, соотношения между токами и напряжениями в такой схеме могут быть выражены:

$$\left. \begin{aligned} U'_1 - U''_1 &= I_1 x_{11} + I_2 x_{12} + I_3 x_{13}, \\ U'_2 - U''_2 &= I_1 x_{21} + I_2 x_{22} + I_3 x_{23}, \\ U'_3 - U''_3 &= I_1 x_{31} + I_2 x_{32} + I_3 x_{33}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Эквивалентная схема, показанная на рис. 1, б, требует, чтобы продольные э. д. с., вводимые в каждую линию, были бы равны:

$$\left. \begin{aligned} e_{1M} &= I_2 x_{12} + I_3 x_{13}, \\ e_{2M} &= I_1 x_{21} + I_3 x_{23}, \\ e_{3M} &= I_1 x_{31} + I_2 x_{32}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Реализовать это соотношение можно с помощью различных элементов, но наиболее просто и удобно это оказалось сделать на дифференциальных магнитных усилителях с выходом на постоянном токе [Л. 1], которые отвечают следующим требованиям:

а) на выходе усилителя суммируются сигналы с учетом их знака, поэтому правильно учитываются направления токов;

б) характеристика усилителя «вход — выход» является реверсивной, поэтому обеспечивается введение продольной э. д. с. нужного направления;

в) при питании каждого усилителя от отдельной обмотки питающего трансформатора исключается электрическая связь по входу и выходу.

Учет взаимной индукции с помощью магнитных усилителей основан на том, что в рассечку каждой линии включены выходы усилителей МУ-1, МУ-2, МУ-3, управляемые через обмотки управления  $w_y$  токами двух других линий согласно заданным сопротивлениям взаимной индукции и равенствам (2). Величины сопротивлений взаимной индукции между линиями регулируются с помощью потенциометров,

шунтирующих обмотки управления магнитных усилителей согласно равенствам:

$$x_{ki} = \frac{c_{km}}{I_{ii}}; \quad x_{ih} = \frac{c_{im}}{I_h}, \quad (3)$$

где индексы  $i$  и  $k$  обозначают номера линий. Положительные направления токов и э. д. с. при этом указаны на рис. 1, в.

При данном способе моделирования взаимной индукции существенно получить эквивалентное выходное сопротивление усилителя близким к нулю, так как в противном случае включение его в разрыв линии будет вызывать нарушение действительного токораспределения.

Введение отрицательной обратной связи по напряжению (ООС) позволяет, как известно, уменьшить эквивалентное выходное сопротивление усилителя и получить более стабильную характеристику «вход — выход».

При достаточно большом коэффициенте усиления магнитного усилителя по току ( $K_I = 10\,000 \div 20\,000$ ) и наличии ООС передаточное сопротивление, как известно, хорошо описывается выражением [Л. 2]:

$$\frac{U_{вых}}{I_y} \approx \frac{\omega_y R_{(ООС)}}{\omega_{(ООС)}}, \quad (4)$$

где  $U_{вых}$  — выходное напряжение усилителя;  
 $I_y$  — ток обмотки управления;  
 $\omega_y$  — число витков обмотки управления;  
 $\omega_{(ООС)}$  — число витков обмотки ООС;  
 $R_{(ООС)}$  — сопротивление обмотки ООС.

Выходное напряжение усилителя не зависит от нагрузки (от эквивалентного сопротивления схемы сети набранной на модели относительно выходных зажимов усилителя).

Введение только отрицательной обратной связи по напряжению приводит, однако, к уменьшению эквивалентного коэффициента усиления усилителя и, как следствие этого, к уменьшению моделируемых величин взаимной индукции.

Поэтому, кроме ООС по напряжению, оказалось целесообразным ввести также положительную обратную связь (ПОС) по току нагрузки. При введении ПОС по току нагрузки эквивалентное выходное сопротивление усилителя:

$$r_{i(ПОС)} = r_i - \frac{I_{(ПОС)}}{I_{вых}} \omega_{(ПОС)} k, \quad (5)$$

где  $r_{i(ПОС)}$  — эквивалентное выходное сопротивление усилителя с ПОС по току нагрузки;

$r_i$  — выходное сопротивление усилителя без ПОС;

$I_{(ПОС)}$  — ток в обмотке ПОС;

$I_{вых}$  — ток нагрузки;

$\omega_{(ПОС)}$  — число витков обмотки ПОС;

$k$  — передаточное сопротивление усилителя без обратной связи.

Это сопротивление может быть существенно уменьшено и сделано даже отрицательным. Однако введение глубокой ПОС не рекомендуется, так как она отрицательно сказывается на стабильности работы магнитного усилителя.

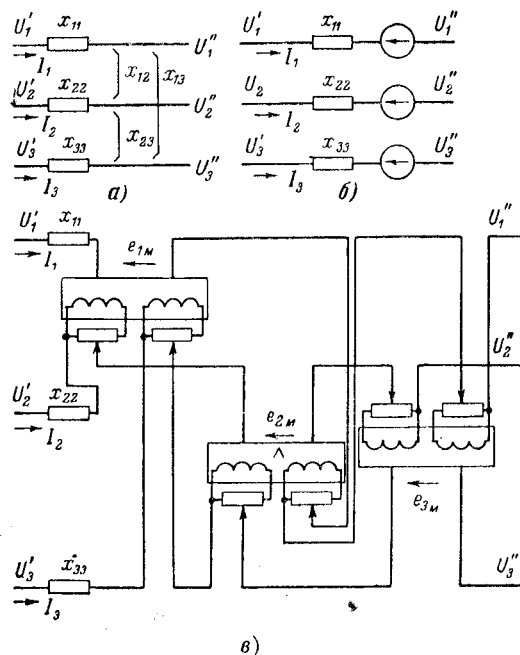


Рис. 1. Моделирование взаимных индукций параллельных линий.

а — исходная схема; б — эквивалентная схема; в — схема моделирования на дифференциальных магнитных усилителях с самонасыщением с выходом на постоянном токе.

Используя смешанную обратную связь, ООС по напряжению и ПОС по току эквивалентное выходное сопротивление усилителя оказалось возможным приблизить к нулю с точностью, удовлетворяющей расчетам на модели постоянного тока — 1—2% минимального сопротивления нагрузки.

Таким образом, ток линии, проходя через выход усилителя, практически не влияет на его выходное напряжение, и оно автоматически поддерживается пропорциональным лишь суммарному входному сигналу, т. е. токам в параллельных линиях.

Сопротивление обмоток управления приходится учитывать при наборе схемы. Это, однако, каких-либо затруднений не вызывает, так как при правильно выбранных масштабах модели, сопротивления обмоток управления всегда много меньше, чем собственные сопротивления моделируемых линий.

Выше приводилась схема моделирования взаимной индукции трех параллельных линий. Следует отметить, что такой способ моделирования взаимной индукции не накладывает каких-либо ограничений на число параллельных линий. Если число параллельных линий, связанных взаимной индукцией, равно  $n$ , то требуется  $n$  усилителей с числом управляющих обмоток  $n-1$ .

Экспериментальная проверка данного способа моделирования взаимной индукции проводилась на макете, собранном из серийных магнитных усилителей типа ТУМ-АИ-13 и ТУМ-АИ-11. Рабочая цепь была выполнена по известной схеме дифференциального магнитного усилителя с балластными сопротивлениями [Л. 1]. Достоинство этой схемы в сравнительной простоте и возможности применения однополярных конденсаторов для сглаживания выходного напряжения.

Выбранные параметры схемы позволяли воспроизводить сопротивления взаимной индукции от 0 до

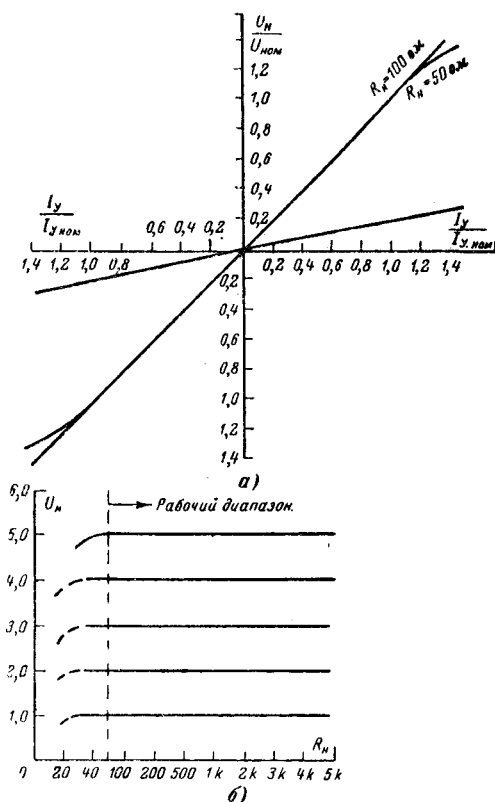


Рис. 2. Характеристики дифференциального магнитного усилителя, работающего в схеме моделирования взаимной индукции параллельных линий.

а — нагрузочная характеристика; б — характеристика «вход — выход».

500—600 ом при максимальном токе в магнитосвязанных линиях до 100 ма. Эти величины достаточно хорошо согласуются с обычно применяемыми на моделях масштабами электрических величин.

Погрешность при моделировании взаимной индукции не превышала 2—3% наибольшего из токов в магнитосвязанных линиях, что примерно соответствует общей приборной точности расчетных моделей.

На рис. 2, а и б приведены экспериментально полученные характеристики дифференциальных магнитных усилителей, использовавшихся в схеме моделирования взаимной индукции.

**Моделирование емкостной проводимости линий.** В моделях постоянного тока индуктивные сопротивления высоковольтных сетей воспроизводятся активными сопротивлениями. Поэтому емкостная проводимость линии электропередачи может воспроизводиться отрицательной активной проводимостью или соответствующим ей отрицательным активным сопротивлением, т. е. двухполюсником, который выдавал бы ток в линию, пропорциональный емкости линии и напряжению в данной точке.

Такое отрицательное сопротивление может быть выполнено, вообще говоря, на различных элементах в частности, с помощью операционных усилителей на основе так называемых «источников тока». Однако, как и в случае моделирования взаимной индукции, наиболее простое и экономичное решение получается при использовании магнитных усилителей.

Ниже рассматриваются две схемы для воспроизведения такого отрицательного сопротивления на модели постоянного тока.

а) Схема отрицательного сопротивления, выполненная на базе двухтактного магнитного усилителя постоянного тока с самонасыщением (рис. 3, а).

Если такой усилитель работает в пределах линейного участка характеристики «вход — выход», то ток, поступающий в него или выдаваемый им, будет равен:

$$I = \frac{U[(R+r_p)-(m-1)(R_y+r_y)]}{(R+r_p)(R_y+r_y)}, \quad (6)$$

где

$$m = \frac{k_0 \omega_y}{(R_y+r_y)};$$

$k_0 = \frac{E}{I_y \omega_y}$  — передаточное сопротивление на один виток

обмотки управления;

$R_y$  — внешнее сопротивление в цепи обмотки управления;

$r_y$  — сопротивление обмотки управления;

$R$  — внешнее сопротивление в цепи рабочей обмотки;

$r_1$  — внутреннее сопротивление рабочей обмотки;

$\omega_y$  — число витков обмотки управления;

$E$  — внутренняя э. д. с. рабочей обмотки;

$U$  — напряжение в точке, где моделируется емкость линии.

Из выражения (6) входное сопротивление двухполюсника будет равно:

$$R_{вх} = \frac{U}{I} = \frac{(R+r_p)(R_y+r_y)}{(R+r_p)-(m-1)(R_y+r_y)}. \quad (7)$$

При  $(R+r_p) < (m-1)(R_y+r_y)$  величина этого сопротивления отрицательна, и с его помощью может моделироваться емкость линии. При  $(R+r_p) > (m-1)(R_y+r_y)$  — положительна и  $R_{вх}$  работает как обычное сопротивление.

Для того чтобы изменения эквивалентного сопротивления внешней сети не сказывалось на величине выходного тока двухполюсника, который должен быть пропорциональным напряжению на его зажимах, эквивалентное выходное сопротивление его должно быть достаточно велико. Это дости-

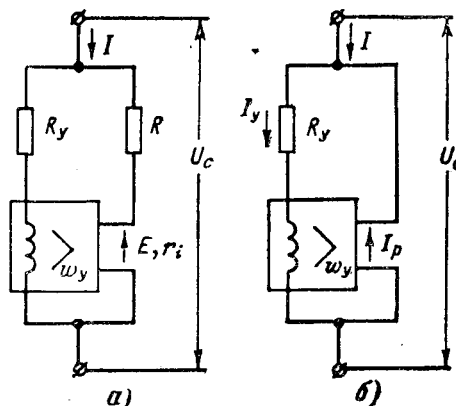


Рис. 3.

гается за счет применения смешанной обратной связи: положительной по напряжению и отрицательной по току. Балластное сопротивление  $R$  является шунтом для замера выходного тока в цепи отрицательной обратной связи по току. Величина его составляет несколько десятков ом.

Сопротивление  $R_y$  используется для регулировки величины отрицательного сопротивления.

б) Схема отрицательного сопротивления, выполненная на базе дроссельного однотактного магнитного усилителя (рис. 3, б).

Для такого магнитного усилителя в определенных пределах среднее значение тока в рабочей обмотке практически не зависит от сопротивления нагрузки и выполняется равенство:

$$I_y \omega_y = I_l \omega_p. \quad (8)$$

Величина тока управления определяется напряжением  $U$ :

$$I_y = \frac{U}{R_y + r_y}. \quad (9)$$

При этом ток, выдаваемый (или потребляемый из сети) таким двухполюсником, равен:

$$I = I_y - I_l = I_y \left( 1 - \frac{\omega_y}{\omega_p} \right) \quad (10)$$

или

$$I = \frac{U}{R_y + r_y} \left( 1 - \frac{\omega_y}{\omega_p} \right). \quad (11)$$

Откуда входное сопротивление двухполюсника:

$$R_{вх} = \frac{R_y + r_y}{1 - \frac{\omega_y}{\omega_p}}. \quad (12)$$

При  $\omega_y > \omega_p$  входное сопротивление двухполюсника будет отрицательным. Его величина может регулироваться сопротивлением  $R_y$ .

Экспериментальная проверка моделирования емкостной проводимости линий выполнялась также на усилителях ТУМ-АИ-13 и ТУМ-АИ-11.

Выбранные параметры схем позволяли получать емкостные токи до 30—40 мА, что достаточно хорошо согласуется с масштабами, обычно используемыми при расчете на моделях постоянного тока. Погрешность в рабочем диапазоне при моделировании емкостной проводимости была примерно той же величины, что и при моделировании взаимной индукции.

На рис. 4, а и б приведены экспериментальные характеристики отрицательных сопротивлений для схем, изображенных на рис. 3.

Схема на рис. 3, а является двухтактной и может быть использована при изменении напряжения внешней сети от 0 до  $\pm U_{\max}$ .

Схема рис. 3, б может быть использована в том случае, если напряжение сети однополярно и изменяется в пределах  $U_{\min} \div U_{\max}$ .

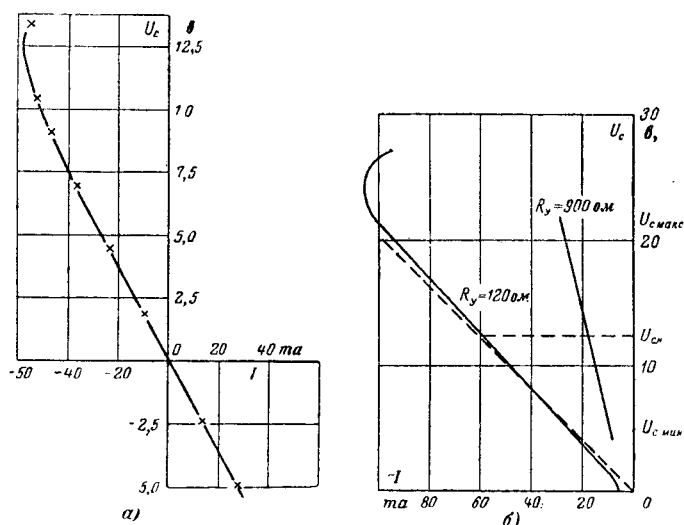


Рис. 4. Характеристики отрицательных сопротивлений для моделирования емкостной проводимости линий.  
а — для схемы на рис. 3; б — для схемы на рис. 4.

**Выводы.** 1. Автономность входа и выхода магнитных усилителей обеспечивает достаточно простое выполнение схем моделирования взаимной индукции и емкостной проводимости линий при расчетах на моделях постоянного тока.

2. Устройство для моделирования взаимной индукции параллельных линий в схемах нулевой последовательности, выполненное на базе однокаскадных магнитных усилителей с самонасыщением, отличается наглядностью и достаточно для практики точностью. Учет взаимной индукции линий производится автоматически. Количество усилителей равно числу параллельных линий. Регулирование сопротивлений взаимной индукции плавное с помощью переменных сопротивлений, шунтирующих обмотки управления усилителей.

3. Из рассмотренных двух схем отрицательных сопротивлений, предназначенных для моделирования емкостной проводимости линий, более точной и универсальной является схема, использующая двухтактный магнитный усилитель с самонасыщением.

Схема с дроссельным усилителем значительно проще по устройству и, хотя точность ее работы несколько меньшая, она может найти практическое применение.

Окончательный выбор схемы для имитации отрицательного сопротивления определяется конкретными условиями решаемой задачи.

#### Литература

1. Розенблат М. А., Магнитные усилители с самонасыщением, изд-во «Энергия», 1963.
2. Миловзоров В. П., Электромагнитная техника, изд-во «Энергия», 1964.

[15.7.1967]



# РАСЧЕТ НА ЭЦВМ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

С. В. СТРАХОВ и Г. Л. ЭПШТЕЙН

Москва

Программу расчета электромеханических переходных процессов целесообразно использовать как составную часть программ исследования динамической устойчивости или выбора параметров автоматических регуляторов. Учитывая, что в указанных программах требуется многократное повторное вычисление переходных процессов, следует добиваться того, чтобы программа расчета электромеханических переходных процессов требовала как можно меньше машинного времени для проведения одного варианта расчета, занимала немного места в оперативной памяти машины и легко допускала изменения закона регулирования и нелинейных зависимостей. Описываемая ниже программа удовлетворяет перечисленным требованиям.

Программа использовалась для расчета переходных процессов в системе станция—шины неизменного напряжения с учетом регулятора сильного действия при внезапных трехфазных коротких замыканиях на линии электропередачи.

Для составления уравнений системы был применен метод мгновенных значений. Все уравнения отнесены к системе вращающихся координат, жестко связанной с ротором синхронного генератора [Л. 1]. Достаточно строгое решение аналогичной задачи для нерегулируемой электрической системы дано в [Л. 2]. При математическом описании регулятора возбуждения авторы пользовались работами [Л. 3 и 4], причем проводилось регулирование по первой и второй производным тока статора и по первой производной напряжения статора.

Переходный процесс при коротком замыкании на линии разбивается на два этапа — короткое замыкание и послеаварийный режим. Записанные в относительных единицах (в системе, принятой в [Л. 1]), уравнения электрической системы и автоматического регулятора возбуждения для послеаварийного режима выглядят следующим образом.

Синхронный генератор:

$$u_d = L_q i_q - r_c i_d; \quad (1)$$

$$u_q = e - L_{cs}i_d - r_ci_q; \quad (2)$$

$$u_f = \frac{d}{dt} [e + L_{fs} i_f] + r_f i_f; \quad (3)$$

$$\frac{d^2\delta}{dt^2} = \frac{1}{J} [M_T - i_q (e + L_{aq} i_d)]; \quad (4)$$

$$e = \int [L_{ad}(i_f - i_d)], \quad (5)$$

Трансформатор, линия, приемная система:

$$u_d + (L_T + L_J + L_D) i_q - (r_T + r_J + r_D) i_d = U_{0g} \sin \delta; \quad (6)$$

$$u_q - (L_T + L_{II} + L_{\vartheta}) i_d - (r_T + r_{II} + r_{\vartheta}) i_q = U_{0q} \cos \delta. \quad (7)$$

Регулятор:

$$U_{\Sigma} = \begin{cases} k_1 (U_0 - U) + k_2 I + K_3 (I) (I) - k_4 \frac{dU}{dt} + \\ + k_5 \frac{dI}{dt} + k_6 \frac{d^2 I}{dt^2} \text{ при } U > U_{0\Phi}, & (10a) \\ U_{j \max} & \text{при } U \leq U_{0\Phi}; & (10b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{f \max} & \text{при } U \leq U_{0\text{ф}}; \end{cases} \quad (106)$$

$$T_p \frac{du_f}{dt} + u_f = \varphi(U_\Sigma). \quad (11)$$

В уравнении (5) вид функции  $f$  определяется характеристикой холостого хода синхронного генератора

$$K_3(I) = \begin{cases} 0 & \text{при } I < I_0, \\ k_3 & \text{при } I \geq I_0, \end{cases}$$

где  $I_0$  — уставка введения нелинейности по току статора.

$$\varphi(U_{\Sigma}) = \begin{cases} U_{f \max} & \text{при } U_{\Sigma} > U_{f \max}, \\ U_{\Sigma} & \text{при } U_{f \max} \geq U_{\Sigma} \geq U_{f \min}, \\ U_{f \min} & \text{при } U_{\Sigma} < U_{f \min}. \end{cases}$$

Другие обозначения в уравнениях (1)–(11):

$U_{0q}$  — напряжение на шинах приемной энергосистемы, отнесенное к системе координат, вращающихся с синхронной скоростью;

$\delta$  — угол между поперечной осью ротора синхронного генератора и вектором напряжения  $U_{p0}$ ;

$U_{\Sigma}$  — напряжение на выходе сумматора регулятора;

$U_{0\Phi}$  — напряжение уставки реле форсировки;

$U_{f\max}$ ,  $U_{f\min}$  — заданные максимальное и минимальное напряжения на зажимах обмотки возбуждения синхронного генератора.

В отличие от уравнений в [Л. 2], нами введен приближенный учет насыщения по продольной оси машины. Рассматривалась ионная система возбуждения. Были учтены нелинейность на выходе регулятора, нелинейное изменение коэффициента регулирования по току и реле форсировки с запаздыванием на отпускание.

Считалось, что у генератора отсутствуют успокоительные обмотки. Для уменьшения времени решения задачи были сделаны некоторые допущения, которые сводились к следующему:

1. Пренебрежение трансформаторными э. д. с. в статорных цепях.

2. Независимость э. д. с. вращения, наводимых в статоре генератора, от изменения скорости его ротора. (Возможность таких упрощений без существенного ущерба для точности расчета известна в литературе и обоснована, например, в [Л. 5].)

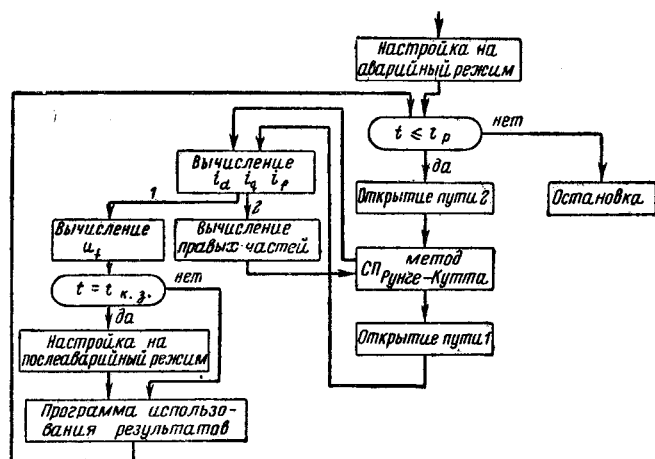


Рис. 1. Блок-схема программы.

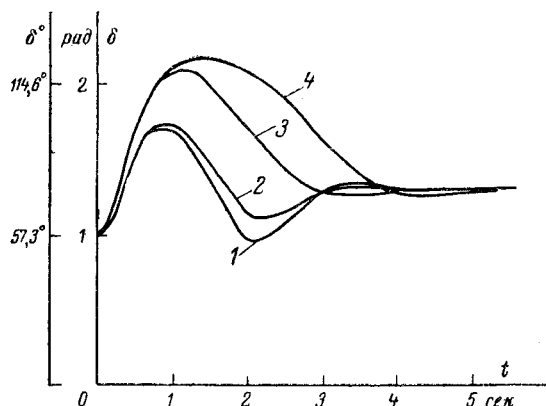


Рис. 2.

1 — с отключением участка, без учета насыщения,  $x=0$ ; 2 — с учетом насыщения,  $x=0$ ; 3 — без учета насыщения,  $x=750$  км; 4 — с учетом насыщения,  $x=750$  км. Регулятор сильного действия. Однополярное регулирование.

3. Не учитывалась конечная продолжительность процесса отключения короткого замыкания.

4. В уравнениях, описывающих регулятор сильного действия, были опущены соотношения, учитывающие влияние сглаживающих фильтров и инерционности дифференцирующих контуров. Инерционность регулятора учитывалась в виде апериодического звена на его выходе, имеющего постоянную времени  $T_p$ .

Упрощенная блок-схема программы расчета приведена на рис. 1. В блоке «вычисление  $u_f$ », который реализует уравнения регулятора, предусмотрена возможность изменения закона регулирования тумблерами с пульта управления. В зависимости от команд, занесенных оператором перед началом расчета в блоки «настройка на аварийный режим» и «настройка на послеаварийный режим», решение выполняется с отключением или без отключения поврежденного участка, а также при различном удалении точки короткого замыкания от шин генератора.

Для интегрирования дифференциальных уравнений генератора использовался трехточечный метод Рунге—Кутты. На каждом шаге эти уравнения решались при постоянном  $u_f$  методом, близким к описанному в [Л. 5], а после шага подсчитывалось новое значение  $u_f$  для следующего шага интегрирования. Производные напряжения и тока вычислялись как соответствующие разности:

$$\Delta U_i = U_i - U_{i-1};$$

$$\Delta I_i = I_i - I_{i-1};$$

$$\Delta^2 I_i = I_i - 2I_{i-1} + I_{i-2},$$

где  $i$  — номер шага.

Уравнение (11) интегрировалось по методу Эйлера:

$$u_{fi} = u_{fi-1} + \frac{\Delta t}{T_p} [\varphi_{i-1}(U_{\Sigma}) - u_{fi-1}],$$

где  $\Delta t$  — шаг интегрирования.

Такой подход, строго говоря, не точен, однако позволяет значительно сократить программу и ускорить решение. Кроме этого, выделение в программе отдельного блока «вычисление  $u_f$ » позволяет сочетать уравнения данной электрической системы с уравнениями различных регуляторов (для этого достаточно вставить в программу соответствующий блок «вычисление  $u_f$ »).

Расчеты по описанной выше программе были выполнены на ЭЦВМ «Урал-2». Для проверки программы результаты расчетов были сопоставлены с графиками аналогичных процессов, приведенными в [Л. 2 и 3].

Расчеты проводились для численных значений параметров электрической системы, взятых близкими к параметрам Волжской ГЭС им. Ленина и линии электропередачи Куйбышев — Москва [Л. 2]. Линия считалась двухцепной, длиной в 1000 км. При отключении поврежденного участка двухцепной линии общая ее сопротивление увеличивалось на  $1/4$ . Параметры регулятора приняты по данным из [Л. 3]. Инерционность

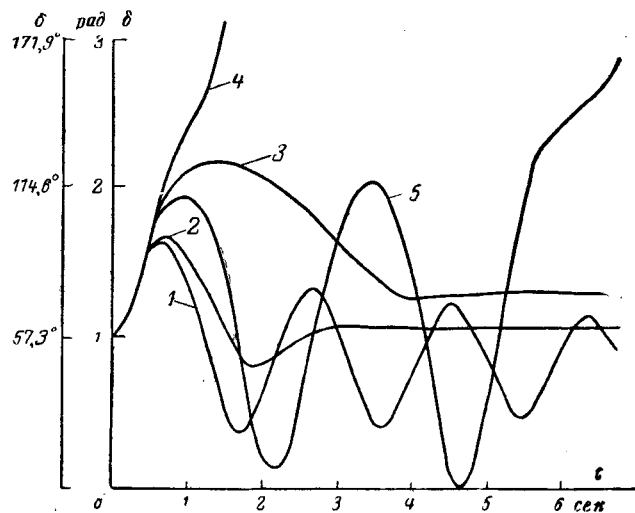


Рис. 3.

1 — без отключения участка, однополярное регулирование; 2 — двухполярное; 3 — с отключением участка, однополярное регулирование; 4 — двухполярное; 5 — однополярное.

Для кривых 1, 2, 3 и 4  $k_3=0$ ; для кривой 5  $k_3=0,03$ . Во всех случаях  $x=750$  км. Регулятор сильного действия.

ная постоянная равнялась 0,05 сек. Параметры электрической системы и регулятора были выражены в относительной системе единиц, принятой в [Л. 1]:

$$k_1 = 0,02; k_2 = 0,0014; k_3 = 0,03; k_4 = 0,47;$$

$$k_5 = 4,75; k_6 = 130; U_0 = 1,031; I_0 = 0,6;$$

$$U_{0\Phi} = 0,9; U_{f\max} = 0,00312.$$

Короткое замыкание длилось 0,18 сек. Переходные процессы рассчитывались с постоянным шагом интегрирования  $\Delta t = 0,01$  сек. Машинное время, необходимое для расчета на ЭЦВМ «Урал-2» одного переходного процесса в течение 7 сек, не превышало 5 мин.

На рис. 2 и 3 приведены результаты некоторых расчетов. Отметим, что характер переходных процессов, полученных расчетом на ЭЦВМ, совпадает с осциллограммами, снятыми на реальных объектах, физических и электронных моделях [Л. 3]. Все переходные процессы, кроме изображенного на рис. 3 (кривая 5), рассчитывались без введения в закон регулирования нелинейной настройки по току.

Как показали расчеты, введение в закон регулирования нелинейного коэффициента настройки по току статора, рекомендуемое для повышения предела статической устойчивости [Л. 3], неблагоприятно влияет на динамическую устойчивость при однополярном регулировании. Например, на рис. 3 (кривая 5) видно, что генератор выпадает из синхронизма в третьем цикле качаний.

Программа расчета электромеханических переходных процессов разработана на кафедре «Автоматика и телемеханика» Московского института инженеров железнодорожного транспорта.

### Литература

1. Страхов С. В., Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока, Госэнергоиздат, 1960.
2. Веников В. А., Ежков В. В. и Страхов С. В., Расчет электромеханических переходных процессов в электрических системах с помощью ЦВМ, «Электричество», 1962, № 9.
3. Веников В. А., Герценберг Г. Р., Савалов С. А. и Соколов Н. И., Сильное регулирование возбуждения, Госэнергоиздат, 1963.
4. Каган Б. М. и Урман Е. Л., Математическое моделирование электропередачи, содержащей синхронный генератор с регулятором сильного действия, «Электричество», 1960, № 8.
5. Каган Б. М. и Урман Е. Л., Выбор дифференциальных уравнений переходных процессов синхронного генератора при исследовании динамической устойчивости на вычислительных машинах, «Электричество», 1960, № 4.



## ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ПОЛЮСНОГО ЭКРАНА ЭЛЕКТРОМАГНИТОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Г. А. БУГАЕВ

Чебоксары

Большинство электромагнитов переменного тока, применяемых в электромагнитных механизмах или изготавливаемых в виде самостоятельных аппаратов, имеет катушки напряжения, т. е. работает при постоянном потокоцеплении.

Предлагавшиеся до последнего времени в литературе [Л. 1—4] методы расчета параметров экранирующих короткозамкнутых витков таких электромагнитов, как известно, не учитывали насыщения стали, в том числе стали неэкранированной части полюса. Однако во многих случаях такое допущение является слишком грубым.

Так, в [Л. 4] указывается, что при индукциях до 1,6 тл предлагаемые расчетные формулы дают погрешность в пределах 15%. Поскольку индукция в неэкранированной части полюса зачастую превышает указанное значение, погрешность может быть значительно большей [Л. 6].

Поэтому вполне оправданы попытки создания методики расчета, учитывающей влияние насыщения стали [Л. 5 и 7].

Наиболее эффективным и простым средством учета насыщения является выполнение расчета с помощью аналоговых электронных вычислительных машин (АВМ) [Л. 7]. Методика такого расчета и результаты проведенного с его помощью анализа зависимостей минимального удерживающего усилия от сопротивления экранирующего витка, степени экранирования полюса и конечного немагнитного зазора приведены в [Л. 8].

На графике рис. 1, построенном по данным [Л. 2 и 8], приведены для сравнения кривые зависимости относительной величины минимального (во времени) удерживающего усилия

полюса  $f = \frac{Q_{\min}}{Q_0}$  от выраженного в безразмерной форме сопротивления экрана  $R = r_0 \frac{\delta_k}{\omega \mu_0 (s_1 + s_2)}$  при различной степени экранирования полюса  $\gamma = \frac{s_2}{s_1 + s_2}$ .

Здесь  $Q_0 = \frac{\Phi_0^2}{4\mu_0 (s_1 + s_2)}$  — среднее усилие полюса при отсутствии экрана;

$Q_{\min}$  — минимальное мгновенное усилие при наличии экрана;

$\Phi_0$  — суммарный магнитный поток полюса (амплитудное значение);

$s_1, s_2$  — площади неэкранированной и экранированной частей полюса;

$r_0$  — активное сопротивление экранирующего витка;

$\delta_k$  — конечный эквивалентный воздушный зазор между полюсом и якорем электромагнита.

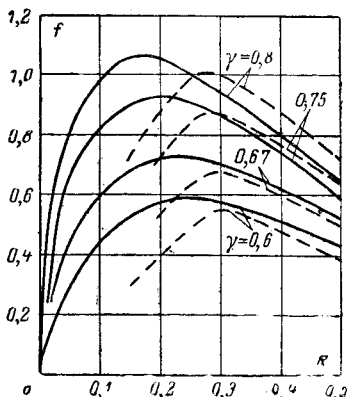


Рис. 1. Зависимость минимального удерживающего усилия от сопротивления экрана.

— — — — без учета падения н. с. в стали; — — — — с учетом падения н. с. в стали неэкранированной части полюса (при  $B_0 = 1,18$  тл).

Кривые, построенные с учетом насыщения, соответствуют индукции  $B_0 = \frac{\Phi_0}{s_1 + s_2} = 1,18$  тл, марке стали — Э 12 и другим условиям, принятым в [Л. 8].

Расположение кривых рис. 1 показывает, что при наличии насыщения неэкранированной части полюса можно, выбирая соответствующую величину сопротивления экрана, получить значения минимального удерживающего усилия для заданной степени экранирования более высокие, чем при отсутствии насыщения. Это положительное влияние насыщения отмечено, например, в [Л. 8].

Однако не следует упускать из виду и его отрицательных последствий. Помимо роста потерь непосредственно в насыщенной части полюса, насыщение приводит к росту намагничивающего тока в обмотке электромагнита и влечет за собой увеличение потока в экранированной части полюса. Кроме того, как видно из рис. 1, при больших  $\gamma$  увеличение  $f$  при насыщении достигается лишь ценой уменьшения сопротивления экрана. В результате увеличиваются потери в обмотке электромагнита, а главное, резко возрастают потери в экране

$$\left( P_a = \frac{\omega^2 \Phi_2^2}{2r_a} \right).$$

Чтобы получить данные для выбора оптимальных параметров экрана с учетом рассмотренного двойного влияния насыщения, исследовалась зависимость потерь в экране от различных факторов при заданном значении минимального удерживающего усилия. Исследование проводилось посредством расчета вариантов исполнения экрана на АВМ<sup>1</sup>.

Исходная система уравнений (для мгновенных значений переменных величин) была принята в виде:

$$\begin{aligned} \Phi_1 + \Phi_2 &= \Phi; \\ H_1 \delta_k + H_{c1} l_1 &= H_2 \delta_k - i_a; \\ \Phi_2 &= -r_0 \int i_a dt; \\ Q_1 + Q_2 &= Q, \end{aligned}$$

где  $\Phi = \Phi_0 \sin \omega t$  — суммарный поток полюса, вб;

$\Phi_1, \Phi_2$  — потоки неэкранированной и экранированной частей полюса, вб;

$H_1 = 0,8 \cdot 10^8 \frac{\Phi_1}{s_1}; H_2 = 0,8 \cdot 10^8 \frac{\Phi_2}{s_2}$  — значения напряженности

поля в зазорах у соответствующих частей полюса, а/см;

$H_{c1}$  — напряженность поля в стали неэкранированной части полюса, а/см;

$l_1$  — средняя длина магнитной силовой линии в неэкранированной части полюса, см;

$i_a$  — ток экрана, а;

$Q_1 = 0,398 \cdot 10^{10} \frac{\Phi_1^2}{s_1}; Q_2 = 0,398 \cdot 10^{10} \frac{\Phi_2^2}{s_2}$  — усилия соответствующих частей полюса, н;

$Q$  — суммарное удерживающее усилие полюса, н.

Блок-схема АВМ для решения данной системы уравнений приведена на рис. 2. Блок умножения  $B2$  и интегрирующий усилитель  $8$  введены в блок-схему с целью определения потерь в экране. Вспомогательное напряжение  $U_b$ , подаваемое на второй вход интегратора  $8$ , подбирается из такого условия, чтобы среднее за период значение напряжения на его выходе было постоянной величиной. При этом значение напряжения  $U_b$  с учетом масштаба величины  $i_a^2 r_0$  дает среднее за период значение мощности потерь в экране.

<sup>1</sup> Расчеты выполнены В. А. Федотовым.

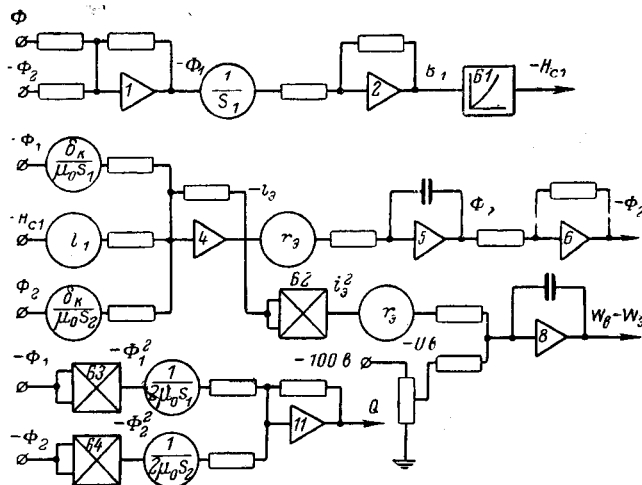


Рис. 2. Блок-схема АВМ для моделирования процессов в экранированном полюсе.

При выборе масштабов моделирования и при расчете коэффициентов передач принимались следующие значения постоянных величин:  $s_1 + s_2 = 5,55 \text{ см}^2$ ;  $l_1 = 0,5 \text{ см}$ ;  $\delta_k = 5 \cdot 10^{-3} \text{ см}$ ; сталь марки Э11 (как и в [Л. 8], гистерезис не учитывался).

Результаты расчетов представлены в виде графиков рис. 3 и 4. Данные рис. 3 подтверждают, что наибольшее (получаемое варьированием величины  $r_0$ ) значение минимального удерживающего усилия возрастает за счет насыщения неэкранированной части полюса. Причем здесь это возрастание выражено гораздо более резко, чем на рис. 1. Как явствует из рис. 3, указанное обстоятельство позволяет получать заданные значения усилия  $f$  при меньшей степени экранирования, чем это необходимо в случае отсутствия насыщения. Изменение потерь в экране в зависимости от степени экранирования полюса показано на рис. 4.

При расчете данных, необходимых для построения графика рис. 4, исходили из того, что практически в большинстве случаев достаточно иметь относительное минимальное усилие порядка  $f \approx 0,6$  или около этого. Поэтому при расчете было принято в качестве заданного значения  $f = 0,6$ .

Заданное значение  $f$ , меньшее предельного для данной степени экранирования  $\gamma$ , можно получить при двух различных значениях сопротивлений экрана (рис. 1). Больше из этих значений явно предпочтительнее с точки зрения потерь в экране, а также стабильности минимального усилия при изменении сопротивления экрана (например, в результате его нагрева). Поэтому расчет велся при соответствующих больших значениях  $r_0$ , т. е. использовались участки кривых зависимости  $f = f(R)$ , лежащие справа от точек максимума.

Полученные таким образом кривые рис. 4 показывают, что с точки зрения потерь, а следовательно, потребляемой мощности и нагрева электромагнита, целесообразно выбирать минимальную степень экранирования, обеспечивающую получение заданного значения  $Q_{\text{min}}$ . Для рассматриваемого случая ( $f = 0,6$ ) степень экранирования в пределах  $\gamma = 0,6 \div 0,65$  оптимальна в зависимости от рабочей индукции электромагнита.

Такие сравнительно небольшие значения  $\gamma$  целесообразны также с точки зрения технологии изготовления и долговечности работы электромагнита.

Рассматривая в свете вышеизложенного имеющиеся в литературе [Л. 4, 9, 10, 11 и др.] рекомендации по выбору и расчету параметров полюсного экрана электромагнитов с катушкой напряжения, базирующиеся на результатах работ [Л. 1—3], можно отметить следующее.

В [Л. 1] был приведен анализ условий обеспечения наибольшей величины минимального мгновенного удерживающего усилия при заданной величине потребляемой электромагнитом мощности. Было получено оптимальное соотношение проводимостей зазоров у экранированной и неэкранированной частей полюса, соответствующее  $\gamma = 0,8$  при равенстве зазоров и отсутствии насыщения. Там же сделана оговорка, что в случае насыщения неэкранированной части полюса необходимо компенсировать вызванное этим уменьшение ее магнитной проводимости соответствующим уменьшением охвата полюса

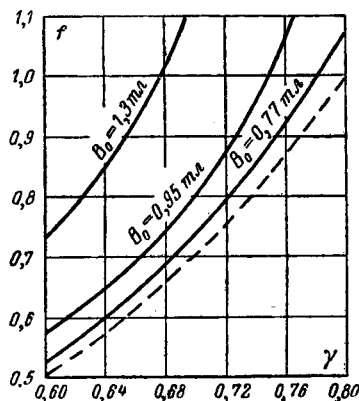
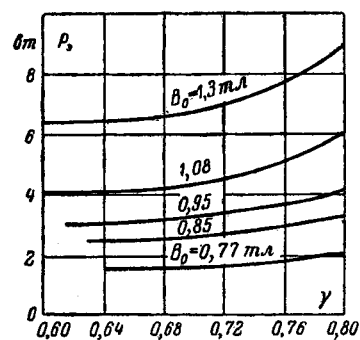


Рис. 3. Зависимость наибольшего значения минимального удерживающего усилия от степени экранирования полюса.

— — — без учета падения н. с. в стали; — с учетом падения н. с. в стали неэкранированной части полюса.

Рис. 4. Зависимость мощности потерь в экране (при  $f = 0,6$ ) от степени экранирования полюса.

(степени экранирования). Вышеприведенные результаты настоящего исследования, таким образом, совпадают с рекомендациями [Л. 1].

В [Л. 2] проводимости частей полюса однозначно связаны с сечениями этих частей; влияние свойств стали не учитывается. Предложены в качестве оптимальных значения  $\gamma = 0,7 \div 0,85$  и  $R = 0,2 \div 0,4$  без каких-либо оговорок относительно величин индукций, связанных с насыщением, которое при указанных больших значениях  $\gamma$ , как правило, всегда создается в неэкранированной части полюса.

Данные настоящего исследования говорят о том, что насыщение смещает диапазон оптимальных параметров экрана, что необходимо учитывать при использовании руководств по расчету электромагнитов [Л. 9 и др.], базирующихся на результатах [Л. 2].

В [Л. 3] значение  $\gamma$  рекомендуется выбирать минимальным, необходимым для получения заданной величины  $f$ , которая однозначно определяет и величину  $r_0$ . Учитывая, что в практическом применении при  $f < 1$  эта методика дает значения  $\gamma < 0,8$  (например, при заданном  $f = 0,6$  получаем  $\gamma = 0,63$ ), ее можно считать вполне приемлемой за исключением лишь тех случаев, когда требуются относительно большие минимальные усилия (порядка  $f = 0,75 \div 0,9$ ) при больших значениях рабочей индукции ( $B_0 > 1,1 \div 1,2 \text{ тл}$ ). В таких случаях, как показывают результаты данного исследования, могут быть получены более целесообразные решения при меньших значениях  $\gamma$  по сравнению с найденными по методике [Л. 3]. Это также нужно иметь в виду, если при расчете пользоваться данными [Л. 4, 10, 11 и др.].

**Выводы.** 1. Насыщение неэкранированной части полюса электромагнитов переменного тока с катушкой напряжения способствует увеличению минимального удерживающего усилия, но в то же время приводит к возрастанию потерь, т. е. к росту потребляемой мощности и повышению температуры нагрева электромагнита. Наиболее резко выражено отрицательное влияние насыщения у электромагнитов с большим значением рабочей индукции при большой степени экранирования полюса.

2. При переиздании существующих пособий и руководств по расчету и проектированию электромагнитов с экраном следует ввести, по крайней мере, оговорки о качественном влиянии насыщения неэкранированной части полюса на характеристики электромагнита.

3. Для наиболее полного количественного учета насыщения целесообразно расчет параметров экрана проводить с помощью АВМ.

#### Литература

1. Шорыгин А. П., Определение параметров короткозамкнутых обмоток у электромагнитов переменного тока, «Автоматика и телемеханика», 1947, № 5, т. VIII.
2. Михеев Ф. Д. и Могильников В. С., К расчету электромагнита с короткозамкнутым витком при постоянном потокоцеплении, «Электричество», 1952, № 9.

3. Могилевский Г. В., Анализ методов расчета электромагнитов с внешним поворотным якорем, Диссертация, Харьков, 1954.

4. Любчик М. А., Могилевский Г. В. и Хмельницкий Р. С., Проектирование короткозамкнутого витка электромагнитов с катушкой напряжения, Изв. вузов «Электромеханика», 1958, № 10.

5. Методика расчета электромагнитных экранов однофазных электромагнитов, Техническая информация № ОАБ, 139, 681, ВНИИЭМ, 1960.

6. Колоянчева Р. С., Распределение магнитного потока в электромагнитах с короткозамкнутым витком, Изв. вузов «Электромеханика», 1963, № 7.

7. Колоянчева Р. С., Исследование замкнутого со-

стояния электромагнитов переменного тока с катушкой напряжения, Автореферат диссертации, М., 1965.

8. Мацупин Г. П. и Никитенко А. Г., К расчету на аналоговых вычислительных машинах тягового усилия электромагнита переменного тока с экраном, Изв. вузов «Электромеханика», 1966, № 6.

9. Витенберг М. И., Расчет электромагнитных реле для аппаратуры автоматики и связи, Госэнергоиздат, 1961.

10. Ступель Ф. А., Электромеханические реле, изд-во Харьковского государственного университета, 1956.

11. Любчик М. А., Расчет и проектирование электромагнитов переменного и постоянного тока, Госэнергоиздат, 1959.

[14.8.1967]

УДК 621.313.2:018.782.3

## УЛУЧШЕНИЕ КОММУТАЦИИ И ПОВЫШЕНИЕ ПЕРЕГРУЗОЧНОЙ СПОСОБНОСТИ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

Канд. техн. наук В. В. МАГИДСОН и инж. Н. Г. ПОЛЯКОВ

Днепропетровск

Одной из основных причин, препятствующих увеличению производительности механизмов с электроприводами постоянного тока, работающими в режимах толчкообразной нагрузки, является ограничение по скорости изменения тока якоря, связанное с ухудшением коммутации и снижающее перегрузочную способность машин в переходном режиме работы [Л. 1 и 2].

Возникновение вихревых токов в магнитопроводе машины приводит к отставанию коммутационного потока от тока якоря, что является основной причиной ухудшения коммутации в переходном режиме. Известно, что для ее улучшения можно применить индуктивные шунты [Л. 3] или системы регулирования тока возбуждения дополнительных полюсов [Л. 4]. Однако эти способы не нашли широкого практического применения, во-первых, из-за отсутствия эффективной обратной связи по сигналу рассогласования между током и коммутационным потоком и, во-вторых, из-за недостаточного быстродействия предложенных ранее устройств.

Для улучшения коммутации и повышения перегрузочной способности машин постоянного тока в переходных режимах работы в статье предлагается новая система автоматического регулирования тока возбуждения дополнительных полюсов [Л. 5].

Основными элементами системы (рис. 1) являются датчик рассогласования и реверсивный тиристорный преобразователь. Датчик рассогласования выполнен на двух элементах Холла, один из которых (Д1) установлен в воздушном зазоре под дополнительным полюсом машины, а второй (Д2) — в зазоре магнитопровода, охватывающего шину с током якоря. Выходные э. д. с. датчиков включены последовательно и встречно и

в установившемся режиме их результирующая э. д. с. равна нулю.

В переходном режиме вследствие отставания коммутационного потока от тока якоря результирующая э. д. с. пропорциональна рассогласованию между ними. Сигнал рассогласования усиливается транзисторным усилителем 1 и подается на вход системы управления 2 тиристорного преобразователя 3.

Система управления работает по вертикальному принципу. Тиристорный преобразователь выполнен по однофазной реверсивной двухполупериодной схеме с нулевой точкой.

В зависимости от величины и знака сигнала рассогласования тиристорный преобразователь питает обмотку возбуждения дополнительных полюсов. Таким образом, система компенсирует возникающие в переходных режимах рассогласования между изменениями тока якоря и коммутационного потока за счет отрицательной обратной связи по этому рассогласованию. При этом перегрузочная способность машины в переходных режимах работы повышается практически до уровня перегрузочной способности в установившемся режиме.

На рис. 2, а и б приведены результаты испытаний опытного образца системы регулирования. Испытания проведены на генераторе манипулятора блюминга.

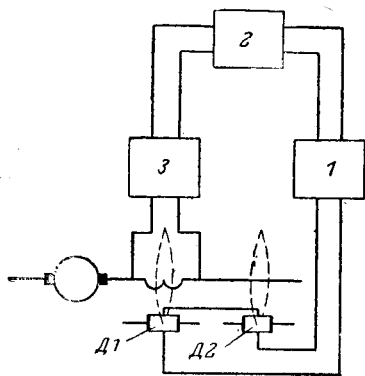


Рис. 1. Блок-схема системы автоматического регулирования тока возбуждения дополнительных полюсов машины постоянного тока в переходных режимах работы.

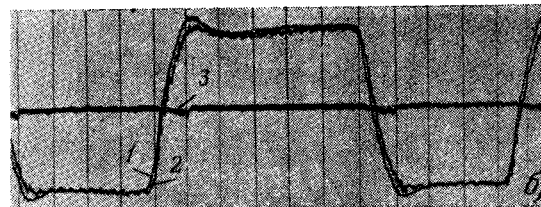
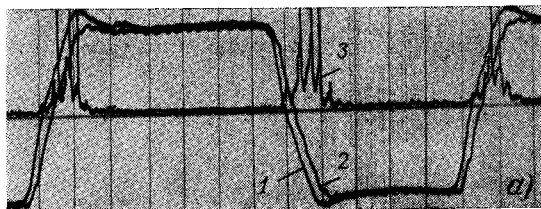


Рис. 2. Осциллограммы тока якоря (1), коммутационного магнитного потока (2) и фототока индикатора искрения (3) генератора Г-56-19,5/6, 135 квт, 300 в, 450 а.  
а — работа без системы регулирования тока возбуждения дополнительных полюсов; б — работа с системой.

Из осциллограмм видно, что при работе системы регулирования рассогласование между током якоря и коммутационным потоком резко уменьшается, а искрение на коллекторе (равное по визуальной оценке величине порядка 2,5—3 балла) практически исчезает. При этом динамический ток якоря может быть увеличен на 30÷40%.

Таким образом, введение системы автоматического регулирования тока возбуждения дополнительных полюсов машин постоянного тока дает возможность значительно увеличить перегрузочную способность машин в переходных режимах работы и повысить производительность исполнительных механизмов и надежность работы электропривода.

#### Литература

1. Дембо А. Р., Прусс-Жуковский В. В. и др., Научно-технические задачи проектирования высокоиспользу-

емых и надежных прокатных двигателей постоянного тока, изд-во «Наука», 1966.

2. Магидсон В. В., Поляков Н. Г. и Безрученко В. Н., Исследование коммутации и определение перегрузочной способности машин постоянного тока в переходных режимах работы, Известия вузов «Электромеханика», 1967, № 7.

3. Яковенко В. А. и Калинин С. П., Способы повышения коммутационной надежности двигателей прокатных станков, «Электричество», 1964, № 1.

4. Вегнер О. Г., Теория и практика коммутации машин постоянного тока, Госэнергоиздат, 1961.

5. Устройство для улучшения коммутации машин постоянного тока. Авторское свидетельство № 181181, Изобретения, промышленные образцы, товарные знаки, 1966, № 9.

УДК 621.3.016.35:537.523

## СТАТИЧЕСКАЯ УСТОЙЧИВОСТЬ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДУГ

Инж. С. А. КУРКОВ

Ленинград

Определение условий устойчивости параллельных электрических дуг представляет практический интерес в связи с перспективами применения параллельного дугогашения (отключения токов параллельными дугогасительными устройствами) в электрических аппаратах, предназначенных для коммутации больших токов [1]. Параллельные дуги обычно неустойчивы. Это приводит к быстрому сбросу всего тока в один из дугогасителей и является основным препятствием создания электрических аппаратов с эффективным параллельным дугогашением.

Устойчивость параллельных дуг зависит от их характеристик и электрических параметров схемы, которые в общем случае нужно рассматривать, как распределенные. Но в такой общей постановке задача становится практически неразрешимой.

В статье исследована устойчивость параллельных дуг в схеме замещения рис. 1, которая достаточно полно учитывает реальную схему. На рис. 1 обозначены:

$R_1, R_2, C, L_1, L_2, M$  — активные сопротивления, натуральная емкость, собственные и взаимная индуктивности параллельных дугогасительных цепей аппарата;

$R_0, L_0$  — сопротивление и индуктивность цепи общего тока, отключаемого аппаратом;

$C_{д1}, C_{д2}$  — натуральные емкости дуговых промежутков;

$L_{д1}, L_{д2}, M_d$  — собственные и взаимная индуктивности электрических дуг, как отрезков проводников.

Для решения задачи в первом приближении целесообразно исследовать «статическую устойчивость параллельных дуг отключения», под которой будем понимать устойчивость в малом распределения тока по параллельным дугам, заданным статическими вольт-амперными характеристиками  $u_1(i)$  и  $u_2(i)$ . Поскольку динамическая вольт-амперная характеристика дуги лежит между статической характеристикой, справедливой при достаточно медленных изменениях тока, и характеристикой закона Ома, верного для дуги при токах высокой частоты, а причина неустойчивости параллельных дуг — их падающие вольт-амперные характеристики, то можно полагать, что условия устойчивости параллельных дуг, заданных статическими характеристиками, являются более жесткими, чем дуг, заданных динамическими характеристиками. Роль возмущающих сил в системе параллельных дуг играют колебания напряжений дуг из-за случайных изменений длин дуг и условий их охлаждения. Эти колебания обычно сравнительно невелики и происходят с высокой частотой. Поэтому можно полагать, что исследование устойчивости в малом позволяет получить достаточно точные результаты.

Исследование устойчивости параллельных дуг в схеме рис. 1 приводит в общем случае к характеристическому уравнению 6-го порядка с коэффициентами, непрерывно зависящи-

ми от параметров схемы и величин  $p_1 = \frac{du_1}{di}$  и  $p_2 = \frac{du_2}{di}$  (производных по току статических характеристик дуг). Корни этого уравнения зависят от коэффициентов также непрерывно. Поэтому вместо уравнения 6-го порядка можно, приняв параметры параллельных цепей одинаковыми:

$$p_1 = p_2 = p, R_1 = R_2 = R \text{ и т. д.} \quad (1)$$

получить уравнение 3-го порядка (2), причем условия устойчивости, вытекающие из (2), не будут качественно отличаться от результатов исследования общего случая; количественные отличия определяются степенью невыполнения условий (1). [Отметим, что условие  $p_1 = p_2$  не означает требования  $u_1(i) = u_2(i)$ ]

$$A_3 x^3 + A_2 x^2 + A_1 x + A_0 = 0, \quad (2)$$

где

$$A_3 = \alpha \beta l r c^2;$$

$$A_2 = (\beta - p) l c;$$

$$A_1 = [\alpha(1 + \beta) - p] r c;$$

$$A_0 = 1 - p;$$

$$\left. \begin{aligned} r &= R + R_0 \mp R_0; \\ l &= L_0 + L \mp (L_0 + M); \\ c &= C_d + C \pm C; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\alpha = \frac{l}{r^2 c}, \quad \beta = \frac{L_d \mp M_d}{l}, \quad p = -\frac{p}{r}. \quad (4)$$

При падающих вольт-амперных характеристиках электрических дуг ( $p < 0$ ) корни  $x$  характеристического уравнения (2)

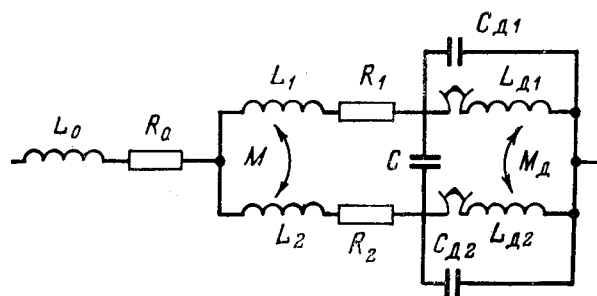


Рис. 1.

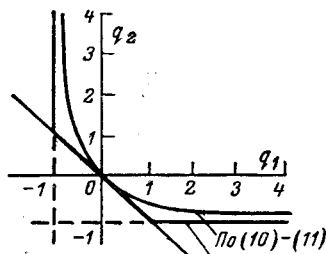


Рис. 2.

имеют отрицательные действительные части, если выполняются неравенства:

$$p < 1; \quad (5)$$

$$p < \beta^2; \quad (6)$$

$$\alpha > p \frac{\beta - p}{\beta^2 - p}. \quad (7)$$

(При  $p > 0$  действительные части корней уравнения (2) всегда отрицательны). Для частного случая  $C = M_d = 0$  (рис. 1) подобный результат был получен в [Л. 1].

В общем случае имеют место зависимости  $p(t)$ ,  $i(t)$  и, следовательно, входящая в коэффициенты уравнения (2) величина  $p$  может сложным образом зависеть от времени. Однако известно, что систему уравнений всегда можно заменить системой с кусочно-постоянными коэффициентами. Причем характеристические числа обеих систем будут совпадать [Л. 2]. Значение характеристических чисел для систем уравнений с переменными коэффициентами подобно значению корней характеристического уравнения для систем с постоянными коэффициентами. Вследствие этого можно полагать, что неравенства (5)–(7) определяют условия устойчивости параллельных дуг в схеме рис. 1 не только для частного случая  $p(t) = \text{const}$ , но и для общего случая.

Из структуры выражений (3) и (4), а также из сопоставления полученных результатов с исследованием устойчивости одиночной дуги в [Л. 3], можно сделать заключение, что первый знак в (3) и (4) относится к устойчивости распределения тока по параллельным цепям, а второй — к устойчивости общего тока. Эксперименты по параллельному дугогашению подтверждают, что при нарушении устойчивости распределения тока (сбросе тока в одну из параллельных камер) закон изменения общего тока не нарушается (возмущения в общем токе отсутствуют), т. е. величина параметров  $R_0$  и  $L_0$ , а также взаимные индуктивности между общей и другими цепями мало влияют на устойчивость распределения. Это позволяет сделать вывод, что влияющая на процесс параллельного дугогашения статическая устойчивость распределения тока по параллельным дугам определяется неравенствами (5)–(7) при (3) и (4), взятых с первым знаком.

Рассмотрим неравенство (7). В электрических аппаратах с параллельными дугогасителями практически всегда  $\alpha > 1000$ . Например, в мощных трехфазных шестиблочных низковольт-

ных автоматах  $l = L - M > 0,1$  мкГн,  $r = R < 1$  Ом,  $c = C_d + 2C < 1000$  нФ, т. е. по (4)  $\alpha > 10^8$ . В то же время при (5) и (6) правая часть (7) не превышает 100, если  $p < \beta^2 = 0,001$ .

Таким образом, для реальных аппаратов неравенство (7) выполняется при очень небольшом усилении неравенства (6). Из этого следует, что натуральные емкости, удовлетворяющие неравенству

$$C_d + 2C < \frac{L - M}{1000R^2}, \quad (8)$$

практически не влияют на устойчивость параллельных дуг.

Эксперименты, проведенные на низковольтных аппаратах с подключением емкостей до 12 мкФ, также показали, что влияние емкостей, если оно и имеется, не превышает разброса экспериментальных данных.

Неравенство (5) для статических характеристик вида  $u \equiv i^{-n}$  можно представить в форме

$$R > n \frac{u}{i}. \quad (9)$$

Показатель  $n$  обычно не превышает  $1/3$ , а для дуг больших токов может быть менее 0,1. Из (9) следует, что в конце процесса отключения при уменьшении тока и росте напряжения на дуге может наступить момент нарушения устойчивости параллельных дуг (сброс тока в одну камеру). Это подтверждается экспериментами.

При отсутствии емкостей ( $C_d = C = 0$ ) условия статической устойчивости распределения тока в схеме рис. 1 определяют неравенствами:

$$q_1 > -1; \quad q_2 > -1; \quad q_1 + q_2 > 0; \quad (10)$$

$$q_1 + q_2 + q_1 q_2 > 0, \quad (11)$$

где

$$q_1 = \frac{1}{R_0} (p_1 + R_1), \quad q_2 = \frac{1}{R_0} (p_2 + R_2).$$

При этом выполнение условий (1) не обязательно. Область устойчивости, удовлетворяющая неравенствам (10) и (11), изображена на рис. 2. Простые по структуре условия (10) можно рассматривать как необходимые и использовать их для приближенной оценки. Соотношение точных и приближенных границ области устойчивости показано на рис. 2. При выполнении условий (1) неравенства (10) и (11) совпадают с (5).

### Литература

1. Курков С. А., Параллельное дугогашение в электрических аппаратах, «Электричество», 1966, № 4.
2. Малкин И. Г., Теория устойчивости движения, изд-во «Наука», 1966.
3. Андронов А. А., Витт А. А. и Хайкин С. Э., Теория колебаний, ГИФМЛ, 1959.



## ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ПЛАСТМАСС В ИЗОЛЯТОРОСТРОЕНИИ

(Статья Н. Г. Дроздова, Л. Т. Аладьева, Ю. Г. Есикова, «Электричество», 1967, № 6)  
Канд. техн. наук Н. Н. КРАЧКОВСКИЙ

Вопрос о применении пластмасс в качестве изоляции в электроаппаратуре и на линиях передачи последнее время вызывает все больший и больший интерес как за рубежом, так и у нас, и делаются практические шаги по их применению. Авторы одновременно поднимают этот вопрос и отмечают, что пластмассы по прочностным характеристикам приближаются к некоторым маркам сталей и обладают хорошими электроизоляционными свойствами. Особенно перспективным является стекло — пластик АГ—4С, имеющий более высокое напряжение перекрытия по сравнению с электротехническим фарфором как при обычных, так и в условиях высокой влажности. Заслуживает внимание указание, что при применении лучших пластмасс в изоляторостроении возможен значительный технико-экономический эффект вследствие меньшей (1,5—1,6 раза) их стоимости и веса. Следует отметить, что уже имеется решение Министерства энергетики и электрификации об окончании в 1968 г. научно-исследовательских и проектных работ по выявлению возможностей использования стекло-пластиков, шлако-ситалов и других прогрессивных материалов в конструкциях опор воздушных линий, а также о выполнении в том же 1968 г. строительных работ по сооружению опытных участков с применением указанных материалов в различных климатических условиях страны.

Из зарубежных данных по этому вопросу отметим только, что в Англии уже сооружена опытная линия напряжением 132 кВ с изолирующими траверсами из специальных синтетических материалов, которая в течение девяти месяцев удовлетворительно работала и пробоев на ней не наблюдалось. Для линий переменного тока применение изолирующих траверс дает ту выгоду, что не только устраняются гирлянды изоляторов, но и существенно (для напряжения 750 кВ приблизительно на 10,5 м) снижается высота опоры, а следовательно, ее вес и стоимость. Для линий постоянного тока высокого напряжения целесообразно иное конструктивное решение, а именно применение для каждого из полюсов электропередачи отдельных, независимых стоек с использованием в верхней их части стекло-пластиков или других аналогичных материалов специальной формы, обеспечивающей необходимую длину тока утечки и величину разрядного напряжения. Габариты опор линий постоянного тока по имеющимся данным приблизительно таковы

Напряжение линии, кВ . . . . .	±750	1 100
Расстояние между проводами, м . . . . .	22,0	24,0
Полная длина гирлянды, м . . . . .	10,5	11,5

Расстояние от провода до земли, м . . . . .	9,0	11,0
Сечение проводов полюса АСО, мм <sup>2</sup> . . . . .	4×1 000	4×1 300

Длину верхней части стоек из пластмасс приблизительно можно принять равной полной длине гирлянды, т. е. 10,5—11,5 м. Нижняя часть стоек может быть выполнена из железа или железобетона. При расстоянии от провода до земли 9—11 м и стреле провеса проводов 11—14 м полная высота стоек равна 20—25 м. Для обеих стоек общая длина синтетических материалов равна 21—23 м, т. е. не превосходит длины траверсы обычной для постоянного тока одностоечной опоры с горизонтальной траверсой. Поэтому затраты на пластмассы и на опору в целом будут, по-видимому, практически одинаковы.

Отдельные для каждого полюса стойки могут располагаться в направлении поперек линии на расстоянии 12—15 м друг от друга. При обычных опорах с горизонтальной траверсой длиной 22—24 м и подвесными гирляндами ширина трассы и просеки определяется с учетом отклонения последних, а потому при предлагаемой конструкции ширина трассы будет более чем в 1,5 раза меньше. При отдельных для каждого полюса стойках при любом виде аварии — грозового или механического характера — из работы выходит только одна полупуть электропередачи. Поэтому, учитывая также, что вследствие пониженной высоты стоек, равной 20—25 м, грозоопасность линии будет гораздо меньше, целесообразно совершенно отказаться от подвески грозозащитного троса. При отсутствии изоляторов, троса и траверс опора получается простейшей конструкции, облегчается и ускоряется сооружение линии и монтаж проводов и в конечном результате следует ожидать существенного снижения стоимости линии.

В связи с этим целесообразна разработка конструкции таких опор, сооружение опытного участка и проведение соответствующих испытаний.

Все эти работы желательно по возможности ускорить, так как только проверка временем даст возможность судить об эксплуатационной надежности синтетических материалов, используемых в качестве изоляции на воздушной линии, а от этого зависит и начальный срок сооружения таких линий. Желательно более широкое обсуждение на страницах «Электричество» перспектив применения и наиболее целесообразного использования стекло-пластиков и аналогичных материалов на линиях передачи и подстанциях.

## ПЕРСПЕКТИВНАЯ СХЕМА НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ СЕЛЬСКИХ РАЙОНОВ

(Статья А. П. Коршунова, «Электричество», 1966, № 1)  
Ответ автора

В № 1 журнала «Электричество» за 1967 г. был опубликован отклик Ф. Х. Усманова на нашу статью, в которой ставилась задача отыскания оптимальных схем электроснабжения для неэлектрифицированных сельских районов.

Ф. Х. Усманов рассматривает совершенно другой вопрос: развитие и реконструкцию уже существующих сетей в Башкирии; поэтому его выводы не могут изменить результатов нашей работы. Однако проблема развития и реконструкции сельских сетей весьма важна и мы считаем, что допускать произвольного ее толкования нельзя.

По мнению Ф. Х. Усманова для Башкирской АССР целесообразно сохранение существующей системы напряжения 110/35/10 кВ.

Возможно, что такому выводу способствовали особенности промышленного электроснабжения Башкирии или автор пришел к этому выводу вследствие субъективной точки зрения. Так или иначе отсутствие в отклике Ф. Х. Усманова необходимых пояснений и данных о производимых им расчетах затрудняет суждение об объективности его выводов.

Во всяком случае автору можно сделать ряд возражений общего порядка.

Основным аргументом в пользу системы 110/35/10 кВ Ф. Х. Усманов считает то, что введение нового напряжения повлечет за собой реконструкцию большого числа существующих сетей 35 и 10 кВ. Такая аргументация хотя и справедлива, но недостаточно убедительна.

Известно, что каждой системе напряжения соответствует своя оптимальная плотность нагрузки в районе электроснабжения.

При средней плотности нагрузки  $1-4 \text{ кВт/км}^2$  система напряжения 110/35/10 кВ в сельских районах еще как-то себя оправдывает.

Однако с ростом нагрузок плотность повышается и эта система становится все менее и менее экономичной, зато возрастает экономичность сетей более высоких напряжений и, в частности, сетей 110/20 кВ.

Если принять условие о том, что к 1975 г. (у автора написано к 1965 г.) нагрузка на сети возрастет в 4 раза, то при таком росте нагрузок оставлять ту же систему напряжения окажется явно нецелесообразным.

В самом деле, сельские сети 10 кВ весьма разветвлены. В таких сетях четырехкратное увеличение пропускной способности без повышения напряжения практически невозможно.

Во-первых, потому, что существующие опоры линии 10 кВ допускают подвеску проводов сечением не более А-95, а чтобы обеспечить четырехкратное увеличение проводимости потребуется в голове линий вешать провода А-120—А-150, что невозможно. Замена стальных проводов на концах линий алюминиевыми или сталеалюминиевыми потребует установку дополнительных опор в каждом пролете, так как пролеты для стальных проводов много больше, чем предельные пролеты для проводов марок А и АС.

Аналогично обстоит дело и с сетями 35 кВ, расположенными на одностоечных опорах. Из условий механической прочности одностоечные опоры допускают подвеску проводов АС-70 или АС-95. Увеличение проводимости вчетверо потребует или полной замены линии 35 новыми или строительства параллельных линий или перевода линии 35 кВ на напряжение 110 кВ.

Следовательно, независимо от системы напряжения, питающие линии 35 кВ должны подвергаться коренной реконструкции.

Во-вторых, если увеличивать пропускную способность сокращением радиусов сетей 10 кВ, то потребуется увеличение числа подстанций 35/10 кВ (110/10 кВ) по крайней мере втрое.

Иными словами, многократное увеличение пропускной способности существующих сетей 35 и 10 кВ приведет к таким колоссальным объемам работ по реконструкции, при которых во многих случаях более целесообразным будет перевод этих сетей на напряжение 110 и 20 кВ.

Но даже и там, где окажется возможным четырехкратное увеличение проводимости сетей без повышения напряжения, нагрузка будет продолжать расти, и этот рост все равно приведет к необходимости применения более высоких напряжений. Очевидно, что из экономических соображений этот перевод следует производить заблаговременно.

Все эти положения вытекают из специальной работы ВНИИсельэлектро (законченной в 1965 г.) по выявлению наиболее эффективных способов развития и реконструкции существующих сельских сетей.

На основе расчетов реальных, наиболее типичных схем электроснабжения центральных районов РСФСР выявлено, что при росте нагрузок 8—12,5% в год, наименьшие расчетные затраты за срок службы сетей 10 кВ с учетом всех реконструкций получаются при переводе их на напряжение 20 кВ.

При сохранении напряжения 10 кВ любые мероприятия по увеличению пропускной способности имеют или ограниченные возможности, или экономически не оправдываются.

Таким образом как в новых, неэлектрифицированных районах, так и при развитии существующих сетей будущее должно принадлежать напряжению 20 кВ.

Кроме экономии средств, введение напряжения 20 кВ в 1,5—2,0 раза сократит расход алюминиевых проводов, что очень важно.

Исследования показывают, что применение для тех же целей системы напряжения 110/35/0,4 кВ оказывается явно нецелесообразной.

Ф. Х. Усманов прав, указывая, что перевод сетей на напряжение 20 кВ повлечет за собой перерывы в электроснабжении потребителей. Однако перерывы будут при любых способах реконструкции и если правильно организовать порядок этого перевода, то ущерб от перерыва будет незначителен, и он будет соизмерим при любых вариантах реконструкции: с переводом или без перевода на повышенное напряжение.

Что касается надежности электроснабжения, то степень ее зависит не только от длины сетей, а от их аварийности и многих других факторов. Поэтому надежность должна определяться специальным расчетом путем сопоставления затрат на мероприятия по надежности с величиной сокращения ущерба от этих мероприятий. Опыт эксплуатации сетей 20 кВ в Латвии показывает несомненно большую надежность сетей по сравнению с сетями 10 кВ.

На основе технических требований, составленных ВНИИсельэлектро, Министерство электротехники приступает к разработке технической документации для изготовления оборудования напряжением 20 кВ.

С учетом изложенного у нас нет оснований соглашаться с выводами, сделанными Ф. Х. Усмановым, и тем более распространять эти выводы на все существующие сельские электрические сети.

Канд. техн. наук А. П. КОРШУНОВ



## НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «НОВАЯ ТЕХНИКА В ЭНЕРГОСНАБЖЕНИИ ГОРОДСКОГО ЭЛЕКТРОТРАНСПОРТА»

25 и 26 сентября 1967 г. в Московском доме научно-технической пропаганды им. Ф. Э. Дзержинского проходила научно-техническая конференция «Новая техника в энергоснабжении городского электрического транспорта».

На заседаниях конференции было заслушано 14 докладов, обобщающих опыт внедрения новой техники и передовых методов организации энергоснабжения городского электрического транспорта, и сообщались результаты наиболее интересных научных исследований в этой области.

Конференция была открыта докладом заведующего кафедрой электрического транспорта Московского энергетического института, д. т. н., проф. **И. С. Ефремовым**. Сделав обзор развития науки и техники в области городского электрического транспорта за 50 лет Советской власти, он рассказал о научных проблемах, над которыми ведется работа в настоящее время.

Проф. **И. С. Ефремов** сообщил, что на кафедре электрического транспорта МЭИ был разработан в 1960 г. первый в СССР кремниевый выпрямитель для городской электрической тяги, а в 1967 г. — первый в мире автоматический управляемый преобразователь на тиристорах для тяговых подстанций со стабилизацией выпрямленного напряжения и бесконтактным включением и отключением силовой цепи. На этой же кафедре создан, испытан и передан в эксплуатацию статический преобразователь электроэнергии для питания собственных нужд электрического подвижного состава.

В настоящее время завершается разработка тиристорных систем и схем управления электрическим подвижным составом городского транспорта с импульсным регулированием напряжения силовой цепи.

В МЭИ совместно с Управлением пассажирского транспорта Мосгорисполкома разработана и внедряется новая, прогрессивная децентрализованная система энергоснабжения, дающая большой технико-экономический эффект. Большие успехи достигнуты в области автоматизации и телеуправления тяговыми подстанциями.

В своем выступлении докладчик наметил дальнейшие пути к совершенствованию системы энергоснабжения и подвижного состава электрического транспорта на основе внедрения преобразователей на тиристорах и бесконтактного тиристорного управления и т. д.

С докладом «Основы выбора рациональных параметров систем электроснабжения трамвая и троллейбуса» выступил к. т. н. **Д. К. Томлянович**. В докладе говорилось о надежности работы и повышении экономических показателей системы электроснабжения трамваев и троллейбусов, необходимым условием решения которой является прежде всего выполняемое Академией коммунального хозяйства развитие методики электрических и экономических расчетов устройств электроснабжения; разработка нормативов расчета элементов системы; исследования с целью усовершенствования существующих узлов, схем и устройств тяговых подстанций и сетей; разработка новых элементов питания и новых систем электроснабжения, а также влияния тяговых сетей на технические сооружения. Отмечается, что основой построения наивыгоднейших систем питания должно служить широкое применение одноагрегатных подстанций для питания линейных сетей и рациональное сочетание одноагрегатных и многоагрегатных подстанций для снабжения разветвленных сетей.

В докладе к. т. н. **Б. С. Финкельштейна** «Устройства автоматики и телемеханики и некоторые результаты эксплуатации новой системы электроснабжения с полным резервированием подстанций» приведены данные по новой системе электроснабжения троллейбусной линии, построенной на принципе полного резервирования каждой тяговой подстанции и включенной в эксплуатацию в Москве в 1966 г. Особенностью данной системы является отсутствие резервного оборудования, мини-

мальная длина кабелей тяговой сети, отсутствие сетевых коммутационных устройств и более высокое напряжение в контактной сети. В отличие от обычных систем питания эта система повышает надежность электроснабжения троллейбуса и характеризуется комплексной автоматизацией и телемеханизацией всех процессов.

Инж. **А. А. Трофимов** в докладе «Некоторые вопросы параллельного питания контактной сети трамвая и троллейбуса» сообщил о результатах исследования расчета потерь в линиях, а также об эффективных и максимальных значениях нагрузок подстанций для участков, работающих в режиме двустороннего питания применительно к современной системе параллельного питания контактной сети.

В докладе к. т. н. **Б. З. Кантора** «Максимальные нагрузки тяговых сетей троллейбуса и трамвая и вопросы надежности электроснабжения» приводились результаты теоретических и экспериментальных исследований, проведенных в последние годы Академией коммунального хозяйства по определению основных соотношений между уровнями и частотой или длительностью выбросов тяговой нагрузки за эти уровни, необходимость в исследовании которых определяется особенностью работы тяговых сетей в режиме эпизодических пиковых перегрузок.

Инж. **А. С. Афанасьев**, выступивший с докладом «Новая техника в устройствах контактной и кабельной сети», привел данные по внедрению продольно-цепной подвески с равномерно распределенными в пролете струнами и маятниковой подвеске; доложил о новом способе стыкования контактного провода с помощью холодной сварки; о применении термической сварки алюминиевых токоведущих жил кабелей постоянного тока; о внедрении новых конструкций специальных частей контактной сети и применении пластических, полимерных и других химических материалов в контактной сети.

С интересным докладом «Вопросы защиты кремниевых выпрямителей от перенапряжений и сверхтоков» выступил инж. **Е. И. Быков**. Он сообщил о теоретических и экспериментальных исследованиях оптимальных систем защиты кремниевых выпрямителей от перенапряжений и сверхтоков на новых подстанциях метрополитена.

В докладе инж. **Л. Н. Ефрегова** были подведены итоги «Опыта эксплуатации кремниевых преобразователей на подстанциях трамвая и троллейбуса». Эти преобразователи применяются в Службе преобразовательных подстанций электрохозяйства УПТМ с 1962 г. и составляют в настоящее время более 130 единиц. В докладе обобщаются наиболее типичные повреждения кремниевых выпрямителей и вентилях, работающих в электрической дуге, и намечаются пути дальнейшего повышения эксплуатационной надежности и улучшения конструкции современных преобразователей типа БВК-2000/600-Н, БВК-1000/600-Н, КВ-2000Т.

Инж. **А. Д. Рыбаков** сообщил о «Преобразователях 1 000 а, 600 в с лавинными вентилями для подстанций трамвая и троллейбуса». В докладе были приведены интересные данные о схеме и конструктивных особенностях преобразователей с лавинными вентилями, разработанными электрохозяйством Управления пассажирского транспорта в содружестве с учеными кафедры электрического транспорта МЭИ и включенными в эксплуатацию с апреля 1966 г. на одной из подстанций Москвы.

Переход на лавинные вентили позволит существенно упростить конструкцию и схему преобразователей, повысить надежность работы, уменьшить число вентилях и снизить стоимость преобразователей в 1,5–2 раза.

С докладом «Защита питающих линий постоянного тока трамвая и троллейбуса от сверхтоков и токов замыкания на землю» выступил инж. **М. Г. Трегубенко**. Он обстоятельно теоретически и экспериментально обосновал необходимость

наиболее целесообразных устройств защиты питающих линий. Рассмотрел схемы и способы указанных защит применительно к условиям защиты линий в зоне малых сверхтоков короткого замыкания, соизмеримых по уровням, скорости изменения, величинам приращений и сдвигу относительно напряжения с токами тяговой нагрузки.

Инж. **М. А. Слепцов** сделал доклад «Основные параметры кремниевых управляемых вентилей (тиристоров)», в котором рассказал о результатах исследований, проведенных на кафедре электрического транспорта МЭИ по определению основных параметров и разработке методики расчета тиристорных применительно к условиям электрической тяги.

К. т. н. **Г. И. Безруков** в докладе «Управляемый преобразовательный агрегат» сообщил основные данные по выбору оптимальной схемы и конструктивным особенностям опытного образца преобразовательного агрегата на тиристорах для тяговых подстанций со стабилизацией выпрямленного напряжения и запирающим током тяговой нагрузки, перегрузки и ко-

ротких замыканий тиристорами. Преобразователь разработан на кафедре электрического транспорта МЭИ.

Доклад инж. **Б. К. Клевшинского** был посвящен «Новой технике на устройствах СЦБ и связи». В докладе рассмотрены особенности новых усовершенствованных технических средств СЦБ и связи: станции диспетчерской тяги типа СДС-М-50/100, автоматической справочной установки АСУ-50; автоматической сигнализации безопасного движения на однопутном участке трамвайных путей без применения контактно-сигнальных проводов и автоматической трамвайной стрелке с комплексом блокирующих и защитных устройств.

В последнем докладе конференции «Электротравматизм на городском электрическом транспорте» инж. **К. О. Агаджанян** указал меры и способы планомерной работы по устранению несчастных случаев на производстве и дальнейшему оздоровлению и облегчению условий труда.

Канд. техн. наук **Г. И. БЕЗРУКОВ**

## VII КОНГРЕСС МИРОВОЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ

С 20 по 24 августа 1968 г. в Москве состоится VII конгресс Мировой энергетической конференции. В его работе примут участие несколько тысяч инженеров, ученых, экономистов из многих стран мира.

Международная организация, называемая «Мировая энергетическая конференция (МИРЭК)» основана в 1924 г. с целью установления связей между различными отраслями энергетической и топливной промышленности, а также между учеными, инженерами, администраторами и экономистами разных стран мира. Главнейшей задачей этой организации является содействие развитию и наиболее эффективному мирному использованию энергоресурсов в национальных и международных масштабах.

МИРЭК является членом объединения международных инженерных организаций, имеет консультативный статус в экономическом и социальном Совете ООН, участвует с правом совещательного голоса в ЮНЕСКО, Мировой метеорологической организации и Международном агентстве по атомной энергии.

Руководящим органом МИРЭК является Международный исполнительный совет, состоящий из представителей национальных комитетов. Заседания исполнительного совета проводятся в различных странах, обычно раз в год.

Конгрессы созываются периодически и организуются национальными комитетами приглашающих стран. Предыдущие конгрессы МИРЭК проводились в Уэмбли (Англия), Берлине, Вашингтоне, Лондоне, Вене и Мельбурне.

VII конгресс проводится под девизом «Мировые энергетические ресурсы и их использование на благо человечества».

Предложенная Советским национальным комитетом и одобренная Международным исполнительным советом МИРЭК техническая программа включает следующие вопросы:

национальные обзоры топливно-энергетических ресурсов; твердые, жидкие и газообразные топлива и экономическая эффективность их использования;

**энергетический баланс**  
развитие и совершенствование тепловых электростанций, в том числе ТЭЦ;

развитие и совершенствование гидроэлектрических станций, в том числе насосно-аккумулирующих и приливных электростанций;

атомные электростанции, их экономика и роль в энергетическом хозяйстве;

новые методы производства электроэнергии;

энергетические системы и их объединения;

транспорт энергии. Национальные обзоры транспорта твердых, жидких и газообразных топлив. Экономические и технические аспекты различных видов транспорта энергии;

использование энергии. Потребительские установки, пути их совершенствования;

вторичные энергетические ресурсы.

В Советский национальный комитет МИРЭК от национальных комитетов 36 стран и различных международных организаций поступили предложения представить VII конгрессу 220 докладов. Научные, производственные и ведомственные организации СССР также внесли свои предложения по подготовке соответствующих докладов.

Для руководства подготовкой и проведением VII конгресса Государственный Комитет Совета Министров СССР по науке и технике утвердил Оргкомитет под председательством Министра энергетики и электрификации СССР П. С. Непоного. В состав Оргкомитета введены руководящие работники Министерства энергетики и электрификации СССР, Государственного Комитета Совета Министров СССР по науке и технике, Госплана СССР, Академии наук СССР, министерств угольной, нефтедобывающей, газовой, нефтеперерабатывающей и нефтехимической промышленности, тяжелого, энергетического и транспортного машиностроения, электротехнической промышленности, Государственного комитета по использованию атомной энергии, Государственного комитета по печати, Министерства культуры СССР.

Ведущие ученые нашей страны утверждены генеральными докладчиками на пленарном и секционных заседаниях. Пленарные заседания будут проводиться в Кремлевском Дворце съездов, а секционные — в Московском государственном университете на Ленинских горах.

Участники VII конгресса будут знакомиться с промышленными предприятиями, научными и культурными учреждениями, выставками, музеями, историческими местами Москвы. По окончании конгресса его участникам будет представлена возможность выехать в туристические экскурсии по стране для ознакомления с наиболее интересными объектами энергетики, топливной промышленности и научными центрами, а также с достопримечательностями посещаемых районов СССР.

Созыв столь представительного международного форума энергетиков позволит провести широкий обмен мнениями и опытом по использованию энергетических ресурсов на благо человечества.

Советские ученые и производственные коллективы собираются поделиться достижениями нашей страны и радушно встретят своих иностранных коллег.

Оргкомитет МИРЭК-VII



# Академик ВАЛЕРИЙ ИВАНОВИЧ ПОПКОВ

(К 60-летию со дня рождения и 35-летию  
научной деятельности)

В феврале 1968 г. исполняется 60 лет со дня рождения академика, доктора технических наук Валерия Ивановича Попкова, крупнейшего советского ученого в области высоких электрических напряжений, электрофизики разряда в газах и проблем передачи электроэнергии на дальние расстояния при сверхвысоких напряжениях.

Научную деятельность В. И. Попков начал во Всесоюзном электротехническом институте (1932—1936 гг.), где провел цикл исследований по грозозащите высоковольтных электросистем. В это же время и позднее (1933—1941 гг., 1947—1953 гг.) В. И. Попков в серии работ, проведенных в институте НИИОГАЗ, детально изучил характеристики коронного разряда в электрофильтрах, энергетические соотношения при осаждении взвесей из газов, некоторые оригинальные системы усиления поля и, в особенности, структуру электрических полей и объемных зарядов в электрофильтрах. Работы по электрогазоочистке, которые продолжают В. И. Попковым и сейчас, приобрели особую актуальность в связи с проблемой создания сверхмощных блоков на тепловых электростанциях.

Исследования коронного разряда были затем продолжены им в Энергетическом институте им. Г. М. Кржижановского в связи с проблемами дальнейшей передачи электроэнергии. Эти работы получили широкую известность как в СССР, так и за рубежом. Характерным для них явилось сочетание фундаментальных исследований с решением важных задач электроэнергетики.

Развитое В. И. Попковым оригинальное направление — изучение структуры сильных электрических полей с объемными зарядами и особенностей элементарных газоразрядных процессов в таких полях и развитие методов подобных исследований — оказалось плодотворным и в теоретическом и в прикладном отношении. Еще в ранних работах ему удалось изучить параметры элементарных газоразрядных процессов, раскрыть особенности физического механизма биполярной и униполярной короны, дать теоретическое их описание и предсказать существенные особенности будущих электропередач постоянного тока сверхвысокого напряжения.

Широко поставленные затем лабораторные исследования механизма и практических характеристик короны переменного тока с применением нового метода измерений квазистационарных электрических полей с объемными зарядами дали важные результаты для понимания процессов, разви-



вающихся в современных передачах сверхвысокого напряжения и их расчета: так называемый «емкостный эффект» короны и его параметры; природа высокочастотных колебаний, их связь с формой разряда и возможность их подавления, метод расчета потерь энергии с учетом климатических факторов.

В. И. Попковым и его сотрудниками был предложен и разработан оригинальный метод измерения потерь мощности и энергии на корону, что позволило впервые в мировой практике вынести исследования потерь на корону непосредственно на действующие электропередачи 500 кВ и получить уникальные данные для создания электропередач нового класса напряжений — 750 кВ. Цикл этих исследований был высоко оценен Президиумом Академии наук СССР, присудившим В. И. Попкову и его сотрудникам премию им. Яблочкова (1964 г.).

В последние годы В. И. Попков много внимания уделяет развитию нового научного направления в области кинетики и динамики поведения диспергированных материалов в ионизированных средах и сильных электрических полях, как основы новых прогрессивных методов электротехнологии так называемой электронно-ионной технологии.

В. И. Попков является автором 70 печатных трудов и изобретений.

Научная деятельность В. И. Попкова сочетается с большой научно-организационной и общественной работой. В течение ряда лет (1952—1959 гг.) он был заместителем директора Энергетического института АН СССР — академика Г. М. Кржижановского. Он является заместителем академика — секретаря Отделения физико-технических проблем энергетики АН СССР, главным редактором журнала «Известия АН СССР «Энергетика и транспорт», председателем научного совета по проблеме «Сильные электрические поля в технологических процессах» при Государственном комитете Совета Министров СССР по науке и технике, председателем технического Комитета по методам испытаний высокими напряжениями Международной электротехнической комиссии и председателем Советского Национального комитета МЭК, членом пленума ВАК, заместителем председателя правления Всесоюзного общества «Знание».

За свою научную и общественную деятельность В. И. Попков награжден орденами Ленина, Трудового Красного Знамени и медалями.

*Государственный комитет Совета Министров СССР  
по науке и технике*

*Академия наук СССР*

*Министерство энергетики и электрификации СССР*

*Отделение физико-технических проблем энергетики АН СССР*

*Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского*

## Профессор М. М. АКОДИС

(к 60-летию со дня рождения)

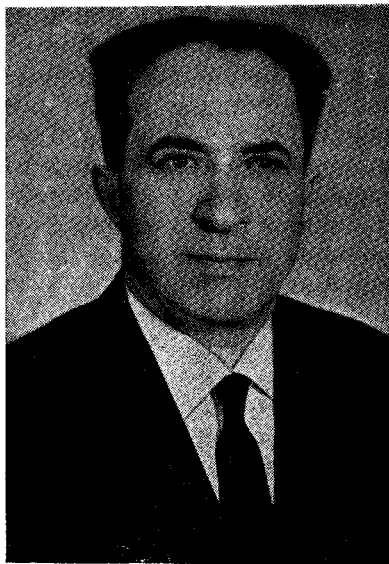
В июле 1967 г. исполнилось 60 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора Михаила Мироновича Акодиса, широко известного специалиста в области высоковольтного электроаппаратостроения и техники высоких напряжений.

Инженерная и научная деятельность Михаила Мироновича началась в 1931 г. во Всесоюзном электротехническом институте им. В. И. Ленина после окончания Государственного электромашиностроительного института (позднее преобразован в Московский электротехнический институт связи). Переехав в 1933 г. в Донбасс, М. М. Акодис сначала работает в должности руководителя группы перенапряжений Донецкой научно-исследовательской лаборатории, а с 1934 г. — научным руководителем высоковольтной лаборатории Донэнерго.

Творческая деятельность М. М. Акодиса была прервана войной. В 1941—1942 гг. он находился в действующей армии, затем демобилизовался и был направлен в Уральскую энергосистему, где с 1943 г. работал с Главуралэнерго руководителем группы техотдела.

В 1945 г. М. М. Акодис избирается заведующим кафедрой «Техника высоких напряжений» Уральского политехнического института им. С. М. Кирова и в 1946 г. защищает кандидатскую диссертацию. По его инициативе на Урале организуется выпуск инженеров по электроаппаратостроению.

В этот период на заводе «Уралэлектраппарат» расширяется производство и разрабатываются новые конструкции мощных масляных выключателей. В успешном решении вопросов разработки новых типов дугогасящих устройств масляных выключателей значительные заслуги Михаила Мироновича, работающего с 1946 по 1950 г. шеф-электриком за-



вода. В 1952 г. он защищает докторскую диссертацию, в которой развивает теорию процессов при гашении электрической дуги и искусственных методов испытания дугогасящих устройств выключателей и ионных вентилей. Позже под его руководством были созданы генераторы ультразвуковой частоты на управляемых полупроводниковых вентилях.

В последние годы на кафедре, возглавляемой М. М. Акодисом, организована проблемная лаборатория электрических аппаратов, включающая целый комплекс установок для изучения работы высоковольтных аппаратов и методов их испытания.

Наряду с научно-исследовательской и учебной работой много внимания М. М. Акодис уделяет подготовке и воспитанию научных кадров. Под его руководством подготовили и успешно защитили диссертации многие аспиранты и научные работники. Исключительное трудолюбие, огромная работоспособность и научная добросовестность — замечательные черты Михаила Мироновича, снискавшие ему всеобщее уважение.

Михаилу Мироновичу принадлежит большое количество научных работ и изобретений, многие из которых нашли применение в промышленности.

М. М. Акодис много внимания уделяет выполнению общественных обязанностей, являясь членом Президиума областного правления НТОЭП, членом ряда научных и научно-технических Советов, членом редколлегии журнала «Известия вузов — «Энергетика».

Поздравляем Михаила Мироновича с 60-летием со дня рождения, желаем ему доброго здоровья и дальнейших творческих успехов.

*Группа товарищей*

## ПАМЯТИ Р. Э. КЛАССОНА (1868—1926 гг.)

12 февраля 1968 г. исполнилось 100 лет со дня рождения Роберта Эдуардовича Классона, замечательного русского инженера-энергетика.

О жизнедеятельности ученого не раз рассказывалось в журнале «Электричество». Так, например, статьи печатались в № 4 за 1926 г., в № 4 за 1951 г. и в № 11 за 1965 г. (ре-

цензия Ф. А. Розанова на книгу М. О. Каменецкого «Роберт Эдуардович Классон», Госэнергоиздат, 1963).

Читатель может познакомиться также с работами Роберта Эдуардовича, некоторые из них опубликованы в журнале «Электричество» (1894 г., № 18; 1895 г. № 19; 1923 г. № 5 и 6; 1925 г. № 3).



## К ЧИТАТЕЛЯМ ЖУРНАЛА «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Ниже публикуется список книг по теоретическим вопросам электротехники, автоматике, вычислительной и измерительной техники, намеченных к выпуску издательством «Энергия» в 1968 г. Более подробно о книгах, которые выйдут в свет в новом году, говорится в тематическом плане на 1968 г. Он имеется в каждом книжном магазине.

### УЧЕБНАЯ ЛИТЕРАТУРА ДЛЯ ВУЗОВ

- Атабеков Г. И. Основы теории цепей. 35 л.  
Виноградов Ю. В. Основы электронной и полупроводниковой техники. 32 л.  
Долгинов А. И. Техника высоких напряжений в электроэнергетике. 39 л.  
Липатов Д. Н. Вопросы и задачи по электротехнике для программированного обучения. 9 л.  
Темников Ф. Е. Теоретические основы информационной техники. 27 л.  
Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов. Изд. 3-е, переработ. 28 л.

### УЧЕБНАЯ ЛИТЕРАТУРА ДЛЯ ТЕХНИКУМОВ

- Зайчик М. Ю. Сборник задач и упражнений по теоретической электротехнике. Изд. 3-е. 27 л.  
Комар М. А. Основы электропривода и аппараты управления. Изд. 3-е. 24 л.  
Попов В. С. Электротехнические измерения. 19 л.

### СПРАВОЧНАЯ ЛИТЕРАТУРА

- Карвовский Г. А. и Окорочков С. П. Справочник по асинхронным двигателям и пускорегулирующей аппаратуре. Изд. 2-е. 16 л.  
Микроэлектродвигатели для систем автоматики. 15 л.  
Тиристоры. Под ред. В. А. Лабунцова и А. Ф. Свиридова. Изд. 2-е, доп. Пер. с англ. 28 л.  
Справочник реле защиты и автоматики. Под ред. М. Э. Хейфица. Изд. 2-е. 20 л.  
Энциклопедия измерений, контроля и автоматизации. (ЭИКА). Вып. 11. 10 л.  
Энциклопедия измерений, контроля и автоматизации. (ЭИКА). Вып. 12. 10 л.

### ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

- Говорков В. А. Электрические и магнитные поля. Изд. 3-е. 29 л.  
Голембо З. Б. Методы решения электротехнических задач на ЦВМ. 18 л.  
Ильинский Н. Ф. и Цаценкин В. М. Приложение графов к задачам электромеханики. 11 л.  
Иоссель Ю. Я. и др. Расчет электрической емкости. 17 л.  
Маркю Ф. Дискретизация и квантование. Пер. с франц. 10 л.  
Перспективы применения вычислительной техники для управления в промышленности и на транспорте. 5 л.  
Поляков В. В. и Переверзев-Орлов В. С. Электронные системы следящей развертки. 11 л.  
Пчелин Б. К. Векторный анализ для инженеров-электриков и радиостов. 17 л.  
Русин Ю. С. Расчет электромагнитных систем. 10 л.  
Сигорский В. П. Матрицы и графы в электронике. 8 л.  
Честнат Г. Техника больших систем. Пер. с англ. 44 л.  
Проектирование гидрогенераторов. Ч. 2. Конструкции. Механические расчеты. 20 л.

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

- Беркович М. А. и Семенов В. А. Основы автоматики энергосистем. 22 л.  
Применение вычислительной техники в энергетике. 22 л.  
Расчет переходных процессов в электрических системах на ЭЦВМ. 5 л.

### АВТОМАТИКА, РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА И СВЯЗЬ В ЭНЕРГОСИСТЕМАХ

- Барзам А. Б. Общие вопросы учебного проектирования релейной защиты и автоматики. 14 л.  
Белоус Б. П. и Ефремов В. Е. Средства связи в электрических сетях. 13 л.  
Дроздов А. Д. и Платонов В. В. Реле дифференциальных защит элементов энергосистем. 6 л.  
Михайлов В. В. Применение тиристоров в релейной защите и системной автоматике. 7 л.

### АВТОМАТИКА И ТЕЛЕМЕХАНИКА

- Баранчук Е. И. Взаимосвязанные и многоконтурные регулируемые системы. 18 л.  
Васильева Н. П. и Гашковец И. Проектирование схем автоматики на логических элементах. 27 л.  
Гинзбург С. А. и др. Основы автоматики и телемеханики. Изд. 4-е, переработ. 33 л.  
Зайцев Г. Ф. Коррекция систем автоматического управления постоянного и переменного тока. 22 л.  
Малов В. С. и Дмитриев В. Ф. Кодо-импульсные телеизмерительные системы. 13 л.  
Мелкозеров П. С. Энергетический расчет систем автоматического управления и следящих приводов. 16 л.  
Проектирование дискретных систем управления на бесконтактных логических элементах. 20 л.

### ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Копылов И. П. и др. Математическое моделирование асинхронных машин. 6 л.  
Мальц Э. Л. и др. Электронные математические машины. 16 л.  
Петренко А. И. Автоматический ввод графиков в электронные вычислительные машины. 22 л.  
Поспелов Д. А. Логические методы анализа и синтеза схем. Изд. 2-е, переработ. и доп. 20 л.  
Проектирование и расчет схем цифровых устройств на принципе распределения тока. 15 л.  
Смолов В. Б. и Угрюмов Е. П. Время-импульсные вычислительные устройства. 11 л.

### ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

- Архипов В. К. Масштабно-временное преобразование коротких сигналов при помощи электронно-лучевых трубок памяти. 8 л.  
Атей С. Устройства записи на магнитную ленту. Пер. с англ. 13 л.  
Дискретный привод с шаговыми электродвигателями. Под ред. М. Г. Чиликина. 30 л.  
Зарипов М. Ф. Преобразователи с распределенными параметрами для автоматики и информационно-измерительной техники. 11 л.  
Миранцев Г. Я. Ремонт автоматических приборов и регуляторов. 9 л.  
Плужников В. М. Диэлектрические усилители. 22 л.  
Совмещенные электрические машины для автоматики. 11 л.  
Утямышев Р. И. Малогабаритная радиоэлектронная аппаратура для исследования физиологических процессов. 17 л.

**ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И АВТОМАТИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ**

- Вашны Е. Динамика измерительных цепей. Пер. с нем. 18 л.  
 Гаскаров Д. В. и Мозгалецкий А. В. Автоматический контроль систем управления. 11 л.  
 Кузьмичев Г. М. и Шляндин В. М. Цифровые автокомпенсаторы прямого уравнивания. 7 л.  
 Мелик-Шахназаров А. М. и др. Автокомпенсационные приборы экстремального типа. 9 л.  
 Основы построения автоматизированных систем контроля сложных объектов. 28 л.  
 Трансформаторные измерительные мосты. 19 л.  
 Чеголин П. М. Автоматизация спектрального и корреляционного анализа. 22 л.

**ФИЗИЧЕСКИЕ И ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ СОСТАВА И СВОЙСТВ ВЕЩЕСТВА**

- Жуков Ю. П. и Кулаков М. В. Высокочастотная кондуктометрия. 8,5 л.  
 Кулаков М. В. и др. Газовые хроматографы. 8 л.  
 Марон Р. С. и др. Аппаратура для исследования электронного парамагнитного резонанса. 8 л.

**БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ**

- Автономные инверторы на тиристорах с отделенными от нагрузки конденсаторами. 9 л.  
 Алиев Т. М. и Степанов В. П. Развертывающие компенсаторы комплексных величин. 6 л.  
 Арутюнов О. С. и Цеймах Б. М. Датчики состава и свойств вещества. 9 л.  
 Ауэн Л. Ф. Бесконтактные переключатели и пересчетные схемы на тиристорах. 6 л.  
 Бакалинский В. П. и др. Схемы на приборах тлеющего разряда. 6 л.  
 Бернштейн И. Я. Преобразователи частоты без звена постоянного тока. (Электроприводы с полупроводниковым управлением). 6 л.  
 Брусенцов Л. В. Приборы для записи и анализа статистических данных. (Метод теневого графика). 6 л.  
 Бруфман С. С. и Трофимов Н. А. Тиристорные ключи переменного тока. 7 л.  
 Будянов В. П. Элементы автоматики на варисторах. 3 л.  
 Бычтин Д. А. и Гольдман И. Я. Многополюсные индукционные датчики перемещений с печатными обмотками. 7 л.  
 Витенберг И. М. и Танкелевич Р. Л. Аналоговые вычислительные машины с последовательным выполнением операций. 7 л.  
 Вульфсон И. А. и др. Кодирование информации управляющих программ. 8 л.  
 Гольдман В. С. и Сахаров Ю. И. Индуктивно-частотные преобразователи неэлектрических величин. 6 л.  
 Гомельский Ю. С. Электрические элементы электрогидравлических устройств автоматики. 9 л.  
 Дралюк Б. Н. и Синайский Г. В. Системы автоматического регулирования объектов с транспортным запаздыванием. 7 л.  
 Дубровский А. Х. и др. Проектирование схем на бесконтактных логических элементах ЭЛМ. 11 л.  
 Ефимов В. М. Квантовые по времени при измерении и контроле. 6 л.  
 Жеребятев И. Ф. и Лукьянов А. Т. Математическое моделирование уравнений типа теплопроводности с разрывными коэффициентами. 4 л.  
 Жуховицкий Б. Я. Сигналы телемеханики и их преобразования. Изд. 2-е, переработ. 8 л.  
 Загальский Л. Н. и Зильберблат М. Э. Частотный анализ систем автоматизированного электропривода. 6 л.  
 Иванчук Б. Н. и др. Тиристорно-магнитные стабилизаторы напряжения. 7 л.  
 Ильинская Л. А. Элементы противопожарной автоматики. 6 л.  
 Импульсные и релейные следящие приводы постоянного тока с полупроводниковыми усилителями. 6 л.  
 Информационные манипуляторы и работы. 9 л.

- Кабеш К. Прецизионные потенциометры для автоматизации. Пер. с чеш. 8 л.  
 Казарновский Д. М. Емкостные преобразователи частоты. 6 л.  
 Климов В. В. Электронные счетчики на туннельных диодах. 4 л.  
 Козлов Ю. М. Быстродействующие самонастраивающиеся системы. 7 л.  
 Конденсаторные преобразователи и элементы вычислительных машин. 7 л.  
 Коршунов Ю. М. и Бобиков А. И. Цифровые сглаживающие и преобразовательные системы. 9 л.  
 Крайцберг М. И. и Шикуть Э. В. Импульсные методы регулирования цепей постоянного тока с помощью тиристоров. 8 л.  
 Лапидес Л. М. Электрохимические преобразователи в измерительной технике. 9 л.  
 Лебедев М. Д. Выбор поля допуска при автоматическом контроле аппаратуры. 6 л.  
 Либерзон Л. М. и Родов А. Б. Шаговые экстремальные системы. 7 л.  
 Магнитомодуляционные преобразователи угла в код. 6 л.  
 Милохин Н. Т. Частотные датчики систем автоконтроля и управления. 9 л.  
 Мочалов В. Д. Магнитные интегрирующие схемы вычислительной техники и автоматики. 8 л.  
 Овчинников В. Н. Дискретные многоканальные системы приема ввода информации и цифровые вычислительные машины. 6 л.  
 Павлов В. В. Управляющие устройства логического типа. 6 л.  
 Парфенов Э. Е. и Прозоров В. А. Вентильные каскады. 7 л.  
 Плевако Н. А. и Киселев С. И. Элементы и типовые блоки релейной гидроавтоматики. 8 л.  
 Рабинович Б. В. и Севумян Ю. Р. Логические элементы на тиратронах тлеющего разряда. 7 л.  
 Рабинович В. И. и Цапенко М. П. Информационная оценка средств измерения и контроля. 6 л.  
 Рейнберг М. Г. Формирование знаков на экранах электронно-лучевых трубок. 3 л.  
 Сандлер А. С. и Гусакский Ю. В. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями. (Электроприводы с полупроводниковым управлением). 6 л.  
 Семенов В. В. и Степура Э. Ф. Системы управления с нелинейными и вычислительными блоками на магнитных усилителях. 6 л.  
 Середенин В. И. Измерительные устройства с высокотемпературными индуктивными датчиками перемещения. 5 л.  
 Серьезнов А. Н. и Цапенко М. П. Методы уменьшения погрешностей в термометрических цепях. 6 л.  
 Системы частотного управления синхронно-реактивными двигателями. 9 л.  
 Слезингер П. И. и Фельдман А. В. Следящий электропривод. (Электроприводы с полупроводниковым управлением). 7 л.  
 Смольников Л. П. Расчет быстродействующих нелинейных электромеханических систем. 7 л.  
 Сочивко В. П. Структурная организация и самоорганизация автоматов. 7 л.  
 Татур О. Н. и др. Электромагнитные фрикционные муфты. 10 л.  
 Трухачев Б. С. и Удалов Н. П. Полупроводниковые тензопреобразователи. 6 л.  
 Туннельно-транзисторный комплекс элементов вычислительных машин. 9 л.  
 Черкашина А. Г. Элементы автоматики на варикапах. 7 л.  
 Чесноков А. А. Решающие усилители. Изд. 2-е, переработ. 6 л.  
 Чудаков А. Д. Электрические моделирующие сетки и их применение. 7 л.  
 Шегал Г. Л. и Коротков Г. С. Электрические исполнительные механизмы в системах управления. 9 л.  
 Электроннолучевые системы электростатической записи. 6 л.  
 Юдицкий С. А. Пневматические системы управления приводом машин-автоматов. 6 л.

Ярославский Л. П. Устройства ввода—вывода изображений для цифровых вычислительных машин. 7 л.

#### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И АППАРАТЫ

Бертинов А. И. и Варлей В. В. Электрические машины с катящимся ротором. 11 л.

Булгаков Н. И. Группы соединения трансформаторов. 4 л.

Волковой Н. Н. и Каика В. В. Единая серия асинхронных взрывозащищенных электродвигателей ВАО. 11 л.

Гусельников Э. М. и Ротт В. Ф. Электрогидравлические толкатели. 6 л.

Егоров Б. А. Производство и ремонт коллекторов электрических машин. Изд. 2-е, переработ. 15 л.

Здрок А. Г. и Салютин А. А. Системы самовозбуждения синхронных генераторов с магнитными усилителями. 11 л.

Лопухина Е. М. и Сомихина Г. С. Проектирование асинхронных микромашин с полым ротором. 13 л.

Скобелев В. Е. Двигатели пульсирующего тока. 12 л.

Юдов М. Ф. Вибрация и деформация обмоток статоров синхронных машин. 9 л.

#### СЕРИЯ «ТРАНСФОРМАТОРЫ»

Майорец А. И. и Герасимова Л. С. Обмотки и изоляция силовых масляных трансформаторов. 16 л.

Ферромагнитные умножители частоты. 10 л.

Серия «Технология электромашиностроения».

Козлов Е. М. Конструирование и расчет обмоточных приспособлений для электрических машин. 10 л.

Макаров Л. С. и Любецкий Д. Г. Литые обмотки ротора асинхронного электродвигателя. 10 л.

Подпятники, направляющие подшипники и крестовины мощных гидрогенераторов. 4 л.

#### ЭЛЕКТРОПРИВОД

Петелин Д. П. Автоматическое управление асинхронными электроприводами. 11 л.

Чистов В. П. и др. Оптимальное управление электрическими приводами. 16 л.

Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. 20 л.



#### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, Б. Б. Воронцов, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. № 2/10. Телефон К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО.

Сдано в пр-во 14/XII 1967 г.

Формат бумаги 60×90<sup>1</sup>/<sub>8</sub>

Т-00017

Усл. печ. л. 12

Тираж 11 108 экз.

Подписано к печати 25/I 1968 г.

Уч.-изд. л. 13,78

Зак. 658

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

## СОДЕРЖАНИЕ

Б. Б. Воронецкий, Г. И. Феклисов и Ю. В. Чистяков — К расчету дискретных и непрерывных систем автоматического управления . . . . .	1	А. И. Долгинов, Г. А. Дорф, Л. С. Левина и А. И. Ступель — Расчет восстанавливающихся напряжений на контактах выключателей в сложных разветвленных сетях . . . . .	66
М. З. Хамудханов и А. А. Хашимов — К аналитическому исследованию установившихся режимов регулируемого асинхронного электропривода . . . . .	8	А. С. Розенкранц — Расчет нелинейного электрического поля в ионизированном облучением газе между коаксиальными цилиндрическими электродами . . . . .	70
М. Э. Зильберблат — Вынужденные пульсации тока двигателя в электроприводе с регулятором скорости . . . . .	13	<b>ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ</b>	
Ю. К. Васильев и В. И. Ларченко — Общие закономерности проектирования реактивных шаговых электродвигателей . . . . .	17	В. В. Давидович, Б. А. Хейфиц и Ю. И. Скляревский — Моделирование взаимоиндукции и емкостной проводимости линий при расчетах на моделях постоянного тока . . . . .	74
В. В. Варлей — Электромагнитные силы, действующие в электрической машине с катящимся ротором, при несинусоидальном распределении тока по поверхности расточки статора . . . . .	25	<b>СООБЩЕНИЯ</b>	
Д. И. Марьяновский, Б. М. Гуткин, М. И. Иванова и Е. Н. Морозова — Исследование однофазного инвертора с отсекающими вентилями . . . . .	29	С. В. Страхов и Г. Л. Эпштейн — Расчет на ЭЦВМ электромеханических переходных процессов . . . . .	78
П. А. Софронов и М. И. Крайцберг — Буфетные системы тиристорного электропривода постоянного тока с электродвигателем последовательного возбуждения . . . . .	36	Г. А. Бугаев — Выбор параметров полюсного экрана электромагнитов переменного тока . . . . .	80
В. Л. Бенин и В. У. Кизилев — Анализ работы ключа на параллельный $LR$ и $CR$ -контуры . . . . .	41	В. В. Магидсон и Н. Г. Поляков — Улучшение коммутации и повышение перегрузочной способности машин постоянного тока в переходных режимах . . . . .	82
Ю. А. Фокин — Расчетные нагрузки городских электрических сетей напряжением выше 1000 в . . . . .	45	С. А. Курков — Статическая устойчивость параллельных электрических дуг . . . . .	83
С. Д. Волобринский — Об оценке величины потерь энергии в электрических сетях . . . . .	53	<b>ДИСКУССИИ</b>	
Я. Д. Баркан — Влияние однородности нагрузок на качество электрической энергии . . . . .	55	Перспективы применения пластмасс в изоляторостроении — Н. Н. Крачковский . . . . .	85
Л. С. Перельман — Влияние провисания проводов на распространение волн вдоль линии электропередачи . . . . .	59	Перспективная схема напряжения для электроснабжения сельских районов. Ответ автора — А. П. Коршунов . . . . .	85
		<b>ХРОНИКА</b>	
		Научно-техническая конференция «Новая техника в энергоснабжении городского электротранспорта». VII конгресс Мировой энергетической конференции. Академик Валерий Иванович Попков. Профессор М. М. Акодис. Памяти Р. Э. Классона (1868—1926 гг.) . . . . .	87

## CONTENTS

On the Design of Discrete and Continuous Automatic Control System — B. B. Voronetski, G. I. Feklisov, U. V. Chistiakov . . . . .	1	How Conductor Sag Influences Wave Propagation on Transmission Lines — L. S. Perelman . . . . .	59
An Analytical Study of the Steady State Performance of a Controlled Asynchronous Motor Drive — M. Z. Hadmudhanov, A. A. Hashimov . . . . .	8	Calculation of Transient Recovery Voltages Across Circuit Breaker Poles in Complex Networks — A. I. Dolginov, G. A. Dorf, L. S. Levina, A. I. Stupel . . . . .	66
Forced Motor Current Pulsations in an Electric Drive with Speed Regulator — M. E. Zilberblat . . . . .	13	Calculating the Non-linear Electric Field in a Gas Ionized Due to Radiation Between Coaxial Cylindrical Electrodes — A. S. Rosenkrants . . . . .	70
General Relationships in the Design of Reactive Step Motors — U. K. Vasiliev, V. I. Larchenko . . . . .	17	<b>FROM OPERATING EXPERIENCE</b>	
Electromagnetic Forces in an Electrical Machine with Rolling Rotor for Non-sinusoidal Current Distribution Along the Stator Surface — V. V. Varley . . . . .	25	Simulating Mutual Inductances and Capacitances of Lines on D. C. Calculating Board Studies — V. V. Davidovitch, B. A. Heifitz, U. I. Skliarevski . . . . .	74
A Study of a Single-phase Inverter with Cut-off Valves — D. I. Marianovski, B. M. Gutkin, M. I. Ivanova, E. N. Morozova . . . . .	29	<b>REPORTS</b>	
Buffer Systems in a D. C. Thyristor Electric Drive with Series Motor — P. A. Sofronov, M. I. Kraitsberg . . . . .	36	Calculating Electromechanical Transients on Digital Computers — S. V. Strakhov, G. L. Epstein . . . . .	78
The Operation of a Key on a Parallel RL RC-Circuit — V. L. Benin, V. U. Kizilov . . . . .	41	Selection of the Parameters of the Pole Shield for A. C. Electromagnets — G. A. Bugaev . . . . .	80
Design Loads for Urban Networks Higher than 1000 v — U. A. Fokin . . . . .	45	Improving the Commutation and Overload Capacity of D. C. Machines During Transients — V. V. Magidson, N. G. Poliakov . . . . .	82
On Evaluating Network Energy Losses — S. D. Volobrinski . . . . .	53	Steady-state Stability of Arcs — S. A. Kurkov . . . . .	83
How Load Uniformity Influences the Quality of Electrical Supply — J. D. Barkan . . . . .	55	<b>DISCUSSION</b> . . . . .	85
		<b>CHRONICLE</b> . . . . .	87

УДК 62-52

**К расчету дискретных и непрерывных систем автоматического управления**

Воронецкий Б. Б., Феклисов Г. И.,

Чистяков Ю. В.  
«Электричество», 1968, № 2

Речь идет о разработанном авторами счетно-решающем приспособлении, названном универсальной линейкой, и о способах ее использования.

Приведены следующие методики возможных расчетов дискретных систем управления: 1) построение логарифмических частотных характеристик дискретной системы управления по логарифмическим частотным характеристикам ее непрерывной части; 2) построение областей устойчивости дискретной системы управления в плоскости одного комплексного параметра; 3) построение областей устойчивости дискретной системы управления в плоскости двух вещественных параметров; 4) приближенное построение непрерывного во времени переходного процесса дискретной системы управления при произвольном входном воздействии.

Применение изложенных методик иллюстрируется примером расчета достаточно сложной дискретной системы управления. Илл. 7. Библ. 3.

УДК 621.313.333 : 621.316.726

**К аналитическому исследованию установившихся режимов регулируемого асинхронного электропривода**

Хамудханов М. З., Хашимов А. А.

«Электричество», 1968, № 2

Излагается аналитическая методика расчета системы «Вентильный преобразователь частоты с явно выраженным звеном постоянного тока — асинхронный двигатель» в несимметричных аномальных режимах при любой схеме преобразовательной части. Дается классификация видов возможных аномальных режимов, возникающих в работе системы «Вентильный преобразователь частоты — асинхронный двигатель». Илл. 5. Библ. 11.

УДК 621.316.718.5:62-83

**Вынужденные пульсации тока двигателя в электроприводе с регулятором скорости**

Зильберблат М. Э. «Электричество», 1968, № 2

Излагается методика расчета вынужденных пульсаций тока двигателя в системе автоматического регулирования скорости, возникающих под влиянием переменных составляющих напряжения тахогенератора. Методика расчета основана на использовании логарифмических амплитудно-частотных характеристик систем автоматического регулирования скорости. Эта методика позволяет сформулировать требования к величине допустимых пульсаций напряжения тахогенераторов, используемых в качестве датчиков обратной связи в аналоговых системах автоматического регулирования скорости. Илл. 4. Библ. 5.

УДК 621.313.001.24

**Общие закономерности проектирования реактивных шаговых электродвигателей**

Васильев Ю. К., Ларченко В. И.

«Электричество», 1968, № 2

В статье рассмотрены вопросы выбора плотности тока, главных размеров и влияния их на основные параметры и характеристики реактивных шаговых электродвигателей. Обобщая накопленный опыт по разработке реактивных ШД, в статье выведены общие закономерности, которые позволяют выбрать основные размеры машины (диаметр ротора и активную длину железа статора), пазовую геометрию и спроектировать оптимальную машину с точки зрения экономических (минимум веса, потерь) и эксплуатационных (максимальные частотные характеристики) показателей. Полученные соотношения могут быть использованы также при сравнительном анализе свойств различных двигателей или при выборе типа конструкции с учетом различных требований технического задания на разработку двигателя. На примере расчета реактивного ШД повышенного быстродействия показано применение полученных соотношений. Приведены некоторые обобщенные характеристики шаговых двигателей, рассчитанные на ЦВМ. Табл. 2. Илл. 6. Библ. 12.

УДК 621.313.39

**Электромагнитные силы, действующие в электрической машине с катящимся ротором, при несинусоидальном распределении тока по поверхности ротора**Варлей В. В.  
«Электричество», 1968, № 2

Освещаются аналитические зависимости, характеризующие магнитное поле зазора, обусловленное гармоническими составляющими. Показаны также выражения электромагнитных сил одностороннего притяжения, действующих в синхронной машине с катящимся ротором. Илл. 1. Библ. 3.

УДК 621.314.572

**Исследование однофазного инвертора с отсекающими вентилями**

Марьяновский Д. И., Гуткин Б. М.,

Иванова М. И., Морозова Е. Н.  
«Электричество», 1968, № 2

В результате исследования однофазного инвертора с отсекающими вентилями показано, что существует область значений параметров и инвертируемой частоты, в которой конденсаторы не отключаются от нагрузки. В этой области инвертор работает как обычный параллельный инвертор. Границы области представлены в виде кривых, полученных путем решения трансцендентных уравнений. Диапазон регулируемой частоты должен лежать полностью или частично вне этой области. Илл. 8. Библ. 7.

УДК 62-523.1

**Буферные системы тиристорного электропривода постоянного тока с электродвигателем последовательного возбуждения**Софронов П. А., Крайцберг М. И.  
«Электричество», 1968, № 2

Используя в качестве буферного (разрядного) вентиля кремниевые силовые диоды, можно улучшить качество выпрямления в простых однополупериодных схемах и тем самым приблизить характеристики тиристорного электропривода к характеристикам системы Г—Д. Для буферного тиристорного электропривода с электродвигателем последовательного возбуждения различают три различных способа включения буферного вентиля: шунтирование двигателя (схема с  $B_{дв}$ ), последовательной обмотки (схема с  $B_c$ ), обмотки якоря (схема с  $B_{я}$ ).

Буферные вентили сглаживают пульсации тока и магнитного потока, снижают нагрев двигателя, улучшают коэффициент мощности системы и т. п. Кроме того, в динамических режимах при разгоне двигателя буферная схема обуславливает уменьшение критического махового момента, а тем самым появляется возможность перерегулирования по скорости. Схемы с  $B_c$  приводят также к увеличению тока в сириесной обмотке по сравнению с током в якоре, что вызывает деформацию электро механических характеристик при насыщенной магнитной системе двигателя.

Схемы с буферными вентилями описываются дифференциальными уравнениями третьего порядка с шестью нелинейными членами. Путем аппроксимации нелинейностей и ряда допущений эти уравнения сведены к линейным и решены операторным методом. Но эти решения недостаточно точны и отражают лишь качественную картину процессов. Для изучения таких систем созданы два варианта аналого-логической модели, с помощью которой на электронной установке ЭМУ-10 выполнены исследования этих систем. Примеры решения приведены в виде графиков. Илл. 6. Библ. 1.

УДК 621.376.5

**Анализ работы ключа на параллельный LR- и CR- контур**

Бенин В. Л., Кизилов В. В.

«Электричество», 1968, № 2

При сглаживании выходного сигнала широтно-импульсного модулятора емкостью, включенной параллельно нагрузке, наблюдается погрешность линейности между длительностью импульса и средним значением сглаженного напряжения на нагрузке, что связано с неравенством зарядного и разрядного сопротивлений. Нелинейность устраняется обычно путем образования параллельного LR- и CR- контура. При условии, что контур настроен ( $R^2 = L/C$ ), реакция такого контура эквивалентна реакции активного сопротивления  $R$ . В статье проведен приближенный анализ установившегося режима при небольших расстройках контура. Это позволяет определить влияние изменения параметров контура на характеристики широтно-импульсного модулятора. Показано, что для устранения погрешности линейности достаточно равенства активных сопротивлений емкостной и индуктивной ветвей контура. Изменение соотношения этих сопротивлений может внести погрешность линейности низшего знака и величины. Включение большой емкости параллельно сопротивлению нагрузки в индуктивной ветви существенно уменьшает пульсации, что не сказывается на линейности характеристики модулятора. Аналитическое исследование хорошо согласуется с приведенными экспериментальными данными. Табл. 3. Илл. 5. Библ. 5.

УДК 621.311.1.016.3

**Расчетные нагрузки городских электрических сетей напряжением выше 1000 в**

Фокин Ю. А.

«Электричество», 1968, № 2

В настоящее время нагрузки электрических сетей определяются умножением расчетных нагрузок трансформаторов соответственно на коэффициенты 0,81 и 0,9, которые рекомендуется применять в зависимости от числа и мощности сетевых трансформаторов. Такой подход является слишком упрощенным и не отвечает физической природе и закономерностям изменения суммарных нагрузок линий.

В статье уточняются некоторые аспекты методики определения нагрузок городских сетей 6—10 кВ, а также сделана попытка упростить определение их для целей перспективного проектирования.

На основании статистической обработки многочисленных графиков активных мощностей различных видов потребителей получены вероятностно-статистические характеристики нагрузок. Табл. 5. Илл. 4. Библ. 6.

УДК 621.316.1.017

**Об оценке величины потерь энергии в электрических сетях**Волобрынский С. Д.  
«Электричество», 1968, № 2

Предложен способ приведения времени использования максимума активной мощности ( $T_{м.а}$ ) и времени использования максимума тока ( $T_{м.т}$ ), что обеспечивает правильное определение и полного (по току) времени потерь  $t_{м.т}$ , и уточнение величины потерь в сетях. Показано, что предлагаемый в ней простой способ определения полного времени потерь по имеющимся в распоряжении проектировщика данным обеспечивает необходимую точность и не требует введения каких-либо дополнительных величин и коэффициентов. Дается расчетная таблица числовых значений  $T_{м.т}$ , а также пример определения величины полного времени потерь  $t_{м.т}$ . Табл. 1. Библ. 6.

УДК 621.311.153

**Влияние однородности нагрузок на качество электрической энергии**Баркан Я. Д.  
«Электричество», 1968, № 2

В статье исследуются вопросы, связанные с предварительной обработкой информации, получаемой из энергосистемы. Для этой цели могут применяться статистические приборы отклонения напряжения. Поскольку графики напряжения в сети являются нестационарными случайными процессами, исследование их методами случайных величин возможно по сечениям, соответствующим определенным временам суток. Тем не менее, и в интегральной информации содержится большой объем полезной информации, которая может быть успешно использована. На основе интегральной информации, полученной в сети, может быть обеспечено регулирование напряжения в центре питания, соответствующее минимуму средневзвешенного стандартного отклонения. Это соответствует в целом по сети максимуму вероятности попадания отклонений напряжения в допускаемый диапазон.

Неоднородность нагрузок учитывается коэффициентом корреляции, который может быть определен экспериментально. Илл. 5. Библ. 2.

УДК 621.37

**Влияние провисания проводов на распространение волны вдоль линии электропередачи**Перельман Л. С.  
«Электричество», 1968, № 2

Линия электропередачи с провисающими над землей проводами рассматривается как неоднородная линия с учетом отражения волн в точках соединения пролета. Решение задачи получено для простейших линий провод — земля и два провода — земля. Телеграфные уравнения приведены к уравнению Хилла, при решении которого получены выражения для тока и напряжения в пролете линии.

С помощью этих выражений определены постоянные эквивалентного четырехполюсника, из которых получены выражения для постоянного распространения и волнового сопротивления линии с одинаковыми пролетами. Вне области резонансных частот постоянная распространения у близка к средней текущей величине  $\gamma$  вдоль пролета линии. На резонансных частотах пролета, когда длина пролета примерно кратна длине полуволны, значительно увеличивается коэффициент затухания и резко изменяется частотная зависимость модуля и угла волнового сопротивления линии.

Приведены примеры решения задачи и результаты эксперимента. Илл. 4. Библ. 11.

УДК 621.316.542

**Расчет восстанавливающихся напряжений на контактах выключателей в сложных разветвленных сетях**Долгиннов А. И., Дорф Г. А., Левина Л. С.,  
Ступель А. И.  
«Электричество», 1968, № 2

Рассматривается расчет на ЭЦВМ восстанавливающихся напряжений на контактах выключателей в сложных сетях бегущих волн. Дается способ выделения ограниченной области сети, которую следует учитывать при расчете восстанавливающихся напряжений. Илл. 7. Библ. 7.

УДК [537.212+539.12.04].001.24

**Расчет нелинейного электрического поля в ионизированном облучением газе между коаксиальными цилиндрическими электродами**Розенкранц А. С.  
«Электричество», 1968, № 2

Описывается алгоритм решения нелинейного дифференциального уравнения; главными частями алгоритма являются блок численного интегрирования и блок нахождения рабочего значения относительного

тока, при котором выполняются граничные условия. Приводятся в виде кривых, построенных в относительных единицах, результаты таких вычислений, выполненных на машине «Урал-2» для случая воздуха при отношении радиусов электродов, равном 10, и для обеих полярностей. Кривые дают отношение напряженности поля в каждой точке ионизированного облучением промежутка к напряженности в той же точке поля при отсутствии облучения (при том же напряжении между электродами). Приведена также расчетная вольт-амперная характеристика (в относительных единицах) для каждой полярности. Илл. 5. Библ. 2.

УДК 621.3.011.32.4.(086.5)

**Моделирование взаимной индукции и емкостной проводимости линий при расчетах на моделях постоянного тока**Давидович В. В., Хейфиц Б. А.,  
Скляровский Ю. И.  
«Электричество», 1968, № 2

В статье дается описание способа моделирования взаимной индукции параллельных линий и емкостной проводимости на расчетных столах постоянного тока с помощью магнитных усилителей.

Для моделирования взаимной индукции выход магнитного усилителя включается в рассечку данной линии, а его обмотка управления обтекается током линии магнитосвязанной с данной.

Емкостная проводимость линии моделируется с помощью отрицательного сопротивления, выполненного также на магнитном усилителе. Илл. 4. Библ. 2.

УДК 621.3.064 : 681.192

**Расчет на ЭЦВМ электромеханических переходных процессов**Страхов С. В., Эпштейн Г. Л.  
«Электричество», 1968, № 2

Дается описание алгоритма и программы расчета электромеханических переходных процессов в простейшей электрической системе с учетом сильного регулирования возбуждения по производным тока статора. Программа расчета отличается быстротой решения и небольшим объемом, а также легко допускает изменения закона регулирования и нелинейных зависимостей. Приведены результаты расчетов переходных процессов при трехфазных внезапных коротких замыканиях. Илл. 3. Библ. 5.

УДК 621.318.3.001.24

**Выбор параметров полюсного экрана электромагнитов переменного тока**Бугаев Г. А.  
«Электричество», 1968, № 2

Предлагавшиеся до последнего времени методы расчета параметров полюсного экрана электромагнитов переменного тока не учитывали насыщения стали неэкранированной части полюса, что приводило к большим погрешностям при расчетах. В статье с помощью АВМ предлагается проводить расчет параметров экрана с целью наиболее полного количественного учета насыщения. Илл. 4. Библ. 11.

УДК 621.313.2 : 018.782.3

**Улучшение коммутации и повышение перегрузочной способности машин постоянного тока в переходных режимах**Магидсон В. В., Поляков Н. Г.  
«Электричество», 1968, № 2

Освещается новая система регулирования тока возбуждения дополнительных полюсов машин постоянного тока.

Система выполнена с применением датчиков Холла и тиристорного преобразователя. Приведены результаты испытаний на генераторе 135 кВт, 300 в, 450 а.

Искрение на коллекторе снижается с величины в 2,5÷3 до 1¼ балла, перегрузочная способность по току якоря в переходном режиме увеличивается на 30—40%. Илл. 2. Библ. 5.

УДК 621.3.016.35 : 537.523

**Статическая устойчивость параллельных электрических дуг**Курков С. А.  
«Электричество», 1968, № 2

Исследована устойчивость параллельных электрических дуг для приведенной в статье схемы с учетом емкости между цепями. Определение условий устойчивости необходимо при проектировании и эксплуатации электрических аппаратов, предназначенных для коммутации больших токов. Илл. 2. Библ. 3.