

УДК 621.3.082.78

## Преобразователи сигналов для магнитной записи и воспроизведения измерительной информации в аналоговой форме

Инж. Р. Я. СЫРОПЯТОВА и проф. Р. Р. ХАРЧЕНКО

Московский энергетический институт

В настоящее время в измерительной технике все чаще применяется магнитная регистрация сигналов датчиков от самых различных объектов. Она широко используется, например, в сейсмометрии, геофизике, медицине, при исследовании вибраций, испытании самолетов, в устройствах автоматических корреляторов и машин централизованного контроля технологических процессов. Объясняется это тем, что записанные на магнитную ленту сигналы легко воспроизводятся, т. е. вновь преобразуются в электрические сигналы с целью ввода последних в устройства для вторичной обработки полученных данных. Многие другие виды записи, например светолучевая, этим свойством не обладают. Использование магнитной записи позволяет значительно расширить частотный диапазон регистрируемых процессов и увеличить точность их передачи.

Целью данной работы является краткое рассмотрение принципов построения преобразователей для магнитной записи на ленту и последующего воспроизведения измерительной информации в аналоговой форме. Настоящий обзор не претендует на полноту, так как в технике преобразования сигналов для магнитной записи измерительной информации многое еще находится в стадии становления и исследования.

**Особенности записи измерительной информации.** Аппаратура для многоканальной магнитной записи различных физических величин, линейно преобразованных в ток  $i(t)$ , обычно включает в себя следующие основные блоки:

- 1) входные и выходные преобразователи;
- 2) магнитограф, состоящий из головок записи и воспроизведения, ферромагнитного носителя и механизма, обеспечивающего его движение;
- 3) дополнительные блоки вспомогательного назначения, например, блоки питания, хронизирующие и корректирующие устройства.

Аналоговая регистрация информации может производиться двумя способами — непосредственной записью сигнала  $i(t)$  на носитель и записью вспомогательного переменного тока или импульсов, модулированных сигналом  $i(t)$ .

При считывании сигнала, зафиксированного на магнитном носителе (ленте), в головке воспроизведения возникает э. д. с., величина которой пропорциональна скорости изменения остаточной индукции по длине носителя. В предположении, что остаточная индукция и ток записи связаны линейной зависимостью, эта э. д. с. для синусоидального сигнала выражается следующим образом:

$$e = k \frac{v_n}{v_3} f_3 \cos 2\pi \left( \frac{v_n}{v_3} f_3 \right) t,$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности, в который входит максимальное значение остаточной индукции;

$v_3$  — скорость движения носителя при записи сигнала;

$v_n$  — скорость движения носителя при воспроизведении сигнала;

$f_3$  — частота записанного сигнала.

Таким образом, амплитуда и частота воспроизведенного сигнала зависят от частоты записанного сигнала и от скоростей движения носителя при записи и воспроизведении. Кроме того, амплитуды считываемого сигнала искажаются шумами и помехами. Общее изменение амплитуды за счет шумов может достигать до 15—20% [Л. 1 и 2]. Из-за столь больших амплитудных, а также фазовых искажений воспроизведенных сигналов как метод непосредственной записи, так и метод амплитудной модуляции оказались практически непригодными для магнитной записи измерительной информации.

В связи с этим аналоговая запись измерительной информации производится только в модулиро-

ванном виде, причем в качестве несущего агента, как правило, используется последовательность импульсов. Наиболее широкое распространение получили частотно-импульсная и время-импульсная системы модуляции. Соответственно в аппаратуре для магнитной записи измерительной информации входное устройство каждого канала представляет собой модулятор, а выходное — демодулятор.

Основными характеристиками устройств с магнитной записью измерительной информации являются объем накапливаемой информации и точность ее передачи. Первая характеристика определяется плотностью записи, вторая — динамическим диапазоном и так называемыми двозонными частотными характеристиками тракта. Динамический диапазон принято определять как отношение максимального сигнала, который может быть записан при заданном уровне нелинейных искажений, к величине шумов и помех на выходе системы, приведенной ко входу при отсутствии сигнала [Л. 1—3]. Математическое выражение динамического диапазона имеет следующий вид:

$$D = 20 \lg \frac{U_{\max}}{U_{\Pi}} [\text{дб}],$$

где  $U_{\max}$  — максимальное напряжение записываемого сигнала;

$U_{\Pi}$  — напряжение шумов и помех, приведенное ко входу устройства.

Частотные характеристики определяют рабочую полосу частот, в пределах которой входной сигнал воспроизводится на выходе тракта с допустимой величиной динамических погрешностей. Следует отметить, что как уровень шумов, так и частотный диапазон в большой степени определяются технологическими качествами магнитографа.

Погрешности передачи сигнала через тракт магнитной записи и воспроизведения целесообразно разделить на погрешности передачи постоянного (или квазистационарного) сигнала и погрешности передачи переменного сигнала, т. е. на погрешности статические и динамические. Анализ погрешностей первого вида приводится в [Л. 4], что же касается погрешностей второго вида, то по ним обобщенных исследований пока неизвестно.

Объем записываемой информации или информационная емкость определяется в первую очередь плотностью записи. При импульсных методах записи плотность представляет собой количество импульсов, которое может быть записано на 1 мм длины носителя. Предельная плотность импульсной записи на ленту составляет величину порядка 40—50 импульсов.

Каждый метод записи характеризуется собственными значениями динамического диапазона и рабочей полосы частот сигнала. Если задана скорость движения носителя и плотность записи, можно определить информационную емкость, т. е. предельное количество периодов синусоидального сигнала, которое может быть записано на 1 мм длины носителя. Системы с частотно-импульсной модуляцией позволяют производить регистрацию входных сигналов в диапазоне частот от 0 до 10 кГц (порядок величины). При этом несущая частота импульсов

должна превышать максимальную частоту сигнала не менее чем в 5 раз. При выборе величины отношения этих частот следует иметь в виду, что как максимальное, так и минимальное значения частоты на выходе модулятора должны находиться в пределах диапазона, определяемого частотной характеристикой магнитографа.

Полная девиация частоты определяется, кроме того, и качеством лентопротяжного механизма. Если последний обладает, например, детонацией в 1%, то при малой девиации частоты (например 10%) получается большая погрешность при воспроизведении информации ( $\frac{100}{10} = 100\%$ ). При 40% девиации несущей частоты ошибка от такого же изменения средней скорости движения носителя составит лишь 2,5%. Детонация лентопротяжного механизма при частотно-импульсной модуляции определяет по существу уровень шума, так как изменение скорости носителя при записи немодулированной несущей частоты, что соответствует отсутствию сигнала на входе, производит паразитную модуляцию, и на выходе системы (после демодуляции) получается сигнал ошибки. Таким образом, динамический диапазон определяется в большей степени детонацией. Введение компенсации паразитной модуляции уменьшает уровень помех, и динамический диапазон в таком устройстве может быть доведен до 40 дБ, а в некоторых случаях и выше.

Применение частотно-импульсной модуляции резко увеличивает точность тракта по сравнению с системой непосредственной записи. Однако при этом значительно снижается информационная емкость устройства: так, максимальная емкость записи составляет в системе частотно-импульсной модуляции величину порядка 10 периодов входного синусоидального сигнала на 1 мм длины носителя, а при непосредственной записи она в 5—8 раз больше.

При использовании широтно-импульсной или время-импульсной модуляции рабочая полоса частот входного сигнала становится меньше на порядок; она приблизительно оценивается диапазоном 0—1 000 Гц. Необходимые соотношения несущей частоты и максимальной частоты сигнала те же, что и в системах частотно-импульсной модуляции. Предельная емкость записи составляет величину порядка 1—2 периодов входного синусоидального сигнала на 1 мм длины носителя. Полная девиация длительности импульсов составляет от 20 до 40% [Л. 5]. При определенных способах демодуляции эта система позволяет еще в большей степени уменьшить влияние детонации лентопротяжного механизма, т. е. повысить динамический диапазон, который может достигать 46 дБ.

Из всего сказанного следует, что для тракта магнитной записи и воспроизведения измерительной информации в аналоговой форме специфическими устройствами являются входные (модуляционные) и выходные (демодуляционные) преобразователи.

**Входные преобразователи.** В системе частотно-импульсной модуляции входные преобразователи представляют собой разомкнутые или замкнутые генераторы импульсов с частотой повторения ( $f$ ), определяемой величиной напряжений сигнала. Со-

ответственно во входных преобразователях систем широтно-импульсной или время-импульсной модуляции напряжение сигнала определяет длительность ( $T$ ) импульсов с одним фиксированным фронтом или интервал времени ( $T$ ) между двумя короткими импульсами, один из которых является тактовым.

Основными характеристиками модуляционных преобразователей являются:

1) статическая (или модуляционная) характеристика, т. е. зависимость выходной величины преобразователя ( $f$  или  $T$ ) от входного напряжения  $u_{вх}$  в стационарном режиме;

2) динамическая характеристика, т. е. зависимость крутизны преобразования  $S$  от частоты  $F$  входного сигнала при его фиксированной амплитуде.

Статическая характеристика преобразователя может быть выражена уравнением

$$y = y_0 + S u_{вх}, \quad (1)$$

где  $y$  — выходная величина, т. е. частота  $f$  в системе частотно-импульсной или промежуток времени  $T$  в системах широтно-импульсной или время-импульсной модуляции;

$y_0$  — начальное значение выходной величины, соответствующее значению  $u_{вх} = 0$ .

Эта характеристика (рис. 1,а) определяет возможный диапазон изменения величины входного сигнала ( $0 \div u_{вх.н}$ ), девиацию выходной величины преобразователя  $d$ , крутизну  $S = \frac{y_n - y_0}{u_{вх.н}}$  и степень нелинейности преобразования  $\frac{\Delta y}{y}$ .

В [Л. 6] дается вывод статической погрешности преобразователя, имеющего функцию преобразования вида (1). Причинами появления погрешности являются: дрейф модуляционной характеристики, изменение ее крутизны во времени и под влиянием внешних факторов, нелинейность модуляционной характеристики, действие помех.

Динамическая характеристика  $S = f(F)$  преобразователя определяет допустимый частотный диапазон ( $0 \div F_n$ ) изменения сигнала.

К модуляционным преобразователям, применяемым в тракте магнитной записи измерительной информации, предъявляются общие требования достаточной линейности и стабильности статической характеристики, большой девиации входной величины [до  $\pm(20-40)\%$ ], соответствия желаемой и действительной динамических характеристик.

Рассмотрим наиболее распространенные схемы, применяемые для построения частотно-импульсных модуляционных преобразователей. К таким схемам в первую очередь следует отнести управляемые мультивибраторы [Л. 7]. В этих схемах (например, рис. 2,а) зависимость частоты импульсов от входного сигнала нелинейна. Однако при надлежащем выборе параметров в определенной области изменения сигнала нелинейность статической модуляционной характеристики может остаться в пределах  $\pm 1\%$  при девиации частоты до  $\pm 30\%$ . В схемах необходима стабилизация напряжения питания. Дрейф начального значения выходной частоты

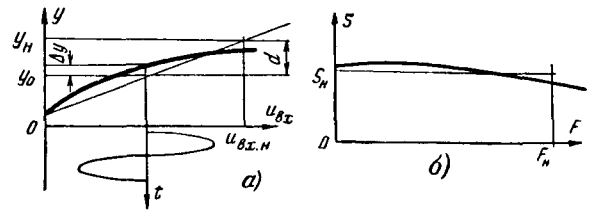


Рис. 1. Статическая (а) и динамическая (б) характеристики модуляционного преобразователя.

ты и нестабильность крутизны модуляционной характеристики при стабилизированном питании составляют величину порядка 1—2%. Диод  $D$  в схеме на рис. 2,а служит для компенсации температурных погрешностей преобразователя.

В последнее время в качестве генератора, управляемого напряжением входного сигнала, часто используются мультивибраторы по схеме Роера [Л. 8]. На рис. 2,б приведена схема с положительной обратной связью между коллекторной и базовой цепями. Выходное напряжение имеет форму прямоугольных импульсов, частота которых почти линейно связана с напряжением входного сигнала. Однако влияние магнитной проницаемости сердечника и тока нагрузки на частоту импульсов приводит к появлению нелинейности модуляционной характеристики. Степень нелинейности может достигать 1—2% при девиации частоты  $\pm(20-40\%)$ , хотя в [Л. 9] утверждается, что при использовании материалов сердечника с достаточно большими значениями магнитной проницаемости (например, пермаллой типа 79НМ) нелинейность может быть доведена до десятых долей процента.

Преобразователь такого типа отличается большой чувствительностью: для получения полной девиации частоты требуется изменение входного напряжения всего лишь на несколько десятых долей вольта. Заметим, что на работу мультивибраторов оказывает влияние изменение температуры окружающей среды. Поэтому в схемах либо необходима температурная компенсация (рис. 2,а), либо желательно применение кремниевых транзисторов (рис. 2,б).

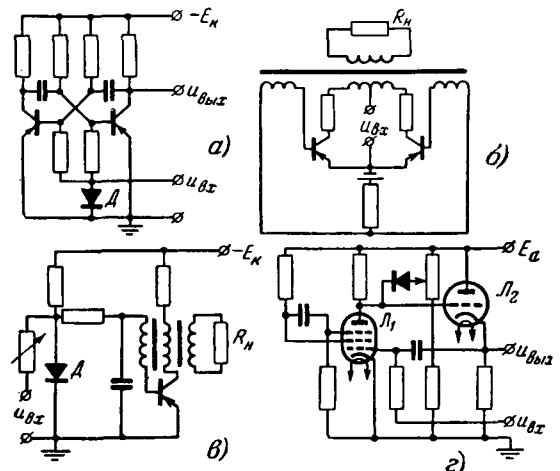


Рис. 2. Схемы входных преобразователей частотно-импульсной системы.

а — управляемый мультивибратор; б — мультивибратор Роера; в — блок-генератор с управляемым фантастроном.

В качестве модуляционного преобразователя может быть использован управляемый блокинг-генератор, схема которого приведена на рис. 2,в [Л. 7]. Для получения девиации частоты до  $\pm 40\%$  требуется входной сигнал порядка нескольких вольт. Частота генерируемых колебаний может быть установлена в пределах от сотен герц до сотен килогерц. Нелинейность модуляционной характеристики составляет 1—2% при девиации частоты  $\pm 30\%$ . На частоту генерируемых импульсов в большой степени влияют изменения напряжения питания и температуры окружающей среды, поэтому необходимы стабилизация питающего напряжения и термокомпенсация. Введение в схему германиевого диода  $D$ , как показано на рис. 2,в, и использование кремниевых транзисторов могут снизить температурную нестабильность крутизны характеристики до 1—2% на  $10^\circ\text{C}$ .

Модулятором в системе частотно-импульсной модуляции может служить также фантастронный генератор, частота которого изменяется напряжением сигнала, подаваемым на первую сетку лампы  $L_1$  в схеме на рис. 2,г [Л. 3, 10 и 11]. В этой схеме линейность модуляционной характеристики зависит от длительности обратного хода пилообразного напряжения на аноде лампы  $L_1$ . Для уменьшения последней используется, как правило, катодный повторитель (лампа  $L_2$ ). В этом случае нелинейность модуляционной характеристики при девиации частоты до  $\pm (20—30)\%$  составляет несколько десятых долей процента, входное напряжение — несколько десятков вольт, а частота выходного напряжения может быть установлена в пределах от единиц до сотен килогерц. Дрейф и нестабильность крутизны модуляционной характеристики оцениваются величиной порядка 0,5% при стабилизированном напряжении питания.

Рассмотренные схемы управляемых генераторов характеризуются отсутствием внешней отрицательной обратной связи, т. е. имеют разомкнутую структурную схему. Можно считать, что все они обладают статической погрешностью не менее 1—2%.

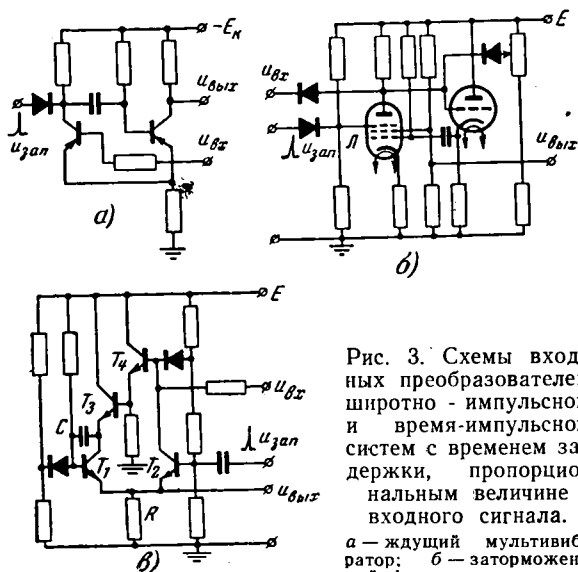


Рис. 3. Схемы входных преобразователей широтно-импульсной и время-импульсной систем с временем задержки, пропорциональным величине входного сигнала. а — ждущий мультивибратор; б — заторможенный фантастрон на лампах; в — заторможенный фантастрон на транзисторах.

Для получения более точных преобразователей перспективным является построение управляемых генераторов с замкнутой структурной схемой.

Перейдем к рассмотрению входных преобразователей широтно-импульсного и время-импульсного типов. Они могут быть построены по трем вариантам:

- 1) с применением спусковой схемы, время задержки которой пропорционально величине входного сигнала;
- 2) с применением перемасштабируемых устройств, реализующих принцип равенства площадей импульса э. д. с.;
- 3) с использованием принципа динамической компенсации.

Примеры первого варианта схем приведены на рис. 3. Наиболее типичной является изображенная на рис. 3,а схема ждущего мультивибратора с катодной или анодной связью [Л. 12]. Как известно, ждущий мультивибратор имеет одно устойчивое состояние. При подаче запускающего тактового импульса  $U_{\text{зап}}$  схема переходит в неустойчивое состояние, длительность которого определяется величиной входного напряжения. При определенном соотношении между параметрами схемы зависимость длительности получаемого выходного импульса от величины входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  практически линейна. Крутизна статической модуляционной характеристики в ламповой схеме ждущего мультивибратора составляет величину порядка 0,1—0,2 мсек/в, а в схеме на транзисторах (рис. 3,а) 1—2 мсек/в.

Девиация длительности выходных импульсов в преобразователе на транзисторах может достигать  $\pm (30—35)\%$ . Нестабильность длительности импульса, т. е. статическая погрешность преобразователя, вызывается изменением питающего напряжения, параметров схемы, температуры окружающей среды, а также помехами разного рода. Нелинейность модуляционной характеристики преобразователя оценивается величиной порядка 2%.

Хорошую линейность модуляционной характеристики обеспечивают заторможенные фантастроны. Одна из таких схем показана на рис. 3,б. Управляющее напряжение  $U_{\text{вх}}$  вводится в анодную цепь лампы  $L$  через развязывающий диод. При воздействии на третью сетку лампы запускающего импульса положительной полярности в цепи экранной сетки формируется импульс почти прямоугольной формы, длительность которого определяется величиной входного сигнала. Линейность модуляционной характеристики этого преобразователя достигает нескольких десятых долей процента при девиации частоты до  $\pm (30—40)\%$ . Крутизна преобразователя невелика: номинальное значение входного напряжения должно быть порядка 100—300 в.

На рис. 3,в приведена схема заторможенного фантастрона на полупроводниковых элементах [Л. 13]. После воздействия на базу транзистора  $T_2$  запускающего импульса положительной полярности происходит разряд конденсатора  $C$  через транзистор  $T_1$ . При этом формируется пилообразный импульс напряжения на коллекторе и прямоугольный — на эмиттере транзистора  $T_1$ ; длительность

этих импульсов пропорциональна величине входного напряжения. Отрицательная обратная связь между коллектором и базой триода  $T_1$  обеспечивает постоянство тока разряда конденсатора  $C$ , что определяет линейную зависимость длительности выходного (прямоугольного) импульса от величины входного сигнала.

Для уменьшения времени восстановления схемы в коллекторную цепь  $T_1$  включается эмиттерный повторитель на транзисторах  $T_3$  и  $T_4$ . Максимальная нелинейность статической характеристики описываемого преобразователя составляет 0,3% при девиации длительности выходного импульса до  $\pm 40\%$ . Крутизна этой характеристики составляет несколько десятых миллисекунд на 1 в. Дрейф начальной длительности импульса достигает десятой доли процента при стабилизации питающего напряжения до 1—2%.

На рис. 4 показана блок-схема модуляционного преобразователя системы широтно-импульсной модуляции [Л. 8 и 14], выполненного по второму варианту. На сердечнике из магнитного материала с прямоугольной петлей гистерезиса намотано три обмотки. Начальное состояние сердечника соответствует его магнитному насыщению в одном из направлений. Входное напряжение через ключ подается на обмотку  $\omega_1$  в течение фиксированного промежутка времени  $T_0$ , задаваемого генератором прямоугольных импульсов ГПИ. При этом происходит изменение магнитного потока в сердечнике:

$$\Delta\Phi \approx \int_0^{T_0} u_{вх}(t) dt = U_{вх.ср} T_0. \quad (2)$$

Вслед за этим посредством пускового устройства ПУ цепь входного сигнала отключается, а на обмотку  $\omega_2$  через ключ  $K_2$  подается фиксированное напряжение  $U_0$ , в результате чего восстанавливается первоначальное магнитное состояние сердечника. Очевидно, что время восстановления (время обратного перемагничивания)  $T$  определится из уравнения:

$$\Delta\Phi \approx U_0 T. \quad (3)$$

Из уравнения (2) и (3) следует:

$$T = \frac{T_0}{U_0} U_{вх.ср}.$$

Таким образом, интервал  $T$  оказывается связанным линейной зависимостью со средним значением входного напряжения. Поскольку поток изменяется линейно, наводимая в обмотке  $\omega_3$  э. д. с. имеет форму прямоугольного импульса. Его длительность  $T$  пропорциональна среднему за время  $T_0$  значению входного напряжения.

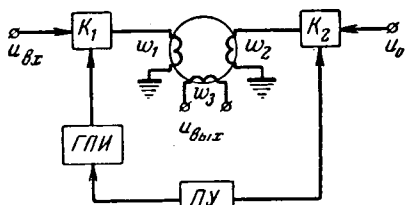


Рис. 4. Блок-схема входного преобразователя широтно-импульсной системы, имеющего перемагничивающее устройство.

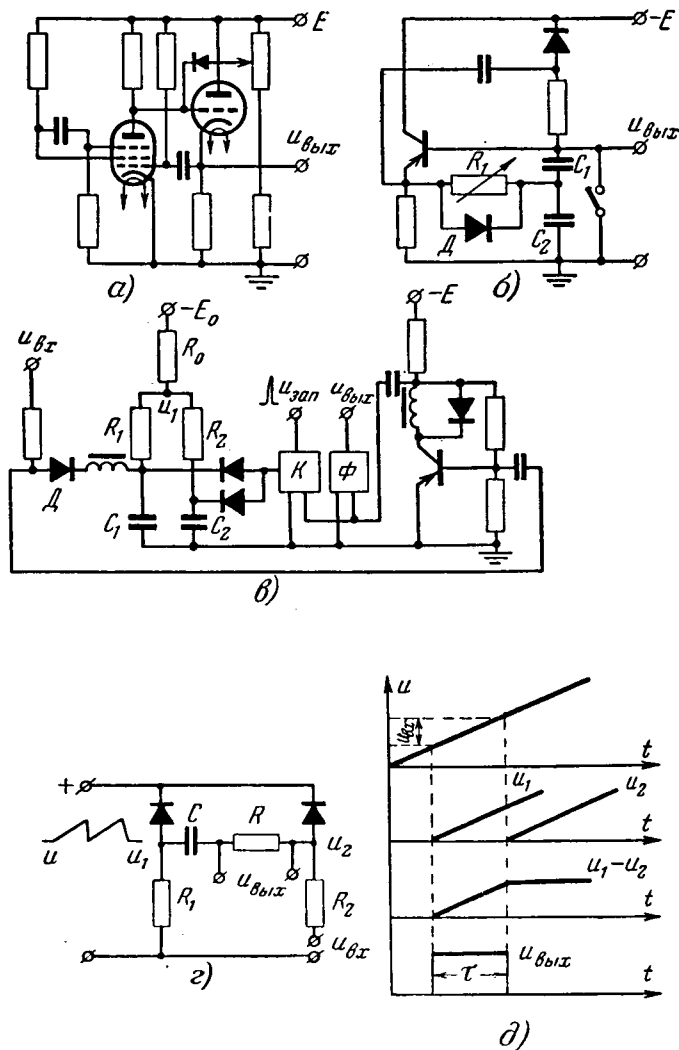


Рис. 5. Схемы входных преобразователей, использующих принцип динамической компенсации.

$a$  — генератор пилообразного напряжения на лампах;  $б$  — генератор пилообразного напряжения на полупроводниках;  $в$  — преобразователь широтно-импульсной системы;  $г$  — сравнивающее устройство;  $д$  — временные диаграммы для схемы на рис. 5,  $г$ .

Схемы с использованием указанного принципа описаны в [Л. 8 и 14]. Там же приводятся следующие данные преобразователей: диапазон изменения длительности выходных импульсов 6—96% от  $T_0$ , при тактовых частотах от 1 до 10 кГц нелинейность модуляционной характеристики не превышает 0,5%, изменение температуры от 30 до 60°С приводит к отклонению характеристики не более чем на 0,25%. Таким образом, схема отличается хорошей линейностью и стабильностью модуляционной характеристики.

Широтно- и время-импульсные модуляционные преобразователи, выполняемые по третьему варианту, состоят из генератора пилообразного напряжения и сравнивающего устройства (нуль-органа). Примеры схем этих элементов показаны на рис. 5.

В качестве генераторов пилообразного напряжения часто используются фантастронные генераторы (рис. 5,  $a$ ), позволяющие получить линейность рабочего участка пилообразного напряжения порядка десятых и даже сотых долей процента [Л. 15]. На

рис. 5,б приведена схема генератора на транзисторах, обеспечивающая, как указано в [Л. 16], столь же высокую степень линейности. Схема состоит из цепи заряда емкостей  $C_1$ ,  $C_2$  и токостабилизирующего контура с эмиттерным повторителем. В этой схеме по мере заряда емкостей  $C_1$  и  $C_2$  происходит некоторое уменьшение тока заряда за счет увеличения тока базы транзистора, что обуславливает известную нелинейность пилообразного напряжения  $u_{\text{вых}}$ . Для ее уменьшения включается сопротивление  $R_1$ . Диод  $D$  служит для температурной компенсации. В [Л. 16] приведены количественные соотношения для выбора оптимальных параметров этой схемы.

На рис. 5,в показана схема модуляционного преобразователя широтно-импульсной системы [Л. 17]. В качестве генератора пилообразного напряжения здесь используется контур заряда емкости  $C_1$  через сопротивление  $R_1$ . Напряжение  $u_1$  изменяется во времени по экспоненциальному закону. Тактовые запускающие импульсы  $u_{\text{зап}}$  задают частоту генерируемого напряжения. При выполнении определенных соотношений между  $R_0$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  на конденсаторе  $C_1$  формируется напряжение пилообразной формы. Сравнивающим устройством (нуль-органом) в данном преобразователе служит блокинг-генератор, управляющая обмотка которого включена в схему сравнения через диод  $D$ .

В момент равенства входного напряжения и мгновенного значения пилообразного напряжения на емкости  $C_1$  диод  $D$  открывается и блокинг-генератор замыкает ключ  $K$ ; при этом конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  разряжаются, чем завершается цикл. Выходное напряжение в виде прямоугольных импульсов снимается с формирователя  $\Phi$ ; длительность импульсов пропорциональна величине входного сигнала. Схема сравнения имеет величину порога срабатывания порядка десятых долей вольта, откуда следует, что такой преобразователь работает при сравнительно больших номинальных значениях входного сигнала (порядка десяти вольт). Испытания макета показали, что нелинейность модуляционной характеристики этого преобразователя не превышала нескольких десятых долей процента при девиации длительности выходного импульса до  $\pm 45\%$ .

На рис. 5,г приведена оригинальная схема сравнивающего устройства [Л. 18]. Схема состоит из двух ключей (кремниевые стабилитроны), вычитающего устройства (мостовая схема) и дифференцирующей цепочки  $RC$ . Питание схемы осуществляется напряжением пилообразной формы. Момент срабатывания (отпирания) одного из ключей определяется величиной входного напряжения  $u_{\text{вх}}$ . Так как ключи питаются от одного источника, то при  $u_{\text{вх}} = 0$  напряжение на выходе мостовой схемы тоже равно нулю. Из временных диаграмм (рис. 5,д) можно видеть, что длительность  $\tau$  импульса выходного напряжения определяется величиной входного сигнала  $u_{\text{вх}}$ . Точность преобразователя зависит в данной схеме от постоянства сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$  и от качества характеристик кремниевых стабилитронов. Температурная погрешность может быть незначительной, если использовать стабилитроны с близкими температурными коэффициентами.

**Выходные преобразователи.** Роль выходных преобразователей состоит в получении тока или напряжения, подобных в своей временной зависимости входному модулирующему сигналу. Основными характеристиками выходных преобразователей являются статическая амплитудная характеристика, т. е. зависимость напряжения (тока) от частоты или длительности импульсов, и динамическая характеристика, т. е. зависимость крутизны преобразователя от частоты изменения входного (модулирующего) сигнала. Эти две характеристики снимаются при испытании исследуемых выходных преобразователей совместно с образцовыми входными.

Выходные преобразователи частотно-импульсной и время-импульсной систем, как правило, состоят из предварительного усилителя считываемой э. д. с., формирователя, собственно демодулятора и фильтра [Л. 3].

Усилители рассчитываются в зависимости от качества сигнала и параметров головки воспроизведения. В соответствии со способом записи возможны два режима работы усилителя: импульсный — при считывании импульсов с большой скважностью и режим усиления непрерывного сигнала — при считывании импульсов с малой скважностью. В первом случае усилитель может иметь относительно узкую полосу пропускания частот, а к его фазовой характеристике не предъявляется особых требований. Во втором случае усилитель должен быть широкополосным, а его фазо-частотная характеристика — линейной в рабочей полосе частот. Коэффициент усиления выбирается из условия выделения полезного сигнала из шума при последующем формировании.

Формирователь, необходимый для правильной работы демодулятора, ограничивает усиленные сигналы и формирует из них импульсы определенной длительности. Основное требование к формирователю — это стабильный уровень срабатывания. Возможны различные схемные реализации формирователей, однако длительность их выходных импульсов может определяться либо длительностью (на уровне ограничения) считанных и усиленных сигналов, либо выбранными параметрами схемы. Во втором случае — это кратковременные импульсы.

На рис. 6,а приведена схема усилителя-ограничителя, в котором непосредственно формируются импульсы первого вида [Л. 19]. На рис. 6,б показан формирователь, выдающий кратковременные импульсы. Он состоит из усилителя-ограничителя, собранного на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ , и одновибратора на транзисторах  $T_3$  и  $T_4$ , длительность выходных

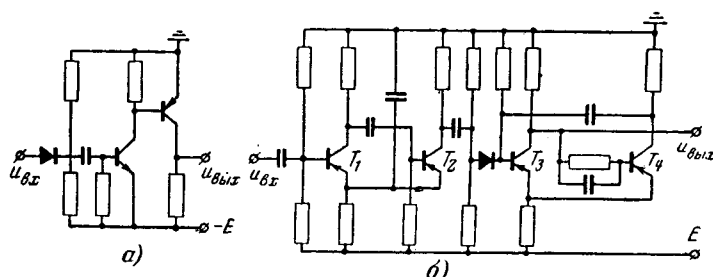


Рис. 6. Формирователи выходных преобразователей.

а — для импульсов с большой скважностью; б — для импульсов с малой скважностью.

импульсов которого определяется его параметрами.

Собственно демодуляторы, управляемые импульсами формирователя, представляют собой устройства — дозаторы, образующие импульсы строго определенной формы (экспоненциальные, прямоугольные или треугольные) с постоянной площадью импульса и переменной частотой следования или наоборот. Среднее значение тока (напряжения) в этой последовательности импульсов, прошедших через фильтр нижних частот, представляет собой выходной сигнал демодулятора.

В качестве дозаторов импульсов тока в системе частотно-импульсной модуляции часто применяют конденсаторные преобразователи.

Приведенная на рис. 7,а схема такого преобразователя [Л. 20] работает следующим образом. Входные импульсы опрокидывают триггер, собранный на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ , причем  $T_1$  запирается, а  $T_2$  открывается. Триггер управляет ключом  $T_3$ . При разомкнутом ключе происходит заряд емкости  $C_1$  от источника питания  $E$  через сопротивление  $R_1$ , диод  $D_1$  и нагрузку  $R_H$ . Параллельно конденсатору  $C_1$  включен кремниевый стабилитрон  $D_3$ . Когда напряжение на емкости достигнет величины напряжения пробоя стабилитрона  $U_{ст}$ , его обратный ток резко увеличится и перебросит триггер в исходное состояние. При этом ключ  $T_3$  замыкается и происходит разряд конденсатора через диод  $D_2$ .

Среднее значение тока нагрузки определяется количеством электричества в импульсе и частотой входных импульсов:

$$I_{cp} = Qf = C_1 U_{ст} f.$$

Поскольку емкость  $C_1$  заряжается до напряжения пробоя стабилитрона, для питания схемы возможно использовать нестабилизированное напряжение. Тем самым исключаются погрешности, связанные с влиянием фильтра на выходе преобразователя.

Для работы рассматриваемого преобразователя требуются кратковременные импульсы на входе, а его схема рассчитывается таким образом, чтобы к приходу каждого следующего импульса триггер возвратился в исходное состояние. Экспериментальная проверка макетов преобразователей показала возможность получения статической погрешности 0,5%.

В целях увеличения крутизны динамической характеристики демодуляторов часто применяются импульсы не экспоненциальной, а прямоугольной формы. В качестве дозаторов импульсов в этом случае используются схемы одновибраторов со стабилизированным питанием [Л. 21]. Для увеличения статической точности таких преобразователей иногда применяется синхронизация их работы. Схема подобного демодулятора приведена на рис. 7,б. Одновибратор собран на лампах  $L_1$  и  $L_2$  и запускается кратковременными импульсами. При

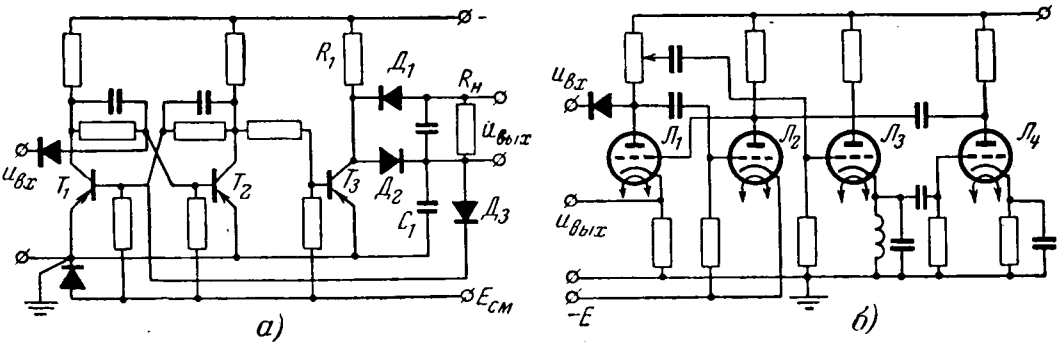


Рис. 7. Схемы выходных преобразователей системы частотно-импульсной модуляции.  
а — на экспоненциальных импульсах; б — на прямоугольных импульсах.

каждом импульсе открывается лампа  $L_3$ , и в ее катодной цепи генерируются колебания определенной частоты, во много раз превосходящей максимальную частоту считываемого сигнала. Для синхронизации работы одновибратора усиленные колебания с анода лампы  $L_4$  подаются на сетку лампы  $L_1$ . При этом нестабильность длительности выходного импульса одновибратора определяется только нестабильностью частоты синхронизации. Подобные преобразователи имеют точность порядка 0,5%.

Прямоугольные импульсы в демодуляторах частотно-импульсной системы можно формировать также при помощи пассивных схем, например, посредством искусственной длинной линии. Стабильность длительности импульса в этом случае определяется стабильностью элементов схемы.

В системах широтно-импульсной модуляции дозатором чаще всего служит триггерный преобразователь, управляемый короткими импульсами формирователя, соответствующими переднему и заднему фронту воспроизведенного сигнала. Вырабатываемые преобразователем прямоугольные импульсы имеют стабильную амплитуду и переменную длительность, пропорциональную величине входного сигнала в данный интервал времени. Эти импульсы поступают на выход (нагрузку) через фильтр нижних частот с элементами согласования.

К фильтрам предъявляются высокие требования, так как они непосредственно входят в измерительную цепь. Требуется большая крутизна среза амплитудно-частотной характеристики, чтобы практически исключить на выходе все составляющие, кроме сигнала. Это заставляет применять сложные многосвязные фильтры [Л. 22].

#### Литература

1. Техника магнитной записи, перевод с немецкого, под ред. М. А. Розенблата, Изд-во иностранной литературы, 1962.
2. Davies G., Magnetic Tape Instrumentation, McGraw-Hill Book Company, 1961.
3. «Instruments and Control Systems», 1959, № 3.
4. Гитлиц М. В., О динамическом диапазоне канала магнитной записи, «Радиотехника», 1962, № 4.
5. Skelton J. D., Geophysical-type magnetic tape recorders, «Oil and Gas», 1955, № 48.
6. Харченко Р. П., К вопросу об определении точности линейных измерительных преобразователей, «Приборостроение», 1960, № 6.
7. Герасимов С. М., Мигулин И. Н. и Яковлев В. Н., Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов, «Радиотехника» СССР, 1964.

# Выбор параметров корректирующих контуров для систем регулирования на переменном токе

Кандидат техн. наук Я. А. РИПС и инж. В. В. ЛЕБЕДЕВ

Москва

Системы автоматического регулирования на переменном токе, в которых передача полезного сигнала осуществляется на уровне несущей частоты, находят широкое применение в технике. Особенно целесообразным использование их является в том случае, когда в структуру системы входят индукционные датчики типа сельсинов или вращающихся трансформаторов, а в качестве исполнительного элемента применяется двухфазный асинхронный двигатель.

В этих случаях возникает возможность создания систем регулирования на едином тракте — без демодуляции и модуляции, что значительно упрощает системы и повышает надежность их работы.

Коррекция таких систем осуществляется при помощи работающих на несущей частоте контуров, в качестве которых применяются дифференцирующие четырехполосники, состоящие из омических сопротивлений и емкостей. Важнейшим условием при такой коррекции является достаточно точное совпадение несущей частоты  $\omega_0$  сигнала с собственной частотой  $\omega'_0$  настройки контура:  $\omega_0 = \omega'_0$ . Отклонение несущей частоты сигнала от расчетной на несколько процентов может увеличить статическую ошибку и величину перерегулирования в системе в 5—6 раз [Л. 1]. Поэтому корректирующие контуры должны рассчитываться точно и проектироваться так, чтобы имелась возможность вариации параметров для подстройки частоты контура.

Исследованию и анализу корректирующих контуров посвящен ряд работ, в которых, однако, вопрос рационального выбора параметров контуров при их проектировании не получил достаточного освещения [Л. 1—3]. Настоящая статья имеет целью в некоторой мере восполнить этот пробел и

предложить инженерный метод выбора параметров корректирующих контуров систем переменного тока.

Как известно, передаточная функция реального пассивного дифференцирующего элемента для систем регулирования на постоянном токе имеет вид

$$W(s) = K \frac{1 + \tau s}{1 + K\tau s}, \quad (1)$$

где

$$K = \frac{r_2}{r_1 + r_2}; \quad \tau = Cr_1,$$

и может быть практически реализована цепью, представленной на рис. 1, а.

Эквивалентная передаточная функция корректирующего элемента для системы регулирования на переменном токе, относящаяся к огибающей несущей частоты, может быть получена из выражения (1) переносом передаточной функции по шкале частот на величину  $\omega_0$  [Л. 4]. При этом величины сопротивлений исходной схемы остаются неизменными, а емкость  $C$  заменяется параллельным соединением емкости  $C/2$  и индуктивности  $L = \frac{2}{C\omega_0^2}$

(рис. 1, б).

Из полученной схемы нетрудно найти передаточную функцию корректирующего элемента для систем переменного тока

$$W(p) = \frac{\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2}{\tau\omega_0^2} p + 1}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2}{K\tau\omega_0^2} p + 1} = K \frac{1 + \tau \left( \frac{p^2 + \omega_0^2}{2p} \right)}{1 + K\tau \left( \frac{p^2 + \omega_0^2}{2p} \right)}. \quad (2)$$

8. Управление и измерение на расстоянии, Сборник статей под ред. С. В. Алексеева и А. В. Лебедева, т. II, III, Изд-во иностранной литературы, 1959, 1960.

9. Пшеничников А. М., Анализ работы мультивибратора, собранного по схеме Роера, в промышленных устройствах телеизмерения, «Автоматика и телемеханика», 1959, № 9.

10. Самойлов В. Ф., Теория работы однолампового генератора пилообразного напряжения, «Радиотехника», 1960, № 6.

11. Криксунов В. Г., Об одной возможности генерирования синусоидальных ЧМ колебаний, «Радиотехника», 1961, № 7.

12. Левитин Г. И., Реактивные спусковые схемы с катодной и анодной связью, «Радиотехника», 1952, № 6.

13. Вольнец В. Ф., Трехдиодный фантастрон с регулируемой задержкой на транзисторах, «Радиотехника», 1961, № 11.

14. Заволокин А. К. и Курахтанов Г. И., Об одном методе построения преобразователей напряжения в числовые эквиваленты, «Автоматика и телемеханика», 1960, № 6.

15. Меерович Л. А. и Зеличенко Л. Г., Импульсная техника, Изд-во «Советское радио», 1953.

16. Генераторы пилообразного напряжения на плоскостных транзисторах, Экспресс-информация (Радиотехническая промышленность, Полупроводниковые приборы), вып. 23, 1953.

17. Хволес В. А., Устройство для преобразования электрических сигналов, Авторское свидетельство № 150308, 1962.

18. Гольддреер И. Г., Прецизионный широтно-импульсный модулятор на кремниевых стабилитронах, «Приборостроение», 1961, № 3.

19. Bachmann A. E., Transistor amplifier for magnetic tape and drum playback, «Electronic Engineering», 1959, № 4.

20. Цодиков Ю. М., Преобразователь частоты в постоянный ток, «Автоматика и телемеханика», 1962, № 4.

21. Курбатов В. М., Электронные частотомеры, «Приборостроение», 1957, № 12.

22. Босый И. Д., Электрические фильтры, Гостехиздат УССР, 1959.

[26.10.1963]





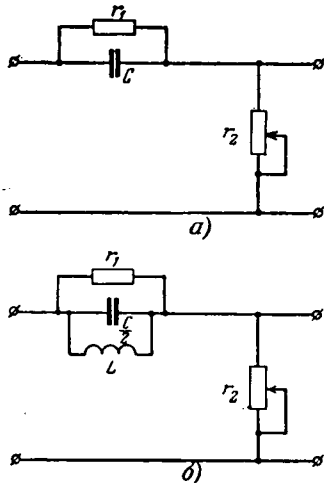


Рис. 1.

Амплитудно-фазовая характеристика рассматриваемой системы может быть рассчитана по следующей формуле:

$$W(j\omega) = K \frac{1 + j\tau \frac{\omega + \omega_0}{2\omega} (\omega - \omega_0)}{1 + jK\tau \frac{\omega + \omega_0}{2\omega} (\omega - \omega_0)} \quad (3)$$

Выражение (2) характеризует простейшую передаточную функцию устройства, на выходе которой приблизительно получается сумма сигнала и его производной с коэффициентами  $K$  и  $K\tau$ , если на его вход подается сигнал в виде огибающей несущей частоты.

Реализация подобного устройства может быть также осуществлена различными мостиковыми и  $T$ -образными  $RC$ -контуром. Сущность предлагаемого метода состоит в таком определении расположения нулей и полюсов передаточной функции корректирующего устройства, при котором выражение этой функции совпадает с передаточной функцией (2) для простейшей корректирующей цепи.

Из корректирующих устройств наибольшее распространение на практике получил параллельный  $T$ -образный контур, который при заданном значении постоянной времени  $\tau$  имеет значительно больший коэффициент усиления, что способствует подавлению шумов, приходящих вместе с сигналом. С целью конкретизации дальнейшее изложение проведем применительно к этому наиболее важному случаю.

Принципиальная схема параллельного  $T$ -образного контура, состоящего из трех конденсаторов  $C_1, C_2$  и  $C_3$  и трех сопротивлений  $R_1, R_2, R_3$ , приведена на рис. 2. Передаточная функция данного контура, как известно, имеет следующий вид:

$$W_k(p) = \frac{T_1 T_2 T_3 p^3 + T_1 (s_2 + T_3) p^2 + (s_1 + T_1) p + 1}{T_1 T_2 T_3 p^3 + (T_1 s_2 + T_2 s_1 + T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) p^2 + (s_1 + s_2 + T_1 + T_2 + T_3) p + 1} \quad (4)$$

где

$$T_1 = R_1 C_1; \quad T_2 = R_2 C_2; \\ T_3 = R_3 C_3; \quad s_1 = R_1 C_2; \quad s_2 = R_2 C_3;$$

Вполне очевидно, что для использования параллельного  $T$ -образного контура в качестве корректирующего элемента систем регулирования на переменном токе необходимо, чтобы выражения (2) и (4) тождественно совпадали:

$$W_k(p) \equiv W(p). \quad (5)$$

Рассматриваемые передаточные функции представляют собой соответственно отношения полиномов второй и третьей степени и могут быть тождественны только в том случае, когда один из нулей передаточной функции (4) будет равен одному из ее полюсов:

$$p_{10} = p_{1k} = -\frac{1}{\lambda}.$$

При этом выражение для передаточной функции параллельного  $T$ -образного контура должно иметь вид:

$$W_k(p) = \frac{\left(\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2}{\tau\omega_0^2} p + 1\right) (1 + \lambda p)}{\left(\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2}{K\tau\omega_0^2} p + 1\right) (1 + \lambda p)} \quad (6)$$

Сравнивая соответственно коэффициенты числителя и знаменателя выражений (4) и (6) при одинаковых степенях  $p$ , можно найти соотношения между

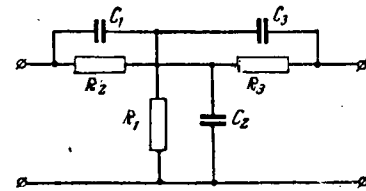


Рис. 2.

параметрами корректирующего элемента  $\tau, K$  и  $\omega_0^2$  и параметрами параллельного  $T$ -образного контура, при которых условие (5) будет выполнено:

$$\tau = \frac{2}{\omega_0^2 (T_1 + s_1 - \omega_0^2 T_1 T_2 T_3)}; \quad (7)$$

$$K = \frac{1}{1 + \frac{T_2 + s_2 + T_3}{T_1 + s_1 - \omega_0^2 T_1 T_2 T_3}}; \quad (8)$$

$$\omega_0^2 = \frac{T_1 + s_1 + T_3}{T_1 T_3 (T_2 + s_2 + T_3)}. \quad (9)$$

Следует отметить, что полученные соотношения отражают только факт соответствия передаточных функций параллельного  $T$ -образного контура и кор-

ректирующего элемента для систем переменного тока без учета условий реализации параметров корректирующего элемента, а также известного требо-

вания, что выходной сигнал на несущей частоте должен совпадать по фазе с входным сигналом. Поэтому наличие соотношений (7) ÷ (9) не является достаточным для выбора параметров контура при его проектировании, и они могут быть непосредственно использованы лишь для поверочных расчетов.

Условие, при котором заданные положительные параметры корректирующего элемента принципиально могут быть реализованы при помощи сопротивлений и емкостей параллельного  $T$ -образного контура, может быть найдено из следующих соображений.

Являясь пассивным четырехполюсником, параллельный  $T$ -образный контур, естественно, устойчив. Поэтому полюсы его передаточной функции (4) всегда имеют отрицательные вещественные части. Отсюда ясно, что нуль этой функции, выбранный равным одному из полюсов, также должен иметь отрицательную вещественную часть. Учитывая, что остальные два нуля выражения (4), совпадающие с нулями функции (2), также имеют отрицательные вещественные части, для числителя передаточной функции (4) должен выполняться критерий Гурвица, который в данном случае совпадает с основным условием реализации параметров корректирующего элемента:

$$T_1(s_2 + T_3)(s_1 + T_1) > T_1 T_2 T_3. \quad (10)$$

Путем несложных тождественных преобразований с учетом выражения (9) полученный критерий можно привести к виду, более удобному для использования

$$T_1 + s_1 > \omega_0^2 T_1 T_2 T_3. \quad (11)$$

Выходной сигнал по несущей частоте  $\omega_0$  будет совпадать по фазе с входным сигналом параллельного  $T$ -образного контура, если

$$\text{Im}[W_K(j\omega_0)] = 0.$$

Раскрыв это выражение, можно определить соотношение между параметрами контура, представляющее собой условие совпадения фаз выходного и входного сигналов:

$$\begin{aligned} \omega_0^2 T_2 (T_3 + T_1 + s_1) [(T_1 + s_1 - \omega_0^2 T) T_2 T_3] = \\ = [\omega_0^2 T_1 (s_2 + T_3) - 1] (T_2 + s_2 + T_3). \end{aligned} \quad (12)$$

Из условия (11) следует, что левая часть полученного выражения положительна. Следовательно, положительной должна быть и его правая часть, откуда вытекает соотношение:

$$\omega_0^2 T_1 (s_2 + T_3) > 1. \quad (13)$$

Для дальнейшего изложения удобно неравенства (11) и (13) представить в виде равенств, введя в них некоторые коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$ :

$$(T_1 + s_1) \alpha = \omega_0^2 T_1 T_2 T_3 \text{ при } 0 \leq \alpha \leq 1; \quad (11')$$

$$\beta \omega_0^2 T_1 (s_2 + T_3) = 1 \text{ при } 0 \leq \beta \leq 1. \quad (13')$$

При этом из уравнения (12) следует, что если  $\alpha = 1$ , то и  $\beta = 1$ , ибо только в этом случае левая и

правая части этого уравнения одновременно равны нулю.

Подставив выражения (11') и (13') в уравнение (12) и учитывая формулы (7) и (9), исключим из равенства (12) последовательными преобразованиями величины параметров контура. В результате получим, что

$$\beta = \frac{\left(\frac{\omega_0 \tau}{2}\right)^2 (1 - \alpha)}{\alpha + \left(\frac{\omega_0 \tau}{2}\right)^2 (1 - \alpha)}. \quad (14)$$

Анализ последнего выражения показывает, что  $\beta = 0$  при  $\alpha = 1$ , а это противоречит исходному уравнению (12). Это противоречие указывает, что величины  $\alpha$  и  $\beta$  не могут выбираться независимо друг от друга. Указанное противоречие устраняется только в случае, если  $\alpha = \beta$ , что является необходимым при выборе этих коэффициентов.

Учитывая сказанное, получим из выражения (14):

$$\alpha = \beta = \frac{\omega_0 \tau}{2 + \omega_0 \tau}. \quad (15)$$

Уравнения (11') и (13') в этом случае примут вид:

$$(T_1 + s_1) \tau = \omega_0 (\omega_0 \tau + 2) T_1 T_2 T_3; \quad (16)$$

$$\frac{\omega_0^3 \tau T_1 (s_2 + T_3)}{2 + \omega_0 \tau} = 1. \quad (17)$$

Найденные соотношения (12), (16) и (17) совместно с выражениями (7) ÷ (9) позволяют однозначно выбрать параметры параллельного  $T$ -образного контура, используемого в качестве корректирующего элемента для систем автоматического регулирования на переменном токе.

Перейдем к определению параметров контура — значений емкостей и активных сопротивлений.

Конденсаторы изготавливаются промышленностью с определенными номинальными значениями емкостей. Поэтому целесообразно рассмотреть ход расчета, в котором в качестве исходных данных принимаются емкости  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$ , а сопротивления  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  определяются по известной частоте  $\omega_0$  и заданной из условий устойчивости и надлежащего качества регулирования постоянной времени  $\tau$ .

Подставив уравнение (16) в выражение (7), найдем:

$$R_1 = \frac{2 + \omega_0 \tau}{\omega_0^2 \tau (C_1 + C_3)}. \quad (18)$$

Далее, из выражений (17) и (16) соответственно получим:

$$\left. \begin{aligned} R_2 + R_3 &= \frac{C_1 + C_3}{\omega_0 C_1 C_3}; \\ R_2 R_3 &= \frac{\tau (C_1 + C_3)}{\omega_0 C_1 C_2 C_3 (2 + \omega_0 \tau)}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Совместное решение уравнений (19) дает:

$$R_{2,3} = \frac{C_1 + C_3}{2\omega_0 C_1 C_2} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\omega_0 \tau C_1 C_3}{C_2 (C_1 + C_3) (2 + \omega_0 \tau)}} \right). \quad (20)$$

Условие существования действительного решения имеет вид:

$$\tau \leq \frac{2C_2(C_1 + C_3)}{\omega_0 [4C_1C_3 - C_2(C_1 + C_3)]} \quad (21)$$

Для практической реализации корректирующего элемента удобнее задаваться такими значениями емкостей, чтобы

$$C_2(C_1 + C_3) \geq 4C_1C_3, \quad (22)$$

так как при этом величина  $\tau$  может быть любой, а условие (21) будет всегда выполняться.

Соответствующие выражениям (18) и (20) расчетные графики  $\omega_0 RC = f(\omega_0 \tau)$  при  $C_1 = C_3 = C_{1,3}$  и различных значениях отношения  $n = \frac{C_2}{C_{1,3}}$  приведены на рис. 3.

Использование параллельного  $T$ -образного контура в качестве корректирующего элемента, настроенного таким образом, что на его выходе получается сумма сигнала и его производной, является в ряде случаев нецелесообразным. Коэффициент усиления при этом, как следует из выражений (1) и (2), получается общим для обоих каналов. Включение усилителя последовательно с контуром приводит к одновременному увеличению основного сигнала и его производной, что может вызвать определенные неудобства при настройке систем автоматического регулирования. Поэтому в системах регулирования на переменном токе каналы основного сигнала и производной часто разделяют. При этом параллельный  $T$ -образный контур рассчитывают и настраивают так, что на его выходе практически отсутствует составляющая, пропорциональная основному сигналу, и контур становится режекторным фильтром, не пропускающим несущую частоту  $\omega_0$ .

Производная же, являющаяся составляющей, пропорциональной частоте огибающей, с выхода контура подается на вход усилителя, что позволяет в широких пределах варьировать ее величиной.

Параллельный  $T$ -образный контур будет обладать свойствами режекторного фильтра частоты  $\omega_0$  (настроен на несущую частоту) при условии, когда пара нулей его передаточной функции (4) будет чисто мнимой ( $\pm j\omega_0$ ). При этом критерий Гурвица (10), а следовательно и выражения (11) и (13) превращаются в равенства, откуда следует, что  $\alpha = \beta = 1$ ,  $\tau \rightarrow \infty$  и  $K \rightarrow 0$ .

Соответствующая передаточная функция (1) дифференцирующего контура на постоянном токе также трансформируется:

$$W'(s) = \lim_{\substack{K \rightarrow 0 \\ \tau \rightarrow \infty}} \left[ K \frac{1 + \tau s}{1 + K\tau s} \right] = \frac{\tau s}{1 + \tau s}$$

и будет характеризоваться лишь одной постоянной времени  $T = \lim_{\substack{K \rightarrow 0 \\ \tau \rightarrow \infty}} K\tau$ , выражение для которой найдем

из уравнений (7) и (8):

$$T = \frac{2}{\omega_0^2 [R_2(C_2 + C_3) + R_3C_3]} \quad (23)$$

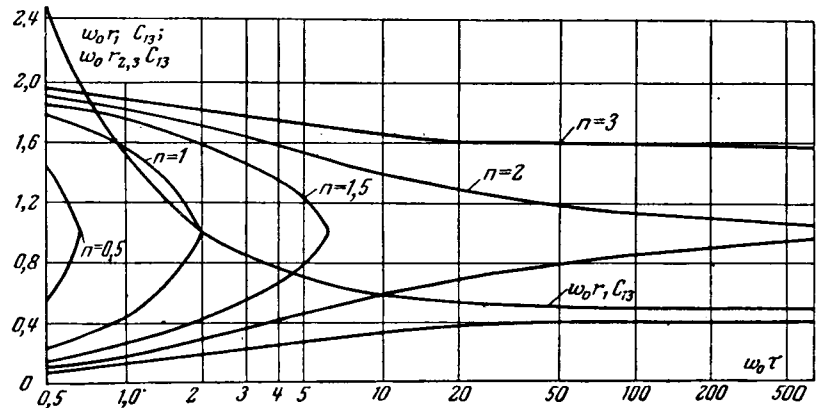


Рис. 3.

Расчетные формулы для параметров параллельного  $T$ -образного контура в рассматриваемом случае могут быть получены из формул (18) и (20) предельным переходом при  $\tau \rightarrow \infty$ :

$$R_1 = \frac{1}{\omega_0(C_1 + C_3)}; \quad (24)$$

$$R_{2,3} = \frac{C_1 + C_3}{2\omega_0 C_1 C_3} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4C_1 C_3}{C_2(C_1 + C_3)}} \right), \quad (25)$$

причем должно выполняться условие (22). На практике целесообразно выбирать такие номинальные значения емкостей контура, чтобы

$$C_2(C_1 + C_3) = 4C_1C_3, \quad (26)$$

ибо в этом случае для реализации контура могут быть использованы одинаковые сопротивления и емкости.

Действительно, если выбрать  $C_1 = C_3 = C$ , то из выражения (26), найдем, что  $C_2 = 2C$ , а из равенств (24) и (25) следует, что

$$R_1 = \frac{1}{2\omega_0 C};$$

$$R_2 = R_3 = \frac{1}{\omega_0 C} = 2R_1.$$

Величина постоянной времени  $T$  будет равна:

$$T = \frac{1}{4\omega_0^2 C R_1} = \frac{1}{2\omega_0}.$$

Обращает на себя внимание тот факт, что величина постоянной времени  $T$  однозначно определяется значениями выбранных емкостей  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$ , в то время как при расчете параметров контура, на выходе которого имеет место сумма сигнала и его производной, величина  $\tau$  входит в число исходных параметров для расчета и может быть любой.

Сказанное объясняется тем, что расчетные формулы (24) и (25) для параметров контура, настроенного на несущую частоту, получены непосредственно из выражений (18) и (20), которые найдены при учете совпадения фаз выходного и входного сигналов на несущей частоте.

При режекции несущей частоты введение этого условия теряет смысл, ибо оно всегда выполняется, однако ограничения, наложенные им при выводе

уравнений (18) и (20) на значения параметров контура, определяют некоторое фиксированное значение постоянной времени  $T$ .

Если не учитывать условие (12), то при совместном решении выражений (11'), (13') и (23) при  $\alpha = \beta = 1$  могут быть найдены параметры контура, которые обеспечат любое значение  $T$ , находящееся в пределах:

$$\frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_1 + C_3} \geq T > 0. \quad (27)$$

Однако в этом нет практической необходимости, ибо параллельный  $T$ -образный контур, настроенный на несущую частоту, обычно используется совместно с усилителем.

Коэффициент усиления усилителя  $\gamma$  можно всегда сделать таким, чтобы обеспечить выбранное при расчете систем автоматического регулирования значение постоянной времени дифференцирования  $T_{\text{зад}}$  при фиксированном значении  $T$ :

$$\gamma = \frac{T_{\text{зад}}}{T}.$$

Ограничение (27) в этом случае не будет иметь места.

Как видно из изложенного, предложенный метод позволяет сравнительно просто и однозначно выбрать параметры параллельного  $T$ -образного контура, обеспечивающие выполнение условий, необходимых для работы контура в качестве корректирующего элемента. Являясь в достаточной мере общим, метод может быть использован при выборе параметров различных схем для коррекции систем регулирования на переменном токе.

Следует лишь подчеркнуть, что речь идет о выборе номинальных значений этих параметров. Реальные значения выбранных емкостей  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  могут отличаться от номинальных в пределах допусков.

Поэтому для точного согласования частоты настройки контура с несущей частотой сигнала должна быть предусмотрена возможность вариации сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  в пределах  $10 \div 15\%$  от их расчетных номинальных значений.

*Приложение.* В качестве примера рассмотрим выбор параметров параллельного  $T$ -образного контура для реализации корректирующего элемента системы автоматического регулирования переменного тока, имеющего эквивалентную передаточную функцию

$$W(s) = 0,2(1 + 0,5s).$$

Контур следует построить так, чтобы на его выходе была сумма сигнала и производной с постоянной времени  $\tau = 0,5$ . Общий коэффициент усиления элемента должен быть 0,2, а  $\omega_0 = 314$  1/сек.

Используем для контура конденсаторы с емкостями  $C_1 = 10\,000$  пф,  $C_2 = 30\,000$  пф,  $C_3 = 20\,000$  пф.

При этом условии (22) будет выполнено. Из выражений (18) и (20) находим:

$$\begin{aligned} R_1 &= 107,3 \cdot 10^3 \text{ ом;} \\ R_2 &= 160,5 \cdot 10^3 \text{ ом;} \\ R_3 &= 78 \cdot 10^3 \text{ ом.} \end{aligned}$$

Коэффициент усиления контура вычислим по формуле (8):

$$K = 0,0042.$$

Для реализации общего коэффициента усиления элемента, равного 0,2, коэффициент усиления усилителя, последовательно включенного с контуром, должен быть равен

$$\gamma = \frac{0,2}{0,0042} = 48.$$

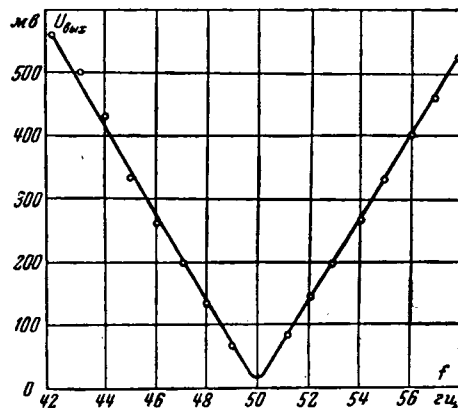


Рис. 4.

Эквивалентная передаточная функция параллельного  $T$ -образного контура с найденными параметрами будет иметь вид:

$$W_k(s) = 0,2 \frac{1 + 0,5s}{1 + 0,0021s}.$$

Инерционное запаздывание, вносимое контуром, которое характеризуется правым членом знаменателя, весьма невелико, и полученная передаточная функция достаточно точно аппроксимирует заданную.

Рассмотрим далее выбор параметров параллельного  $T$ -образного контура, настроенного на несущую частоту  $\omega_0$ , когда, например, требующаяся эквивалентная передаточная функция характеризуется выражением:

$$W'(s) = 0,5s \quad (T_{\text{зад}} = 0,5).$$

В этом случае целесообразно выбирать такие значения емкостей конденсаторов, чтобы выполнялось условие (26). Пусть  $C_1 = C_3 = 10\,000$  пф  $= 10^{-8}$  ф, а  $C_2 = 2 \cdot 10^{-8}$  ф. Тогда в соответствии с уравнениями (24) и (25)  $R_1 = 159 \cdot 10^3$  ом,  $R_2 = R_3 = 318 \cdot 10^3$  ом, а величина постоянной времени  $T$  будет равна 0,00159 сек. Коэффициент усиления последовательно включенного усилителя должен быть равен

$$\gamma = \frac{0,5}{0,00159} = 314.$$

Эквивалентная передаточная функция реального контура весьма близка к заданной и имеет вид:

$$W_k(s) = \frac{0,5s}{1 + 0,00159s}.$$

Экспериментальная проверка полученных результатов заключалась в определении амплитудно-частотных характеристик параллельных  $T$ -образных контуров с выбранными параметрами.

Характеристики снимались при помощи звукового генератора; амплитуда сигнала на выходе контура измерялась катодным вольтметром. Типичная характеристика приведена на рис. 4 ( $U_{\text{вх}} = 10$  в).

Экспериментальные данные совпали с расчетными с точностью до нескольких процентов, что свидетельствует о достаточной точности и эффективности предложенного метода.

#### Литература

1. Шрамко Л. С., *Корректирующие RC-контуров переменного тока. Сборник «Некоторые вопросы теории систем автоматического управления»*, Оборонгиз, 1955.
2. Джеймс Х., Никкольс Н. и Филлипс Р., *Теория следящих систем*, Изд-во иностранной литературы, 1956.
3. Гольдфарб Л. С. и Александровский Н. М., *Некоторые вопросы расчета корректирующих звеньев следящих систем переменного тока*, «Автоматика и телемеханика», 1955, № 1.
4. Цянь Сюэ-сень, *Техническая кибернетика*, Изд-во иностранной литературы, 1956.

[17.3.1964]

# Следящий электропривод металлорежущих станков

Я. С. БРОВМАН

Новосибирский научно-исследовательский электротехнический институт

В некоторых тяжелых металлорежущих станках, особенно в комбинированных, требуемый диапазон изменения скорости электроприводов подачи достигает (6 000—10 000) : 1; например от 3 м/мин до 0,3—0,5 мм/мин. Для упрощения конструкции станков указанный диапазон изменения скорости подачи желательно обеспечивать без переключений в кинематических цепях. Однако осуществить это при управляемом по скорости (регулируемом) электроприводе не представляется возможным. Действительно, учитывая максимальную э. д. с. датчика скорости (тахогенератора)  $E_T = 300$  в, диапазон изменения скорости  $D = 6 000$  и допустимую десятипроцентную погрешность минимальной скорости  $\delta = 0,1$ , определим величину допустимой потери напряжения в контуре регулирования:

$$\Delta U = \frac{E_T}{D} \delta = 0,005 \text{ в.} \quad (1)$$

Вероятность поддержания  $\Delta U \leq 5$  мв при наличии помех и большого числа переходных контактов (щетки на тахогенераторе и задатчике скорости, клеммы в схеме соединений) в условиях длительной эксплуатации весьма невелика, т. е. такое решение ненадежно. При указанных выше требованиях к величине абсолютной погрешности скорости (менее 0,002% от  $n_H$ ) целесообразен переход от непрерывных (аналоговых) систем управления к системам дискретным или дискретно-непрерывным.

С другой стороны, в металлорежущих станках и некоторых других производственных машинах все перемещения узлов — размерные (установки на координату, зависимые и периодические подачи), поэтому целесообразно управление осуществлять по пути на основе следящего привода, который необходим также для различных систем автоматизации — прогаммного управления, автоматического позиционирования с преселективным набором и т. п. Управление же по скорости целесообразно сохранить для независимых подач и быстрых или больших перемещений. Таким образом, следует применять привод, управляемый независимо и одновременно как от задатчика перемещения (дистанционного штурвала), так и от задатчика скорости, причем выбор вида управления (по пути или по скорости) должен осуществляться не путем переключений, так как это связано со значительными неудобствами, а путем воздействия на дистанционный штурвал или задатчик скорости, работающие дифференциально. Следящий привод, в котором задание скорости осуществляется как непрерывное изменение задания перемещения (пути), удовлетворяет этим требованиям.

Схема такого электропривода изображена на рис. 1. Устройство скорости представляет собой кодовый преобразователь, преобразующий широтные импульсы угла поворота задатчика скорости в унитарный код (частота которого пропорциональна задаваемой скорости), а унитарный

код — в импульсно-фазовый. Обеспечивая требуемую дискретность задания перемещения (цену импульса унитарного кода), равную, например, 0,01 ÷ 0,02 мм, что обычно вполне удовлетворяет требованиям точности подач, получаем дискретный привод высокой точности, не имеющий ограничений по диапазону изменения скорости: минимальная скорость определяется минимальной частотой дискретного задания, которая может быть выполнена сколь угодно малой. Например, при скорости, равной 0,3 мм/мин, дискретные перемещения на 0,01 мм следуют с частотой 0,5 гц (через каждые 2 сек). Такие системы поддержания скорости приводов находят все более широкое применение в разных отраслях техники [Л. 1—3]; указанное задание перемещений применяется в большинстве функциональных (непрерывных) систем прогаммного управления.

Рассматриваемый следящий привод, обеспечивая упрощение конструкции, удобство управления, являясь базой самых различных систем автоматизации, требует разработки комплекса новых управляющих устройств, причем речь идет не только об устройствах задания скорости. Весьма важно обеспечение высокой статической и динамической точности следящего привода и обеспечение его синхронизации с устройством задания скорости.

**Точность следящего привода.** Так как следящий привод работает в широком диапазоне скоростей как от устройства задания скорости, так и от системы прогаммного управления, необходимо исключить скоростную ошибку. Применение системы комбинированного управления (с введением сигнала, компенсирующего данную ошибку) весьма затруднительно, так как при этом значительно усложняются задающие устройства, поэтому приходится в качестве корректирующей связи применять гибкую обратную связь по скорости (рис. 2).

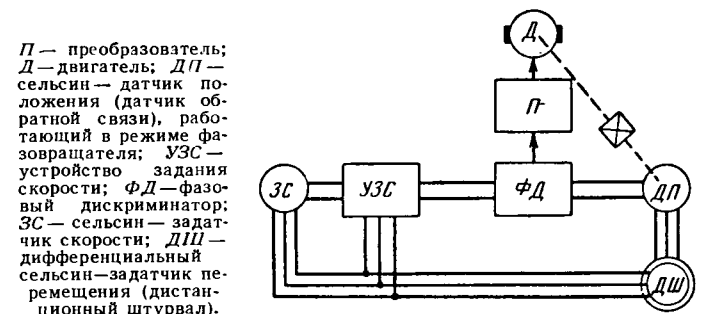
Передаточная функция разомкнутой системы имеет следующий вид:

$$W_p = \frac{y}{e} = \frac{W_{п-д}}{1 + W_{п-д} W_c} \cdot \frac{1}{p}. \quad (2)$$

Учитывая, что

$$|W_{п-д} W_c| \gg 1, \quad (3)$$

Рис. 1. Схема следящего электропривода.



можно перейти к „вырожденной“ структуре [Л. 4]:

$$W_D = \frac{1}{pT_c} = \frac{1+pT_c}{\alpha p^2 T_c}, \quad (4)$$

где  $T_c = r_c C_c$  и  $\frac{1}{\alpha} = Hr_c$  — коэффициент усиления системы.

Так как в кинематических схемах приводов подачи станков имеется мертвый ход (люфт), доходящий до величины  $\Delta = 0,7 \div 1,0$  мм, то используя приближенный метод гармонического баланса [Л. 5] для анализа устойчивости системы:

$$W_p W_{\Delta} = -1 \quad (\text{или } W_p = -N_{\Delta}), \quad (5)$$

нетрудно убедиться (рис. 3), что при наличии гибкой обратной связи по скорости (а также при астатизме выше первого порядка) и люфта в системе следящего привода возникают незатухающие колебания. Анализ и опыт работы следящих приводов на станках показывают, что погрешности привода при колебаниях достигают величин  $0,1\Delta - 0,2\Delta$  и более. Такая «статическая» точность совершенно неудовлетворительна. Правда, при  $T_c \rightarrow \infty$  статическая точность значительно повышается, но при этом резко ухудшается динамическая точность привода, и достижение максимальной скорости (с максимальной допустимой ошибкой) в режиме слежения происходит за 15—20 сек и более.

Путем введения нелинейных обратных связей [Л. 6 и 7] можно исключить неустойчивость, обусловленную люфтом. Однако при этом полностью исключить скоростную ошибку не удастся; качество переходных процессов в этом случае неудовлетворительное, так как процесс установления положения — колебательный с малым затуханием и с малой скоростью прохождения люфта, т. е. с большим временем регулирования.

Эти недостатки обусловлены тем, что привод со скачкообразным изменением структуры на границах люфта пытались корректировать при помощи жестких, стабильных узлов коррекции, хотя она и была нелинейной. Действительно, в следящем приводе при выработке люфта «обрывается» обратная связь по положению; образуется разомкнутая

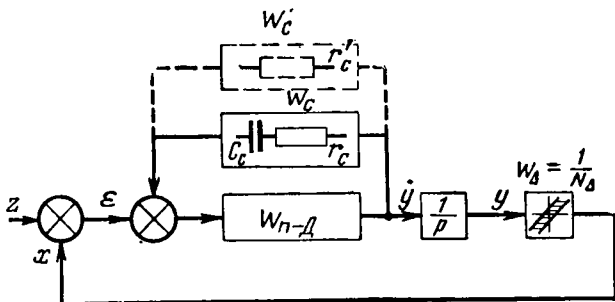


Рис. 2. Структурная схема следящего привода при наличии люфта.

$W_{п-д}$ ,  $W_c$ ,  $W_{\Delta}$  — соответственно передаточные функции системы преобразователь — двигатель, корректирующей связи по скорости  $\dot{y}$  и люфта.

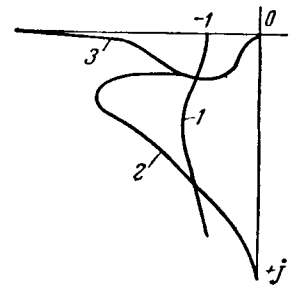


Рис. 3. Анализ устойчивости следящего привода при наличии люфта. 1 —  $(-N_{\Delta})$ ; 2 —  $W_p$  по формуле (2); 3 —  $W_p$  по формуле (4).

структура, характеризуемая выражением (2), и происходит непрерывный рост скорости. В момент, когда люфт выбран, снова начинает действовать обратная связь по положению, однако вследствие большой начальной скорости, накопленной в конце люфта, образуется рассогласование обратного знака, и цикл повторяется в обратную сторону.

Нужно иметь возможность обеспечивать требуемую (в соответствии с величиной рассогласования) скорость в момент окончания выработки люфта. В этом случае можно обеспечить монотонный процесс отработки рассогласования, т. е. значительно улучшить качество привода. Покажем это, приняв для простоты анализа за основу «вырожденную» структуру, характеризуемую формулой (4).

После того, как люфт выбран ( $x = y - \frac{\Delta}{2}$  при  $\dot{x} > 0$  и  $x = y + \frac{\Delta}{2}$  при  $\dot{x} < 0$ ), передаточная функция рассогласования (ошибки) имеет следующий вид:

$$\frac{\varepsilon}{z} = \frac{1}{1 + W_p} = \frac{p^2}{p^2 + \frac{p}{\alpha} + \frac{1}{\alpha T_c}} = \frac{p^2}{(p + \gamma_1)(p + \gamma_2)}, \quad (6)$$

где  $-\gamma_{1,2} = -\frac{1}{2\alpha} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\alpha}{T_c}} \right)$  — корни характеристического уравнения (полюсы функции  $\frac{\varepsilon}{z}$ ).

Для случая, когда корни кратные  $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma = -\frac{1}{2\alpha}$  при  $T_c = 4\alpha$ , соответствующего критическому демпфированию, изображение (прямое преобразование Лапласа) ошибки при начальном рассогласовании  $\varepsilon_0$  и начальной скорости  $\dot{\varepsilon}_0$  равно:

$$\varepsilon(p) = L(\varepsilon) = \frac{\omega \left( p + \frac{1}{\alpha} \right) - \dot{\varepsilon}_0}{(p + \gamma)^2}. \quad (7)$$

Переходя к оригиналу

$$\varepsilon(t) = L^{-1}[\varepsilon(p)] = [(\varepsilon_0 \gamma - \dot{\varepsilon}_0)t + \varepsilon_0] e^{-\gamma t}, \quad (8)$$

получаем условие монотонности процесса отработки рассогласования (условие отсутствия перерегулирования в скорости отработки):

$$\varepsilon_0 \gamma - \dot{\varepsilon}_0 \geq 0 \quad (\text{или } \dot{\varepsilon}_0 \leq \varepsilon_0 \gamma = \frac{\varepsilon_0}{2\alpha}). \quad (9)$$

Это условие можно обеспечить, вводя в момент образования люфта жесткую обратную связь по скорости с  $r'_c \leq \frac{r_c}{2}$  (пунктир на рис. 2). При этом следует заметить, что не обязательно весь люфт проходить со скоростью  $\dot{\epsilon}_0$ ; достаточно лишь к концу люфта обеспечить эту скорость, проходя весь люфт с повышенной скоростью.

Соотношение между  $\epsilon_0$  и  $\dot{\epsilon}_0$  по условию (9) также означает, что напряжение на емкости  $C_c$  в момент окончания выработки люфта должно быть равно э. д. с. двигателя (или тахогенератора)  $E_{дв}$  (рис. 4) и иметь ту же полярность. Это требование весьма сложно реализовать. Наиболее просто осуществлять переходы от жесткой связи ( $r'_c$ ) к гибкой ( $r_c - C_c$ ), и, наоборот, путем их шунтирования ключами ( $K_1$  и  $K_2$ ) (рис. 4).

В этом случае, когда люфт кончается, напряжение на  $C_c$  равно  $E_{дв}$ , но полярность его обратна требуемой. При такой полярности напряжения на  $C_c$  будет происходить не снижение, а увеличение ( $\dot{\epsilon}$ ) при выходе из люфта, и процесс отработки рассогласования будет не монотонный, а колебательный. Поэтому целесообразно осуществлять переключение с жесткой обратной связи на гибкую по схеме, изображенной на рис. 4, но не на границе люфта, а при  $\Delta' = 0,2 \div 0,3$  мм за люфтом, что позволит обеспечить монотонный процесс отработки постоянного рассогласования  $\epsilon_0 \leq \Delta'$ . При этом переключение не вызовет дополнительного переходного процесса. В случае же нарастающего задания ( $\epsilon$  увеличивается в люфте) полярность напряжения на  $C_c$ , противоположная полярности  $E_{дв}$ , обеспечит при переключении на гибкую связь увеличение скорости, т. е. быстрое устранение возникшего рассогласования  $\epsilon$ .

Таким образом, в рассматриваемом электроприводе с переменной структурой желательнее иметь и переменную структуру коррекции, осуществляя на границе люфта (одновременно с изменением структуры электропривода) переключение с гибкой обратной связи на жесткую. Однако для таких переключений необходимо выявлять границы люфта. Обычно принимается, что прохождение люфта начинается в момент реверса привода.

Это допущение предполагает, что в следящем режиме со скоростью одного знака влияния люфта не будет, так как приводимый механизм в состоянии обеспечить большее замедление  $j a_{\max}$  ( $j$  — «спрямляющее» число), чем привод, т. е. что при отсутствии реверсов отсутствует и влияние люфта. Для горизонтально перемещающихся узлов<sup>1</sup> при наличии трения это допущение выражается следующими формулами:

$$\left(\frac{d\omega_{дв}}{dt}\right)_{\max} = \frac{\lambda M_n}{J} < j a_{\max} = j \frac{F_{тр}}{m} = j \frac{G\mu}{m} = j g \mu; \quad (10)$$

$$\mu > \left(\frac{M_n}{J}\right) \frac{\lambda}{j g} = \left(\frac{M_n}{GD^2}\right) \frac{4\lambda}{j} = (9 \div 13) \frac{8}{2\pi \cdot 10^3} = 0,011 \div 0,016, \quad (11)$$

<sup>1</sup> Для вертикально перемещающихся узлов влияние люфта устраняется неуравновешиванием.

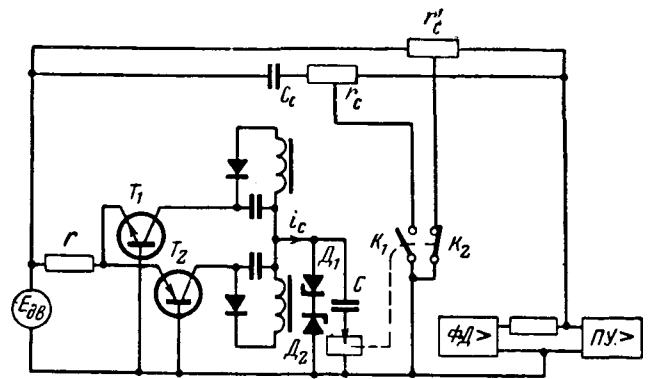


Рис. 4. Схема переменной структуры коррекции на основе «памяти люфта».

где  $\lambda = 2$  — коэффициент превышения номинального момента  $M_n$  двигателя;

$\frac{M_n}{GD^2}$  — отношение номинального вращающего момента двигателя к маховому моменту привода (для двигателей постоянного тока мощностью 2—25 квт находится в пределах 9—13 1/м).

$F_{тр}$ , G;  $m$  — сила трения, вес и масса поступательно перемещающегося узла;

$g$  — ускорение силы тяжести.

$j = 2\pi \cdot 1000$  1/м (3000 об/мин двигателя соответствует скорости перемещения 3 м/мин).

Таким образом, при коэффициенте трения  $\mu > 0,02$  люфт влияет только при реверсе привода. В механизмах подачи тяжелых станков коэффициент трения направляющих не менее 0,03—0,04; поэтому указанное выше допущение для них обосновано.

Если известны момент времени при вхождении в люфт и скорость привода  $\omega_{дв}$ , а также величина  $\Delta (+\Delta')$ , то определить момент времени при окончании прохождения люфта несложно: достаточно проинтегрировать  $\omega_{дв}$  от момента вхождения в люфт до значения, соответствующего  $\Delta + \Delta'$ . Один из вариантов такого устройства «памяти люфта» приведен на рис. 4.

При работе следящего привода в одном из направлений емкость  $C$  заряжена до величины  $+U_\Delta$

(или  $-U_\Delta$ ), а ток  $i_c = \frac{E_{дв}}{r} \alpha_T$  ( $\alpha_T = 0,9$  — коэффициент усиления транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ ) протекает через открытые стабилитроны  $D_1$  и  $D_2$ .

В момент реверса ток  $i_c$ , изменив направление, перезаряжает емкость  $C$  и запирает цепь стабилитронов. Ток перезаряда емкости производит переключение — шунтирует гибкую обратную связь ( $r_c C_c$ ) по скорости и вводит жесткую обратную связь ( $r'_c$ ).

Когда напряжение на емкости станет равно  $-U_\Delta$  (или  $+U_\Delta$ ), что соответствует величине люфта  $\Delta (+\Delta')$ , отпирается цепь стабилитронов  $D_1 - D_2$ , прерывая ток заряда емкости и осуществляя тем самым переключение обратных связей — шунтирование жесткой и введение гибкой. Из уравнений люфта

$$\Delta + \Delta' = \int v dt \quad (12)$$

и его модели

$$2U_{\Delta} = \frac{1}{C} \int \frac{E_{\Delta n}}{r} \alpha_{\tau} dt \quad (13)$$

получаем уравнение подобия:

$$T_U = rC = \frac{E_{\Delta n}}{v} \alpha_{\tau} \frac{\Delta + \Delta'}{2U_{\Delta}} \quad (14)$$

Например, при  $E_{\Delta n} = 200$  в,  $v = 20$  мм/сек,  $\Delta + \Delta' = 1$  мм,  $U_{\Delta} = 10$  в получаем  $T_U = 0,45$  сек, что удобно обеспечить при  $r = 15$  ком и  $C = 30$  мкф.

Анализ на электронной модели и испытания реального привода в основном подтвердили изложенные выше соображения. На основе переменной структуры коррекции был получен монотонный процесс отработки рассогласования при наличии люфта. Естественно, важно обеспечивать большую величину частоты среза системы, т. е. малое  $\alpha$ , так как при этом повышается быстродействие привода как в следящем режиме, так и при прохождении люфта.

**Синхронизация следящего привода с устройством задания скорости.** Эта проблема возникает опять-таки в связи с необходимостью обеспечения высокой точности следящего привода подачи, сужающей полосу синхронизации.

Как известно, выходное напряжение узла сравнения (фазового дискриминатора) в функции относительного рассогласования  $v = \frac{\epsilon}{\theta}$  равно:

$$U_{\text{ф.д}} = A \sin 2\pi v. \quad (15)$$

Ориентируясь на относительную погрешность измерительных устройств и узла сравнения  $\delta_v = 0,5\%$ , соответствующую абсолютной погрешности при установке, примерно равной дискретному перемещению, т. е.  $\delta_{\epsilon} \leq 0,01$  мм, получим величину шага развернутого сельсина (или перемещения, соответствующего одному обороту вращающегося сельсина):

$$\theta = \frac{\delta_{\epsilon}}{\delta_v} \leq 2 \text{ мм.}$$

Таким образом, требования точности приводят к необходимости дискретно-непрерывного представления измеряемой величины с периодом  $\theta = 2$  мм. При задании максимальной скорости  $v_m = 1200$  мм/мин  $= 20$  мм/сек начальная скорость рассогласования при пуске  $\epsilon_n = v_m = 20$  мм/сек, и выходное напряжение фазового дискриминатора изменяется во вре-

мени по синусоидальному закону [формула (15)] с начальной частотой  $f_{\text{р.н}} = \frac{\epsilon_n}{\theta} = 10$  гц. При реверсе с максимальной скорости до максимальной эта частота увеличивается вдвое. Не говоря об условном ограничении (о нереализуемости такой частоты в приводе), укажем на безусловное ограничение — по допустимому моменту: для достижения  $v_m = 20$  мм/сек на пути в 1 мм, т. е. за время в 0,1 сек, необходим момент, в 10 ÷ 20 раз превращающий номинальный.

Поэтому в следящем электроприводе задача пуска до больших скоростей аналогична задаче пуска синхронных машин [Л. 1 и 2], вследствие чего необходим предварительный асинхронный пуск до скорости, соответствующей частоте синхронизации привода с последующей точной синхронизацией по фазе. Однако ввиду широкого диапазона скоростей синхронного движения в следящем приводе устройство синхронизации нельзя выполнять в виде системы комбинированного управления [Л. 1], так как формирование аналогового сигнала для грубой синхронизации значительно усложнит задание устройства, а применение резонансных контуров пригодно только для одной синхронной скорости.

Поэтому систему грубой (по скорости) синхронизации приходится выполнять на основе системы фазовой синхронизации в сочетании с логическим устройством.

На рис. 5 приведены характеристики двух фазовых дискриминаторов, сдвинутых на  $\frac{\pi}{2}$  для выявле-

ния направления движения. Эти характеристики построены в функции величины рассогласования  $\epsilon$ , но их можно рассматривать также и как изменение напряжений фазовых дискриминаторов в функции времени, считая скорость рассогласования  $\epsilon$  постоянной; следует только учитывать, что при одном направлении скорости ( $\epsilon > 0$ ) время возрастает слева направо, а при  $\epsilon < 0$  — наоборот, справа налево.

Когда привод синхронизирован, напряжение основного фазового дискриминатора  $O$  равно нулю, а  $\epsilon = 2\pi n$  (где  $n = 0, 1, 2, 3 \dots$ ), привод синхронизирован в одной из устойчивых нулевых точек. При резком изменении скорости  $\epsilon > 0$  в точках  $\epsilon = 2\pi n + \frac{\pi}{2}$  целесообразно, очевидно, фазовый дискриминатор  $O$  отключать, так как его сигнал начинает уменьшаться (а после  $\epsilon = 2\pi n + \pi$  даже вводится управляющее воздействие обратного знака), и вводить сигнал положительной форсировки  $\Phi_+$ , который и оставлять включенным до момента изменения знака  $\epsilon$ , т. е. до  $\epsilon < 0$ , так как изменение направления скорости рассогласования означает, что уже достигнута синхронная (заданная) скорость и начато ее превышение. После этого положительную форсировку  $\Phi_+$  следует отключить и включить дискриминатор  $O$ . При  $\epsilon < 0$  в точках  $\epsilon = 2\pi n - \frac{\pi}{2}$  следует включать отрицательную форсировку  $\Phi_-$ , отключая ее при  $\epsilon > 0$ . Для выявления соответствующих точек  $\epsilon$  и знака  $\epsilon$  (направления движения) и вводится

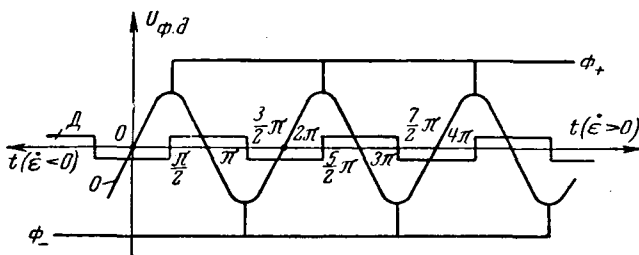


Рис. 5.



добавочный фазовый дискриминатор  $D$ , работающий в отличие от основного дискриминатора не на привод, а только на логическое устройство.

Будем обозначать  $O_+, O_-, D_+, D_-$  положительные и отрицательные значения напряжений соответственно основного и добавочного фазовых дискриминаторов, а  $O'_+, O'_-, D'_+, D'_-$  — значения производных их напряжений в нулевых точках; под положительным значением производной будем понимать изменение  $U_{ф.д}$  с отрицательного значения на положительное (изменение „вверх“), под отрицательным — наоборот, изменение с положительного на отрицательное („вниз“). Тогда вышеописанную логику системы грубой синхронизации можно выразить аналитически:

$$\Phi_+ = O_+ \times D'_+; \quad (16)$$

$$\bar{\Phi}_+ = (O_+ \times D'_-) + (D_+ \times O'_+) + (O_- \times D'_+) + (D_- \times O'_-); \quad (17)$$

$$\Phi_- = O_- \times D'_+; \quad (18)$$

$$\bar{\Phi}_- = (O_- \times D'_-) + (D_- \times O'_+) + (O_+ \times D'_+) + (D_+ \times O'_-); \quad (19)$$

$$O = \bar{\Phi}_+ \times \bar{\Phi}_-; \quad (20)$$

$$\bar{O} = \Phi_+ + \Phi_- . \quad (21)$$

В уравнениях (16) — (21) знак « $\times$ » означает логическое умножение (конъюнкцию, функцию «и»), « $+$ » — знак логического сложения (дизъюнкцию, функции «или»), « $-$ » — знак отрицания (функции «не», отключено).

Выражения (20) и (21) равносильны (закон де Моргана) и приведены здесь лишь для более полного описания работы логики: основной дискриминатор подключается к приводу, когда обе форсировки отключены [уравнение (20)], или (что то же) он отключен, когда хотя бы одна из форсировок включена [формула (21)]. Следует отметить, что рассмотренное выше устройство синхронизации следящего привода с устройством задания скорости имеет ряд общих черт с частотным компаратором, выполненным на базе двух фазовых дискриминаторов (модуляторов) [Л. 8].

Выполненное по вышеизложенным принципам устройство синхронизации позволило осуществлять переходные процессы (разгоны, реверсы до заданной синхронной скорости) с предельно допустимыми моментами. Ввиду того, что произошло достижение синхронной скорости — ве-

личина случайная, зависящая от заданной синхронной скорости, момента нагрузки, допустимого значения тока и других факторов, система имеет переменное качество — случайную величину перерегулирования.

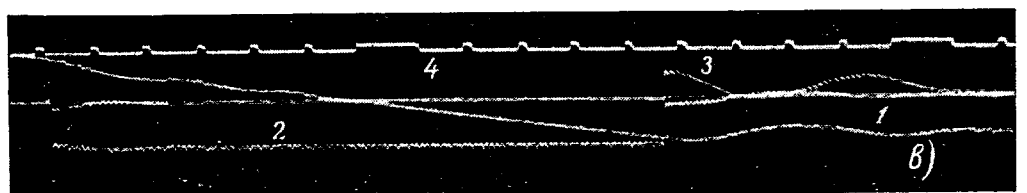
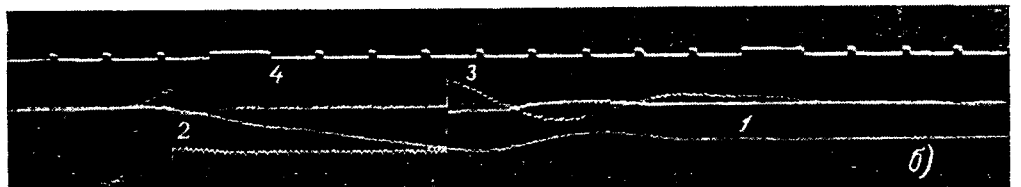
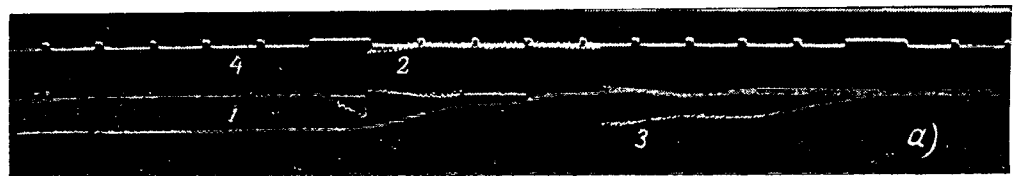
Например, если  $\epsilon = 0$  наступило при  $\epsilon = 2\pi n$ , перерегулирование практически отсутствует; если же  $\epsilon = 0$  при  $\epsilon = 2\pi n + \pi$ , перерегулирование весьма велико (до 100%/о).

Можно привести случай еще большего перерегулирования, когда  $\epsilon$  изменяется с положительного до отрицательного значения  $\epsilon$ , немного меньшего  $2\pi n + \frac{3\pi}{2}$ . Однако эти перерегулирования соответствуют перемещениям, не превышающим величины  $\theta/2$ .

Логика включения форсировок расширяет зону синхронизации, что способствует устойчивости следящего режима. Действительно, при  $-\frac{\pi}{2} < \epsilon < \frac{\pi}{2}$  напряжение  $U_{ф.д}$  начинает уменьшаться, достигая нуля при  $\epsilon = \pm \pi$ . При наличии узла синхронизации  $-\frac{\pi}{2} > \epsilon > \frac{\pi}{2}$  управляющий сигнал не уменьшается, а увеличивается скачком до величины, большей  $A$ , и сохраняет это значение до  $\epsilon = \pm \pi$ .

Как и для динамической точности следящего привода, для синхронизации важно малое  $\alpha$ , т. е. расширение полосы частот привода, что определяет увеличение ускорений (форсировок) при обеспечении устойчивости синхронизации.

**Характеристики электропривода.** Рассматриваемый следящий электропривод разработан применительно к механизмам подачи тяжелых комбинированных станков [Л. 9]. Этот электропривод представляет собой, по существу, сочетание следящего



электропривода с устройством задания скорости. Применение следящего электропривода снимает ограничение по диапазону изменения скорости  $D$ . В разработанном электроприводе  $D=10^4$ ; с учетом ускоренного перемещения, в 2,5 раза превышающего максимальную подачу,  $D=25 \cdot 10^3$ .

Опытные образцы электропривода выполнены в двух вариантах: с электромашинным преобразователем (электромашинный усилитель типа ЭМУ-110-4В питает двигатель типа П-51,11 квт, 220 в, 3 000 об/мин) и с преобразователем на управляемых кремниевых вентилях-тиристорах (трехфазный нулевой реверсивный преобразователь на тиристорах питает тот же двигатель). Привод с электромашинным усилителем обеспечивает  $\alpha=0,12$  сек, а привод на тиристорах  $\alpha=0,04$  сек.

Следящий электропривод выполнен с промежуточным транзисторным усилителем переменного тока [Л. 10] и построен по обычной схеме следящих электроприводов с гибкой обратной связью по скорости. Принцип работы и структура устройства задания скорости рассмотрены в другой статье [Л. 9].

Переменная коррекция, обеспечивающая устойчивую работу привода при наличии люфта, выполнена по схеме, изображенной на рис. 4, однако ключи  $K_1$  и  $K_2$  в ней выполнены бесконтактными — на транзисторах.

На рис. 6 для иллюстрации работы устройства синхронизации приведены осциллограммы останова (а), пуска (б) и реверса (в) при скорости в 1 600 об/мин, полученные при испытании электропривода на лабораторном стенде.

При резком изменении задания скорости сигнал

3 основного фазового дискриминатора увеличивается до максимума и далее отключается. Включается сигнал 2 форсировки ( $\pm \Phi$ ), под действием которого скорость  $I$  изменяется до заданной. После этого форсировка отключается, вновь включается основной фазовый дискриминатор и привод синхронизируется в соответствии с задатчиком скорости. Метки времени 4 имеют цену 0,1 сек.

#### Литература

1. Бертинов А. И. и Мизюрин С. Р., Система точной стабилизации скорости вращения двигателей постоянного тока, Труды сессии АН СССР по научным проблемам автоматизации производства, т. 5, Изд. АН СССР, 1957.
2. Шполянский В. А., Линейная теория прецизионного электропривода с опорными часами, Изв. АН СССР, Отделение технических наук, «Энергетика и автоматика», 1962, № 5.
3. Wilson R. G., Digital systems for speed control, «Automation», 1962, v. 9, № 9.
4. Мееров М. В., Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности, Физматгиз, 1959.
5. Основы автоматического регулирования, Под ред. В. В. Солодовникова, т. 1, гл. XXXIII, Машгиз, 1954.
6. Шэн К. Н., Синтез следящей системы с люфтом, стабилизируемой с помощью нелинейной обратной связи с ограничением по скорости, Труды 1-го Международного конгресса ИФАК, т. 1, Изд. АН СССР, 1961.
7. Mahalanabis A. K., On Stabilization of Feedback systems Affected by Hysteresis Nonlinearities, «Trans. AIEE», pt. II, (Applications and Industry), November, 1961.
8. Webb J. A., Unique Frequency Comparator Has Sense of Direction, «Electronics», v. 36, 1963, № 9.
9. Бровман Я. С., Регулируемые электроприводы тяжелых расточных станков, «Станки и инструмент», 1964, № 5.
10. Бровман Я. С., Кочубиевский Ф. Д. и Фельдман А. В., Усилители на полупроводниковых триодах в регулируемом электроприводе, «Электричество», 1962, № 5.

[20.2.1964]



УДК 621.3.013:621.689

## Магнитное поле плоского индукционного насоса

Кандидат техн. наук, доц. Н. М. ОХРЕМЕНКО

Ленинград

В плоских линейных индукционных насосах в большом немагнитном зазоре (рис. 1) размещается металлический канал II с расплавленным металлом III и слой теплоизоляции I. Такое заполнение зазора является типичным, хотя в ряде случаев может применяться керамический канал, либо отсутствовать слой теплоизоляции. При высоких температурах или большой агрессивности металла боковые короткозамыкающие шины в канале отсутствуют, что вызывает явление поперечного краевого эффекта.

Из-за большого немагнитного зазора и ограниченной ширины канала поле не является плоскопараллельным, имеются все три составляющие индукции, каждая из которых является функцией трех координат и времени.

Распределение магнитного поля в плоском насосе с учетом указанных элементов его конструкции и ограниченной ширины в достаточно строгой и общей форме еще не рассматривалось.

В работе [Л. 1] изучалось первичное магнитное поле индукторов бесконечно большой ширины. Было выявлено заметное ослабление рабочей составляющей индукции  $B_z$  в середине воздушного зазора по сравнению с ее величиной на поверхности индукторов, а также наличие значительной тангенциальной составляющей индукции  $B_x$ . При этом, естественно, не учитывалось наличие токов в жидком металле и стенках металлического канала. Последние обстоятельства принимались во внимание в [Л. 2], где оценивалось влияние вертикального поверхностного эффекта (по координате  $z$ ), но

не затрагивались вопросы о поперечном краевом эффекте и реакции вихревых токов. Теоретический анализ собственного поля индуцированных в металле токов [Л. 3] основывался на допущениях, что поле является плоскопараллельным, а металлические стенки канала отсутствуют. В этой работе был исследован поперечный краевой эффект, но не учитывалось влияние вертикального поверхностного эффекта.

Не является достаточно строгим и аналитическое решение задачи о пространственном распределении магнитного поля и поперечном краевом эффекте [Л. 4]. Здесь рассматривалась однослойная задача, на поверхностях индукторов ( $z = \pm \delta/2$ ) задавалась нормальная составляющая индукции, которая принималась постоянной вдоль оси  $Oy$ . Эта прямоугольная форма кривой индукции разлагалась в ряд Фурье, и учитывалась лишь основная его гармоника. Такой подход не позволил выявить реакцию вторичных токов на поле и достаточно точно оценить ослабление давления за счет поперечного краевого эффекта в случае высокой электропроводности перекачиваемого металла [Л. 5]. Таким образом, можно констатировать, что пространственная задача о распределении магнитного поля в плоском индукционном насосе при учете поперечного и вертикального поверхностных эффектов и реакции токов в жидком металле еще не решена.

Выяснить затронутые вопросы можно путем решения трехмерной задачи о распределении электромагнитного поля с учетом элементов реальной конструкции насоса, задавая на поверхности индукторов линейную токовую нагрузку. На граничных поверхностях индукторов можно задавать и другие характеристики поля, если они известны или могут считаться заданными, например, нормальную или тангенциальную составляющую индукции первичного поля. Однако в рассматриваемой задаче представляется предпочтительным задание линейной токовой нагрузки, так как оно позволяет выразить все интересующие нас величины через легко и точно измеряемый ток в обмотках индукторов. Ниже приводится это решение.

**Формулировка задачи.** Найдем распределение электромагнитного поля в немагнитном зазоре между сердечниками индукторов плоского индукционного насоса с двусторонней обмоткой ограниченной ширины (рис. 1). Задачу будем решать при следующих упрощающих предположениях:

- 1) размеры устройства в направлении  $Ox$  бесконечны, влияние продольного краевого эффекта не рассматривается, ширина канала  $2a$  равна ширине сердечника индуктора  $2c$ ;
- 2) магнитная проницаемость стали индукторов бесконечно велика, а их поверхности лишены пазов; во всех трех областях магнитная проницаемость одинакова и равна  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  гн/м, электропроводность областей  $I$  и  $II'$  равна нулю;
- 3) поверхности стенок канала, перпендикулярные  $Oy$ , являются изоляторами;
- 4) жидкий металл движется как твердое тело с постоянной скоростью  $v = v_x$ ;
- 5) обмотки индукторов создают только основную

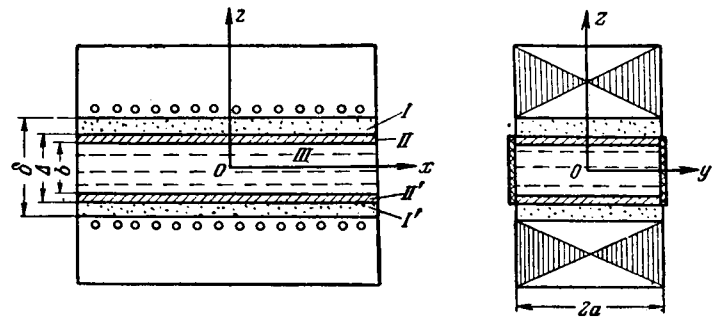


Рис. 1. Схема плоского индукционного насоса.

гармонику  $n$  с., а линейная нагрузка на границах индукторов ( $z = \pm \delta/2$ ;  $-a \leq y \leq a$ ) изменяется по закону:

$$A = A_m e^{j(\omega t - \alpha x)} = \sqrt{2} k_{об} A_1 e^{j(\omega t - \alpha x)}, \quad (1)$$

где  $k_{об}$  — обмоточный коэффициент для основной гармоники;

$A_1$  — действующее значение линейной нагрузки одного индуктора;

$\omega$  — угловая частота;

$\alpha = \frac{\pi}{\tau}$  ( $\tau$  — полюсное деление).

Наличие зубчатости индукторов впоследствии может быть учтено увеличением зазора до  $\delta' = k_\delta \delta$ , где  $k_\delta$  — коэффициент зазора, обусловленный наличием пазов.

В соответствии с допущением 2 можно считать, что амплитуда поверхностной плотности тока, отождествляемая нами с линейной токовой нагрузкой, в направлении  $Oy$  имеет прямоугольную форму. На ширине индуктора она постоянна и равна  $A_m$ , на краях ( $y = \pm a$ ) изменяется скачком от  $A_m$  до нуля, а при  $|y| > a$  равна нулю. Для упрощения решения полагаем, что и напряженность магнитного поля в областях  $|y| > a$  равна нулю, так как там отсутствует поверхностная плотность тока. В действительности, поле распространяется и в эти зоны. Оно влияет на поле в рассматриваемой области  $|y| \leq a$ . Сказывается еще и влияние лобовых частей обмотки индуктора. Поэтому, строго говоря, следовало бы также рассматривать и решать уравнения поля и для областей  $|y| > a$ . Однако опытные данные показывают, что относительная интенсивность поля в зонах  $|y| > a$  и, следовательно, степень его влияния на изучаемое поле очень мала.

В силу симметрии устройства относительно плоскости  $xOy$  будем рассматривать лишь пространство  $z > 0$ . Из-за того, что области  $I$  и  $I'$ ,  $II$  и  $II''$  не являются односвязными, функциональные зависимости для электромагнитных величин в областях  $I$  и  $I'$ ,  $II$  и  $II''$  будут различными. Отыскание напряженностей магнитного поля  $H^i$  и плотностей тока  $\delta^i$ , где  $i = I, II, III$ , сводится к решению системы уравнений Максвелла для медленно движущихся проводящих сред. Оно выполнено в приложении.

**Анализ решения.** Наибольший интерес представляет анализ зависимостей для составляющих индукции магнитного поля в области теплоизоляции

или воздушного зазора *I* и в жидком металле *III*. Первые обуславливают э. д. с., индуктирующиеся в обмотках индуктора, вторые — развиваемые в металле усилия. Выписываемые ниже выражения взяты из приложения и определяют комплексные амплитуды результирующего магнитного поля в областях *I* и *III*:

$$\left. \begin{aligned} \dot{B}_x^I &= j\alpha\mu_0 \sum_{\nu=0}^{\infty} (C_{\nu} \operatorname{ch} \gamma_{\nu} z + D_{\nu} \operatorname{sh} \gamma_{\nu} z) \cos \beta_{\nu} y, \\ \dot{B}_y^I &= \mu_0 \sum_{\nu=0}^{\infty} \beta_{\nu} (C_{\nu} \operatorname{ch} \gamma_{\nu} z + D_{\nu} \operatorname{sh} \gamma_{\nu} z) \sin \beta_{\nu} y, \\ \dot{B}_z^I &= -\mu_0 \sum_{\nu=0}^{\infty} \gamma_{\nu} (C_{\nu} \operatorname{sh} \gamma_{\nu} z + D_{\nu} \operatorname{ch} \gamma_{\nu} z) \cos \beta_{\nu} y, \\ \dot{B}_x^{III} &= j\alpha\nu_0 \sum_{\nu=0}^{\infty} G_{\nu} \operatorname{sh} \lambda_{\nu} z \cos \beta_{\nu} y, \\ \dot{B}_y^{III} &= \nu_0 \sum_{\nu=0}^{\infty} \beta_{\nu} G_{\nu} \operatorname{sh} \lambda_{\nu} z \sin \beta_{\nu} y, \\ \dot{B}_z^{III} &= -\mu_0 \sum_{\nu=0}^{\infty} \frac{\gamma_{\nu}^2}{\lambda_{\nu}} G_{\nu} \operatorname{ch} \lambda_{\nu} z \cos \beta_{\nu} y, \end{aligned} \right\} (2)$$

где  $\beta_{\nu} = \frac{2\nu+1}{2a} \pi$ ;  $\gamma_{\nu}^2 = \alpha^2 + \beta_{\nu}^2$ ;  $\lambda_{\nu}^2 = \gamma_{\nu}^2 + j\mu_0 \sigma \omega s$ ; (3)

$\sigma$  — электропроводность жидкого металла;  
 $s$  — среднее скольжение.

Постоянные  $C_{\nu}$ ,  $D_{\nu}$  даны в приложении, а  $G_{\nu}$  определяется выражением:

$$G_{\nu} = \frac{-j4(-1)^{\nu} \eta_{\nu} \lambda_{\nu} A_m}{\pi(2\nu+1) \alpha \operatorname{ch} \gamma_{\nu} \frac{\delta-\Delta}{2} \operatorname{ch} \eta_{\nu} \frac{\Delta-b}{2} \operatorname{ch} \lambda_{\nu} \frac{b}{2} \left[ \eta_{\nu} \left( \eta_{\nu} \operatorname{th} \eta_{\nu} \frac{\Delta-b}{2} + \lambda_{\nu} \operatorname{th} \lambda_{\nu} \frac{b}{2} \right) + \gamma_{\nu} \operatorname{th} \gamma_{\nu} \frac{\delta-\Delta}{2} \left( \eta_{\nu} + \lambda_{\nu} \operatorname{th} \lambda_{\nu} \frac{b}{2} \operatorname{th} \eta_{\nu} \frac{\Delta-b}{2} \right) \right]} (4)$$

Здесь

$$\eta_{\nu}^2 = \gamma_{\nu}^2 + j\mu_0 \sigma_{\kappa} \omega, (5)$$

$\sigma_{\kappa}$  — электропроводность стенок канала.

Размеры  $b$ ,  $\Delta$  и  $\delta$  приведены на рис. 1.

Зависимости (2) справедливы в интервале  $-a \leq y \leq a$ .

1. Проанализируем вначале полученные общие выражения для простейшего случая, когда жидкий металл заполняет весь зазор, а поперечный краевой эффект отсутствует. Это соответствует либо наличию по бокам канала ( $y = \pm a$ ) сверхпроводящих полос, либо бесконечно большой ширине индуктора и канала. Положив в выражениях (2)–(5)  $a = \infty$ ,  $\sigma_{\kappa} = \sigma$  и  $b = \Delta = \delta$ , найдем, что  $\beta_{\nu} = 0$ ,  $\gamma_{\nu} = \alpha$ ,  $\eta_{\nu} = \lambda_{\nu} = \lambda_0$  и

$$\dot{B}_x^{III} = \dot{B}_{xm}^{III} \frac{\operatorname{sh} \lambda_0 z}{\operatorname{sh} \frac{\lambda_0 \delta}{2}}, \dot{B}_y^{III} = 0, \dot{B}_z^{III} = \dot{B}_{zm}^{III} \frac{\operatorname{ch} \lambda_0 z}{\operatorname{ch} \frac{\lambda_0 \delta}{2}}, (6)$$

где

$$\dot{B}_{xm}^{III} = \dot{B}_{xm}^I = \mu_0 A_m, \dot{B}_{zm}^{III} = \dot{B}_{zm}^I = \frac{j\mu_0 A_m}{\operatorname{th} \frac{\lambda_0 \delta}{2}} \frac{\alpha}{\lambda_0}$$

представляют амплитудные значения соответствующих составляющих индукции на поверхности жидкого металла, которая в данном случае совпадает с поверхностью индуктора.

При идеальном холостом ходе, когда металл и токи в рассматриваемой области отсутствуют, тангенциальная составляющая индукции на поверхности ( $z = \delta/2$ ) при постоянстве токовой нагрузки индукторов остается такой же, как и при нагрузке, а нормальная составляющая равна

$$\dot{B}_{zm0} = \dot{B}_{zm}^I = \dot{B}_{zm}^{III} = \frac{\mu_0 A_m}{\operatorname{th} \frac{\alpha \delta}{2}} e^{j \frac{\pi}{2}} (7)$$

Амплитуда индукции при холостом ходе

$$\dot{B}_0 = \sqrt{\dot{B}_{x0}^2 + \dot{B}_{z0}^2} = \frac{j\mu_0 A_m}{\operatorname{sh} \frac{\alpha \delta}{2}}$$

не зависит от координаты  $z$ .

Целесообразно ввести коэффициент размагничивания или реакции вторичных токов, равный отношению нормальных составляющих индукции на поверхности индуктора при рабочем режиме и идеальном холостом ходе для неизменной токовой нагрузки индукторов:

$$\dot{k}_r = \frac{\dot{B}_{zm}^I}{\dot{B}_{zm0}^I} \Big|_{A_m = \text{const}} = k_r e^{-j\theta} (8)$$

Для рассматриваемого случая он равен

$$\dot{k}_r = \frac{\alpha}{\lambda_0} \frac{\operatorname{th} \frac{\alpha \delta}{2}}{\operatorname{th} \lambda_0 \frac{\delta}{2}} (9)$$

Используем для представления комплексной величины  $\lambda_0$ , определяемой последним из равенств (3) для случая  $a = \infty$ , те же обозначения, что и в [Л.3]:

$$\lambda_0^2 = \alpha^2 (1 + j\epsilon_0), (10)$$

где

$$\epsilon_0 = \frac{\mu_0 \sigma \omega s \tau^2}{\pi^2}, (11)$$

$$\lambda_0 = \alpha (m + jn), (12)$$

причем

$$m = \frac{\sqrt{1 + \sqrt{1 + \epsilon_0^2}}}{\sqrt{2}}; \quad n = \frac{\sqrt{-1 + \sqrt{1 + \epsilon_0^2}}}{\sqrt{2}} (13)$$

Используя эти обозначения, можно представить модуль и аргумент коэффициента реакции роторных токов в виде

$$k_r = \frac{\operatorname{th} \frac{\alpha \delta}{2}}{\sqrt{1 + \epsilon_0}} \sqrt{\frac{\operatorname{ch} \alpha m \delta + \cos \alpha n \delta}{\operatorname{ch} \alpha m \delta - \cos \alpha n \delta}}, (14)$$

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{n \operatorname{sh} am\delta + m \sin an\delta}{m \operatorname{sh} am\delta - n \sin an\delta}. \quad (15)$$

При сравнительно небольших зазорах и малых величинах  $\frac{a\delta}{2}$ ,  $am\delta$  и  $an\delta$ , когда тригонометрические и гиперболические функции можно заменить их значениями при малых аргументах, вместо (9), (14) и (15) получим:

$$k_r = \frac{1}{1 + j\epsilon_0}; \quad k_r = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon_0^2}}; \quad \operatorname{tg} \theta = \epsilon_0. \quad (16)$$

Обозначим это частное значение угла  $\theta$  через  $\psi$ . Тогда

$$\operatorname{tg} \psi = \epsilon_0, \quad (17)$$

$$\cos \psi = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon_0^2}}. \quad (18)$$

Если потребовать, чтобы при переходе от холостого хода к рабочему режиму оставались неизменными рабочая составляющая индукции на поверхности индуктора  $B_{zm}^1$ , потери мощности в обмотках индуктора и в стали его сердечника, то коэффициент размагничивания можно представить в виде

$$k_r = \left. \frac{I_0}{I} \right|_{B_{zm}^1 = \text{const}} = k_r e^{-j\theta}, \quad (19)$$

где  $I_0$  и  $I$  — фазные токи в обмотках индуктора при холостом ходе и нагрузке.

Формула (19) дает возможность вычислить приращение тока в обмотках индуктора и изменение его фазы при переходе от холостого хода к нагрузке. При этом явлен простой физический смысл угла  $\theta$ , который является углом сдвига фаз между токами в обмотке индуктора при нагрузке и холостом ходе, если нормальная составляющая индукции на поверхности индукторов и потери мощности остаются неизменными. Величина нагрузки определяется параметром  $\epsilon_0$  по выражению (11). На рис. 2,а в соответствии с равенством (19) представлена векторная диаграмма токов индукционного насоса. При учете затухания поля по высоте канала треугольник токов  $OAB$ , как и у асинхронных двигателей, является косоугольным, а угол  $\psi_2$ , обусловленный индуктивным сопротивлением жидкого металла, получается отличным от нуля. Из диаграммы получаем:

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{OC - OA}{BC} = \frac{\cos \theta - k_r}{\sin \theta},$$

а после учета зависимостей (14) и (15) найдем

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{m \operatorname{sh} am\delta - n \sin an\delta - \operatorname{th} \frac{a\delta}{2} (\operatorname{ch} am\delta + \cos an\delta)}{n \operatorname{sh} am\delta + m \sin an\delta}. \quad (20)$$

Легко убедиться, что при малых значениях  $\frac{a\delta}{2}$ ,  $am\delta$  и  $an\delta$  формула (20) дает  $\psi_2 = 0$ . В этом случае на основании (17) и рис. 2,б параметр  $\epsilon_0$  может рассматриваться как отношение приведенного значения

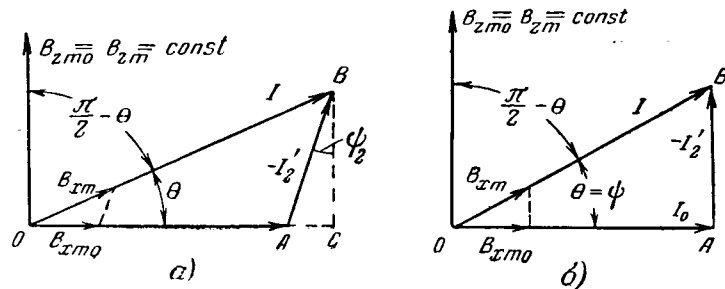


Рис. 2. Векторные диаграммы плоского индукционного насоса. а — при учете вертикального поверхностного либо поперечного краевого эффектов; б — при отсутствии этих эффектов.

вторичного тока, который является теперь чисто активным, к току холостого хода:

$$\epsilon_0 = \frac{I_2'}{I_0}. \quad (21)$$

Соотношения (17) и (18) были получены А. И. Вольдеком [Л. 3] на основе решения упрощенной системы уравнений Максвелла, непосредственно описывающей плоскостное поле индуктированных в жидком металле токов. Смысл, придаваемый величине (18), в настоящей работе и в [Л. 3] существенно различен. Как было показано выше, формула (18) представляет упрощенное выражение модуля коэффициента реакции вторичных токов (14), а его аргумент — угол  $\theta$ , в данном случае равный  $\psi$ , является как и в [Л. 3] углом между  $B_{zm0}^1$  и  $B_{zm}^1$ , но в то же время и углом сдвига фаз между токами индуктора при нагрузке и холостом ходе. С ростом  $\epsilon_0$  и уменьшением  $k_r = \cos \psi$  увеличивается отношение (21), повышается коэффициент мощности насоса и его эффективность.

2. При конечной ширине канала и индуктора ( $a \neq \infty$ ) составляющие индукции описываются выражениями (2) в виде бесконечных знакопередающихся рядов. Мы осуществим суммирование этих рядов для случая относительно небольшого зазора  $\delta$ , когда изменением рабочей составляющей индукции по его высоте можно пренебречь.

Если заменить в равенствах (2) и (4) гиперболические функции их значениями при малых аргументах и отбросить в полученных выражениях члены третьего порядка, то рабочая составляющая индукции при любом  $z$  будет представляться рядом

$$B_z = B_{zm0} \frac{4}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} \frac{(-1)^v}{(2v+1)} \frac{\alpha^2 + \beta_v^2}{\lambda^2 + \beta_v^2} \cos \beta_v y, \quad (22)$$

$$\text{где} \quad \lambda^2 = \alpha^2 (1 + j\epsilon), \quad (23)$$

$$\epsilon = \frac{\mu_0 \omega^2 [\sigma_s b + \sigma_k (\Delta - b)]}{\pi^2 \delta'}, \quad (24)$$

а знак области III у  $B_z$  опущен.

Формула (24) может рассматриваться как общее выражение параметра  $\epsilon$  при относительно малых величинах  $\delta$ , из которого получаются частные значения  $\epsilon_0$  и  $\epsilon_0 \frac{\Delta}{\delta'}$ . Зубчатость индукторов в нем учтена заменой реальной величины зазора  $\delta$  эквива-

лентной  $\delta' = k_0 \delta$ . Заметим, что если воспользоваться зависимостью (1.5) в [Л. 6] для определения  $\epsilon$  по выражению (21), то получим формулу (24).

Можно показать, что ряд (22) сводится к зависимости

$$\dot{B}_z = \dot{B}_{z0} \frac{1}{1 + j\epsilon} \left( 1 + j\epsilon \frac{\text{ch } \lambda y}{\text{ch } \lambda a} \right). \quad (25)$$

Соотношение, аналогичное формуле (25), было получено И. А. Вевюрко [Л. 7] при анализе магнитного поля асинхронного двигателя с полым ротором. При ограниченной ширине канала и индуктора коэффициент размагничивания будет функцией координаты  $y$ :

$$k_r = \frac{\dot{B}_{zm}}{\dot{B}_{z0}} \Big|_{A_m = \text{const}} = \frac{1}{1 + j\epsilon} \left( 1 + j\epsilon \frac{\text{ch } \lambda y}{\text{ch } \lambda a} \right). \quad (26)$$

На рис. 3 сплошными линиями проведены графики изменения его модуля и аргумента, построенные по выражению (26) для  $a/\tau = 0,6$  и  $\epsilon = 1,92$ . Там же нанесены опытные точки, полученные путем измерения индукции катушкой — зондом при размещении в зазоре между индукторами латунной пластины толщиной 3,45 мм. Величина зазора равнялась 14,5 мм.

По краям индуктора ( $y = \pm a$ ) индукция сохраняет то же значение (7), что и при холостом ходе и неизменном токе статора. По мере приближения к оси канала ( $y = 0$ ) амплитуда нормальной составляющей индукции все более уменьшается по абсолютной величине и отстает по фазе от ее значения на краях индуктора. С уменьшением отношения  $\Delta/\delta'$ , как это следует из (24) и (26), искажение результирующего поля ослабляется благодаря выравнивающему действию большого воздушного зазора.

Электродвижущая сила и ток в обмотке статора определяются средним амплитудным значением индукции в воздушном зазоре, которое может быть найдено путем интегрирования выражения (25):

$$\dot{B}_{zcv} = \frac{1}{2a} \int_{-a}^a \dot{B}_z dy = \frac{\dot{B}_{z0}}{1 + j\epsilon} \left( 1 + j\epsilon \frac{\text{th } \lambda a}{\lambda a} \right). \quad (27)$$

Формулы (25) и (27) совпадают с выражениями для радиальной составляющей индукции в воздушном зазоре асинхронного двигателя с массивным ротором ограниченной длины, которые были получены И. С. Бруком [Л. 8]. Среднее значение коэффициента размагничивания в соответствии с (27) будет равно

$$k_r = \frac{1}{1 + j\epsilon} \left( 1 + j\epsilon \frac{\text{th } \lambda a}{\lambda a} \right), \quad (28)$$

а его модуль и аргумент выражаются следующим образом:

$$k_r = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}} \sqrt{1 + \frac{\epsilon^2 (\text{ch } 2m\xi - \cos 2n\xi) + 2\epsilon\xi (n \text{ sh } 2m\xi - m \sin 2n\xi)}{\xi^2 \sqrt{1 + \epsilon^2} (\text{sh } 2m\xi + \cos 2n\xi)}}, \quad (29)$$

$$\text{tg } \theta = \epsilon \frac{\xi \sqrt{1 + \epsilon^2} (\text{ct } 2m\xi + \cos 2n\xi) + (\epsilon r - m) \text{ sh } 2m\xi - (\epsilon m + n) \sin 2n\xi}{\xi \sqrt{1 + \epsilon^2} (\text{ch } 2m\xi + \cos 2n\xi) + \epsilon (\epsilon m + n) \text{ ch } 2m\xi + \epsilon (\epsilon n - m) \sin 2n\xi}. \quad (30)$$

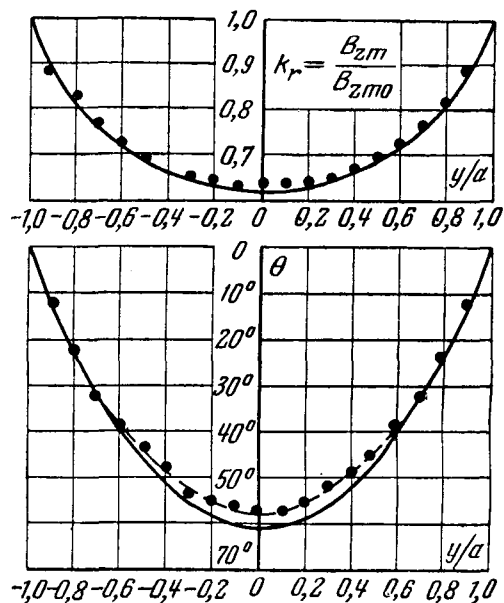


Рис. 3. Изменение модуля и фазы рабочей составляющей индукции при нагрузке.

Здесь  $\xi = \frac{\pi a}{\tau}$ , а  $m$  и  $n$  определяются выражениями (13) при замене в них  $\epsilon_0$  на  $\epsilon$  по формуле (24).

На рис. 4 приведены зависимости модуля и аргумента коэффициента реакции вторичных токов от  $a/\tau$  и  $\epsilon$ , построенные в соответствии с соотношениями (29), (30).

Составляющая индукции по  $\theta x$  при ограниченной ширине канала и  $b = \Delta = \delta$  описывается выражением:

$$\dot{B}_x = \mu_0 A_m \frac{4}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} \frac{(-1)^v}{2v+1} \frac{\text{sh } \lambda_v z}{\text{sh } \frac{\lambda_v \delta}{2}} \cos \beta_v y \quad (-a \leq y \leq a), \quad (31)$$

а при относительно малых зазорах и аргументах  $\frac{\lambda_v \delta}{2}$

$$\dot{B}_x = \mu_0 A_m \frac{2z^4}{\delta \pi} \sum_{v=0}^{\infty} \frac{(-1)^v}{2v+1} \cos \beta_v y = 2\mu_0 A_m \frac{z}{\delta} \quad (-a \leq y \leq a). \quad (32)$$

Таким образом, при относительно малых зазорах  $\dot{B}_x$  не зависит от  $y$  и сохраняется линейное рас-

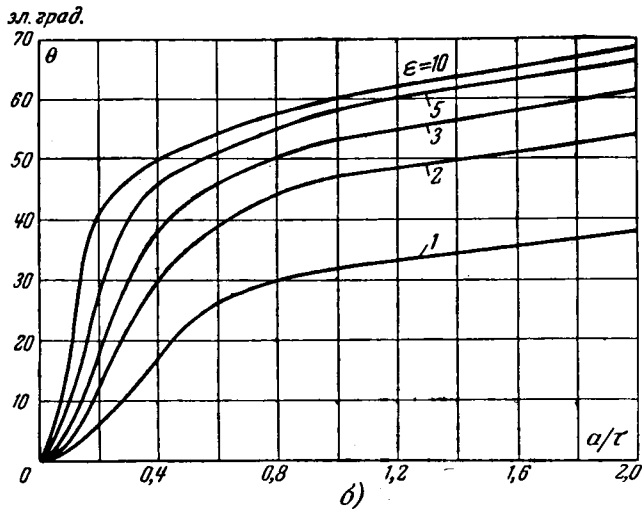
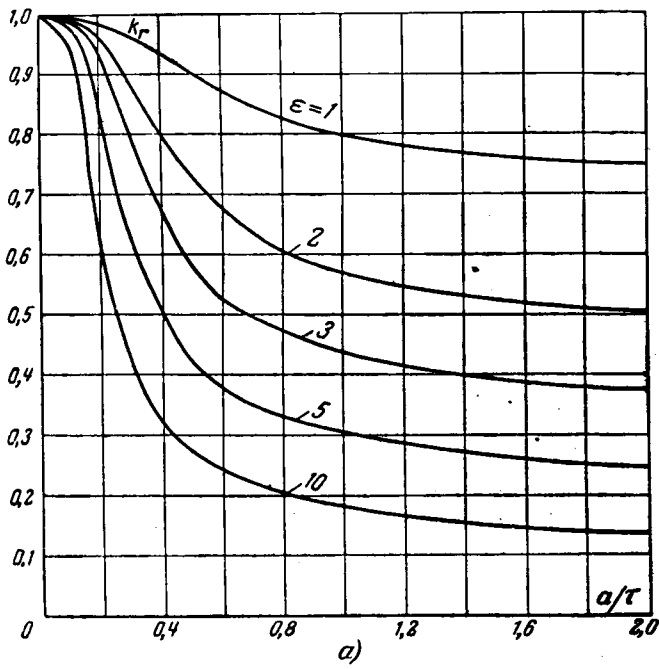


Рис. 4. Кривые модуля (а) и аргумента (б) коэффициента размагничивания.

пределение этой составляющей индукции по координате  $z$ , как и при бесконечно широком канале.

Составляющая индукции по  $Oy$  при малых зазорах равна

$$\dot{B}_y = -j\mu_0 A_m \frac{z}{\delta} \frac{\tau}{a} \frac{4}{\pi} \sum_{v=0}^{\infty} (-1)^v \sin \beta_v y \quad (33)$$

$(-a < y < a)$ .

Ряд, входящий в выражение (33), может быть получен дифференцированием по  $y$  ряда, который входит в формулу (32) и сумма которого не зависит от  $y$ . Отсюда следует, что составляющая индукции  $B_y$  должна обращаться в нуль на всей ширине индуктора и канала за исключением краев ( $y = \pm a$ ). Последние являются особыми точками, ряд (33) в них

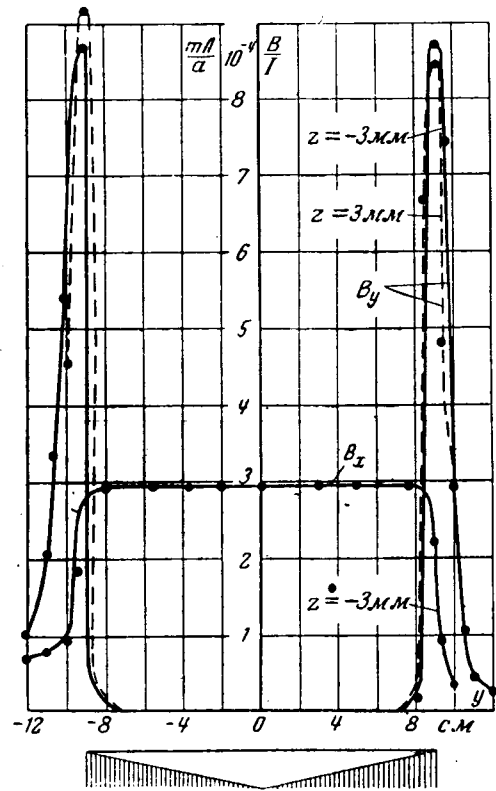


Рис. 5. Распределение тангенциальных составляющих индукции по ширине индуктора (23-й зубец).

расходится, и следует ожидать возрастания  $\dot{B}_y$  на краях индуктора.

На рис. 5 приведены опытные графики  $B_x(y)$  и  $B_y(y)$ , полученные при  $\delta = 14,5$  мм для плоского индукционного насоса мощностью 80 ква. Они подтверждают правильность зависимостей (32) и (33). Относительная величина составляющих  $B_x$  и  $B_y$  по отношению к  $B_{zm}$  ср при малых зазорах невелика, но возрастает с увеличением  $\lambda$  и  $\delta$ .

Упрощенные соотношения (25), (32) и (33) не удовлетворяют, естественно, условию  $\text{div } \mathbf{B} = 0$ , однако это не имеет существенного значения.

3. При относительно больших неферромагнитном зазоре  $\delta$  и толщине слоя металла  $b$ , высокой его проводимости, либо повышенной частоте, наряду с поперечным поверхностным эффектом, приводящем к искажению поля по координате  $y$ , становится ощутимым вертикальный поверхностный эффект, искажающий поле по координате  $z$ . Эти эффекты взаимосвязаны и вместе с реакцией индуктированных токов представляют одно явление. Взаимная их обусловленность выражается в невозможности представления составляющих индукций (2) в виде произведения двух независимых функций лишь одной координаты. Поэтому разделение и точный учет каждого из эффектов встречается непреодолимые трудности. В рассматриваемом случае следует использовать общиe зависимости (2). Если, например, для  $B_z^I$  использовать лишь первые слагаемые рядов (2), то для коэффициента размагничивания можно получить следующее приближенное выражение:

$$k_r \approx \text{th } \gamma \frac{\delta}{2} \cdot \frac{\eta \text{ th } \gamma \frac{\delta - \Delta}{2} \left( \eta \text{ th } \eta \frac{\Delta - b}{2} + \lambda \text{ th } \lambda \frac{b}{2} \right) + \gamma \left( \eta + \lambda \text{ th } \lambda \frac{b}{2} \text{ th } \eta \frac{\Delta - b}{2} \right)}{\eta \left( \eta \text{ th } \eta \frac{\Delta - b}{2} + \lambda \text{ th } \lambda \frac{b}{2} \right) + \gamma \text{ th } \gamma \frac{\delta - \Delta}{2} \left( \eta + \lambda \text{ th } \lambda \frac{b}{2} \text{ th } \eta \frac{\Delta - b}{2} \right)}. \quad (34)$$

Здесь параметры  $\gamma$ ,  $\lambda$  и  $\eta$  определяются равенствами (3) и (5) при  $\nu=0$ .

Последнее из равенств (2) позволяет установить глубину проникновения  $h$  бегущего магнитного поля в металл при наличии поперечного краевого эффекта. Используя только первую гармонику ряда, получим:

$$h = \sqrt{\frac{2}{\alpha^2 + \beta^2 + \sqrt{(\alpha^2 + \beta^2)^2 + (\mu_0 \sigma \omega s)^2}}}; \quad \beta = \frac{\pi}{2a}. \quad (35)$$

Уменьшение ширины индуктора и канала (2а) приводит к уменьшению глубины проникновения бегущего поля. Это означает, что поперечный краевой эффект может заметно усилить неблагоприятное влияние вертикального поверхностного эффекта.

Для установления области применения упрощенных формул (22)—(33) и общих выражений (2) между индукторами упомянутого выше насоса размещались металлические пластины из нержавеющей стали, латуни, алюминия и меди и измерялись величина и фаза э. д. с. в измерительной рамке, охватывавшей один полюс в центре индуктора. По данным опытов для  $\epsilon=0,4-34$  определялись модули и аргументы коэффициента размагничивания, которые затем сравнивались с их теоретическими значениями. Было установлено, что использование графиков на рис. 4 или упрощенных формул (29), (30) приводит к погрешностям не более 10—15%, если  $b/2h < 0,2$ . При больших значениях этого параметра погрешности прогрессивно возрастают и становится необходимым использование 10—15 членов рядов (2).

При современных возможностях использования вычислительных машин можно осуществить достаточно точные расчеты, учитывая и большее, чем это было возможно раньше, количество слагаемых этих рядов.

**Заключение.** Результаты решения пространственной задачи о распределении магнитного поля и индуктированных токов в плоском индукционном насосе с учетом наличия металлических стенок канала и слоя теплоизоляции позволяют с большой точностью учесть одновременное действие поперечного краевого и вертикального поверхностного эффектов, а также реакцию вторичных токов. Установленные выше теоретические зависимости вполне соответствуют полученным экспериментальным данным. Они могут быть положены в основу анализа, н. с., развиваемых в металле усилий, энергетических соотношений и параметров канала с жидким металлом.

**Приложение. Основные уравнения и их решение.** Запишем систему уравнений Максвелла и закон Ома для медленно движущихся проводящих изотропных сред, пренебрегая токами смещения:

$$\left. \begin{aligned} \text{rot } \mathbf{H}^i &= \delta^i; \quad \text{rot } \mathbf{E}^i = -\mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}^i}{\partial t}; \quad \text{div } \mathbf{H}^i = 0; \\ \delta^i &= \sigma^i (\mathbf{E}^i + \mu_0 [\mathbf{v}^i \mathbf{H}^i]); \quad \mathbf{v}^i = \mu_0 \mathbf{H}^i \\ & \quad (i = I, II, III). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П.1})$$

Вынуждающее поле изменяется во времени и по оси  $Ox$  синусоидально. Поэтому все электромагнитные величины можно выразить в символической форме, например,  $H_n^i = \dot{H}_n^i(y, z) e^{j(\omega t - \alpha x)}$ , где комплексная амплитуда  $\dot{H}_n^i$  является функцией только  $y$  и  $z$ , а  $n = x, y, z$ . Линейная нагрузка на поверхности индуктора ( $z = \delta/2$ ) может быть представлена в виде ряда Фурье с периодом  $2a$ :

$$A_m = A_m \frac{4}{\pi} \sum_{\nu=0}^{\infty} \frac{(-1)^\nu}{2\nu+1} \cos \frac{(2\nu+1)\pi}{2a} y \quad (-a \leq y \leq a).$$

Система уравнений (П.1) должна быть решена для каждой из областей  $I, II, III$ . Граничные условия следующие:

- 1) на поверхности индуктора ( $z = \delta/2$ ) тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля  $H_x^I$  равна линейной токовой нагрузке  $A$ ;
- 2) тангенциальные и нормальные составляющие напряженности магнитного поля на границах двух областей ( $z = \Delta/2$  и  $z = b/2$ ) непрерывны;
- 3) тангенциальные составляющие магнитного поля при  $z = 0$  равны нулю;
- 4) на границе канала и жидкого металла ( $z = b/2$ ) напряженность электрического поля не изменяется, если жидкий металл неподвижен, т. е.

$$\frac{\delta_x^{II}}{\sigma^{II}} = \frac{\delta_x^{III}}{\sigma^{III}}, \quad \frac{\delta_y^{II}}{\sigma^{II}} = \frac{\delta_y^{III}}{\sigma^{III}}. \quad (\text{П.2})$$

В области теплоизоляции  $I$  проводимость  $\sigma^I = 0$ , поле безвихревое, и система (П.1) сводится к уравнению Лапласа для скалярного магнитного потенциала  $\Omega$ :

$$\nabla^2 \Omega = 0, \quad (\text{П.3})$$

причем

$$\mathbf{H}^I = -\nabla \Omega.$$

Решение ищем в виде

$$\Omega = \dot{\Omega}(y, z) e^{j(\omega t - \alpha x)}.$$

Подстановка этого выражения в уравнение (П.3) дает

$$-\alpha^2 \dot{\Omega} + \frac{\partial^2 \dot{\Omega}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \dot{\Omega}}{\partial z^2} = 0.$$

Решая последнее уравнение методом Фурье, найдем его общее решение в виде ряда

$$\dot{\Omega} = \sum_{\nu=0}^{\infty} (A_\nu \cos \beta_\nu y + B_\nu \sin \beta_\nu y) (C_\nu \text{ ch } \gamma_\nu z + D_\nu \text{ sh } \gamma_\nu z),$$

причем

$$\gamma_\nu^2 = \alpha^2 + \beta_\nu^2.$$

Постоянные интегрирования  $A_\nu, B_\nu, C_\nu, D_\nu, \beta_\nu$  подлежат определению из граничных условий. Из рассмотрения первого из них

$$H_x^I = -\frac{\partial \Omega}{\partial x} = A \quad \text{при } z = \frac{\delta}{2}$$

непосредственно следует, что  $A_\nu = 1, B_\nu = 0$  и

$$\beta_\nu = \frac{2\nu+1}{2a} \pi.$$



Тогда

$$\dot{\Omega} = \sum_{v=0}^{\infty} \left( C_v \operatorname{ch} \gamma_v \frac{\delta}{2} + D_v \operatorname{sh} \gamma_v \frac{\delta}{2} \right) \cos^2 \beta_v y$$

и для определения постоянных имеем равенство

$$j\alpha \left( C_v \operatorname{ch} \gamma_v \frac{\delta}{2} + D_v \operatorname{sh} \gamma_v \frac{\delta}{2} \right) = \frac{4(-1)^v}{\pi(2v+1)} A_m. \quad (\text{П.4})$$

Комплексные амплитуды напряженности поля в области I:

$$\left. \begin{aligned} H_x^I &= \sum_{v=0}^{\infty} j\alpha (C_v \operatorname{ch} \gamma_v z + D_v \operatorname{sh} \gamma_v z) \cos \beta_v y, \\ H_y^I &= -\frac{\partial \dot{\Omega}}{\partial y} = \sum_{v=0}^{\infty} \beta_v (C_v \operatorname{ch} \gamma_v z + D_v \operatorname{sh} \gamma_v z) \sin \beta_v y, \\ H_z^I &= -\frac{\partial \dot{\Omega}}{\partial z} = -\sum_{v=0}^{\infty} \gamma_v (C_v \operatorname{sh} \gamma_v z + D_v \operatorname{ch} \gamma_v z) \cos \beta_v y, \end{aligned} \right\} (\text{П.5})$$

( $-a \leq y \leq a$ ).

Можно показать, что для области I' условие

$$-H_x^{I'} = A \text{ при } z = -\frac{\delta}{2}$$

приводит к соотношениям  $C'_v = -C_v$ ,  $D'_v = D_v$ .

В областях II и III при переходе к символическому методу магнитное поле описывается уравнениями [Л. 4]:

$$\nabla^2 H_n^{II}(y, z) = j\mu_0 \sigma_k \omega H_n^{II}(y, z),$$

$$\nabla^2 H_n^{III}(y, z) = j\mu_0 \sigma \omega s H_n^{III}(y, z) \quad (n = x, y, z),$$

где  $\sigma_k = \sigma^{II}$  и  $\sigma = \sigma^{III}$  — проводимости стенок канала и жидкого металла;

$s$  — среднее скольжение жидкого металла.

Решая эти уравнения тем же методом и учитывая, что заданная линейная нагрузка является четной функцией  $y$ , получим выражения для амплитуд, составляющих напряженности магнитного поля в стенках канала:

$$\left. \begin{aligned} H_x^{II} &= \sum_{v=0}^{\infty} (K_{xv} \operatorname{ch} \eta_v z + L_{xv} \operatorname{sh} \eta_v z) \cos \beta_v y, \\ H_y^{II} &= \sum_{v=0}^{\infty} (K_{yv} \operatorname{ch} \eta_v z + L_{yv} \operatorname{sh} \eta_v z) \sin \beta_v y, \\ H_z^{II} &= \sum_{v=0}^{\infty} (K_{zv} \operatorname{ch} \eta_v z + L_{zv} \operatorname{sh} \eta_v z) \cos \beta_v y, \end{aligned} \right\} (\text{П.6})$$

( $-a \leq y \leq a$ ).

где

$$\eta_v^2 = \gamma_v^2 + j\mu_0 \sigma_k \omega z,$$

и для напряженности в области жидкого металла:

$$\left. \begin{aligned} H_x^{III} &= \sum_{v=0}^{\infty} (M_{xv} \operatorname{ch} \lambda_v z + N_{xv} \operatorname{sh} \lambda_v z) \cos \beta_v y, \\ H_y^{III} &= \sum_{v=0}^{\infty} (M_{yv} \operatorname{ch} \lambda_v z + N_{yv} \operatorname{sh} \lambda_v z) \sin \beta_v y, \\ H_z^{III} &= \sum_{v=0}^{\infty} (M_{zv} \operatorname{ch} \lambda_v z + N_{zv} \operatorname{sh} \lambda_v z) \cos \beta_v y, \end{aligned} \right\} (\text{П.7})$$

( $-a \leq y \leq a$ ).

где

$$\lambda_v^2 = \gamma_v^2 + j\mu_0 \sigma \omega s.$$

Выражения (П.5), (П.6) и (П.7) содержат 14 неизвестных констант. Для их определения используем граничные условия и уравнения  $\operatorname{div} \mathbf{H}^i = 0$ . При  $z = \frac{\Delta}{2}$ :

$$j\alpha \left( C_v \operatorname{ch} \gamma_v \frac{\Delta}{2} + D_v \operatorname{sh} \gamma_v \frac{\Delta}{2} \right) = K_{xv} \operatorname{ch} \eta_v \frac{\Delta}{2} + L_{xv} \operatorname{sh} \eta_v \frac{\Delta}{2}, \quad (\text{П.8})$$

$$\beta_v \left( C_v \operatorname{ch} \gamma_v \frac{\Delta}{2} + D_v \operatorname{sh} \gamma_v \frac{\Delta}{2} \right) = K_{yv} \operatorname{ch} \eta_v \frac{\Delta}{2} + L_{yv} \operatorname{sh} \eta_v \frac{\Delta}{2}, \quad (\text{П.9})$$

$$-\gamma_v \left( C_v \operatorname{sh} \gamma_v \frac{\Delta}{2} + D_v \operatorname{ch} \gamma_v \frac{\Delta}{2} \right) = K_{zv} \operatorname{ch} \eta_v \frac{\Delta}{2} + L_{zv} \operatorname{sh} \eta_v \frac{\Delta}{2}. \quad (\text{П.10})$$

При  $z=0$  из третьего граничного условия находим  $M_{xv} = M_{yv} = 0$ . Из условия  $\operatorname{div} \mathbf{H}^{III}$  найдем  $N_{zv} = 0$ , а также

$$M_{zv} = \frac{1}{\lambda_v} (j\alpha N_{xv} - \beta_v N_{yv}). \quad (\text{П.11})$$

При  $z = \frac{b}{2}$  имеем:

$$K_{xv} \operatorname{ch} \eta_v \frac{b}{2} + L_{xv} \operatorname{sh} \eta_v \frac{b}{2} = N_{xv} \operatorname{sh} \lambda_v \frac{b}{2}, \quad (\text{П.12})$$

$$K_{yv} \operatorname{ch} \eta_v \frac{b}{2} + L_{yv} \operatorname{sh} \eta_v \frac{b}{2} = N_{yv} \operatorname{sh} \lambda_v \frac{b}{2}, \quad (\text{П.13})$$

$$K_{zv} \operatorname{ch} \eta_v \frac{b}{2} + L_{zv} \operatorname{sh} \eta_v \frac{b}{2} = M_{zv} \operatorname{ch} \lambda_v \frac{b}{2}. \quad (\text{П.14})$$

Для использования последнего граничного условия определим тангенциальные составляющие векторов плотности тока в стенках канала и в жидком металле из уравнений  $\delta^i = \operatorname{rot} \mathbf{H}^i$ . После преобразований получим:

$$\delta_x^{II} = -\sum_{v=0}^{\infty} [( \eta_v L_{yv} + \beta_v K_{zv} ) \operatorname{ch} \eta_v z + ( \eta_v K_{yv} + \beta_v L_{zv} ) \operatorname{sh} \eta_v z] \sin \beta_v y,$$

$$\delta_y^{II} = \sum_{v=0}^{\infty} [( \eta_v L_{xv} + j\alpha K_{zv} ) \operatorname{ch} \eta_v z + ( \eta_v K_{xv} + j\alpha L_{zv} ) \operatorname{sh} \eta_v z] \cos \beta_v y,$$

$$\delta_x^{III} = -\sum_{v=0}^{\infty} (\beta_v M_{zv} + \lambda_v N_{yv}) \operatorname{ch} \lambda_v z \sin \beta_v y,$$

$$\delta_y^{III} = \sum_{v=0}^{\infty} (\lambda_v N_{xv} + j\alpha M_{zv}) \operatorname{ch} \lambda_v z \cos \beta_v y.$$

Подстановка этих значений в уравнения (П.2) дает:

$$\begin{aligned} \sigma s \left[ (\eta_v L_{yv} + \beta_v K_{zv}) \operatorname{ch} \eta_v \frac{b}{2} + (\eta_v K_{yv} + \beta_v L_{zv}) \operatorname{sh} \eta_v \frac{b}{2} \right] &= \\ = \sigma_k (\beta_v M_{zv} + \lambda_v N_{yv}) \operatorname{ch} \lambda_v \frac{b}{2}, \end{aligned} \quad (\text{П.15})$$

$$\begin{aligned} \sigma s \left[ (\eta_v L_{xv} + j\alpha K_{zv}) \operatorname{ch} \eta_v \frac{b}{2} + (\eta_v K_{xv} + j\alpha L_{zv}) \operatorname{sh} \eta_v \frac{b}{2} \right] &= \\ = \sigma_k (\lambda_v N_{xv} + j\alpha M_{zv}) \operatorname{ch} \lambda_v b. \end{aligned} \quad (\text{П.16})$$

Таким образом, для определения оставшихся 11 постоянных интегрирования имеем 9 независимых уравнений (П.4), (П.8) — (П.16). Два недостающих уравнения получим, используя уравнение неразрывности  $\operatorname{div} \mathbf{H}^{II} = 0$ . Выполняя эту операцию, получим:

$$\begin{aligned} -j\alpha K_{xv} + \beta_v K_{yv} + \eta_v L_{zv} &= \\ = -(-j\alpha L_{xv} + \beta_v L_{yv} + \eta_v K_{zv}) \operatorname{th} \eta_v z. \end{aligned}$$

Левая часть этого равенства постоянна, а правая является функцией  $z$ . Отсюда следует, что данное равенство может

удовлетворяться при любом  $z$  лишь в случае, если правая и левая его части порознь равны нулю, т. е.

$$-j\alpha K_{xv} + \beta_v K_{yv} + \eta_v L_{zv} = 0, \quad (\text{П.17})$$

$$-j\alpha L_{xv} + \beta_v L_{yv} + \eta_v K_{zv} = 0. \quad (\text{П.18})$$

$$G_v = \frac{S_v \operatorname{ch} \gamma_v \frac{\delta}{2}}{\operatorname{ch} \gamma_v \frac{\delta - \Delta}{2} \operatorname{ch} \eta_v \frac{\Delta - b}{2} \operatorname{ch} \lambda_v \frac{b}{2} \left[ \eta_v \left( \eta_v \operatorname{th} \eta_v \frac{\Delta - b}{2} + \lambda_v \operatorname{th} \lambda_v \frac{b}{2} \right) + \gamma_v \operatorname{th} \gamma_v \frac{\delta - \Delta}{2} \left( \eta_v + \lambda_v \operatorname{th} \lambda_v \frac{b}{2} \operatorname{th} \eta_v \frac{\Delta - b}{2} \right) \right]}$$

Теперь система уравнений для определения констант является замкнутой. Решая ее, найдем значения постоянных интегрирования:

$$C_v = \frac{S_v T_v}{T_v - W_v \operatorname{th} \gamma_v \frac{\delta}{2}}; \quad D_v = - \frac{S_v W_v}{T_v - W_v \operatorname{th} \gamma_v \frac{\delta}{2}};$$

$$K_{xv} = j\alpha P_v; \quad K_{yv} = \beta_v P_v; \quad K_{zv} = - \frac{\gamma_v^2}{\eta_v} Q_v;$$

$$L_{xv} = j\alpha Q_v; \quad L_{yv} = \beta_v Q_v; \quad L_{zv} = - \frac{\gamma_v^2}{\eta_v} P_v;$$

$$N_{xv} = j\alpha G_v; \quad N_{yv} = \beta_v G_v; \quad M_{zv} = - \frac{\gamma_v^2}{\lambda_v} G_v.$$

Здесь обозначено:

$$S_v = -j \frac{A_m^4 (-1)^v}{\alpha \pi (2v + 1) \operatorname{ch} \gamma_v \frac{\delta}{2}};$$

$$T_v = \left( \eta_v \operatorname{th} \eta_v \frac{\Delta}{2} - \gamma_v \operatorname{th} \gamma_v \frac{\Delta}{2} \right) \left( \eta_v - \lambda_v \operatorname{th} \lambda_v \frac{b}{2} \operatorname{th} \eta_v \frac{b}{2} \right) + \left( \lambda_v \operatorname{th} \lambda_v \frac{b}{2} - \eta_v \operatorname{th} \eta_v \frac{b}{2} \right) \left( \eta_v - \gamma_v \operatorname{th} \gamma_v \frac{\Delta}{2} \operatorname{th} \eta_v \frac{\Delta}{2} \right);$$

$$W_v = \left( \eta_v \operatorname{th} \gamma_v \frac{\Delta}{2} - \gamma_v \operatorname{th} \eta_v \frac{\Delta}{2} \right) \left( \lambda_v \operatorname{th} \lambda_v \frac{b}{2} - \eta_v \operatorname{th} \eta_v \frac{b}{2} \right) + \left( \eta_v - \lambda_v \operatorname{th} \lambda_v \frac{b}{2} \operatorname{th} \eta_v \frac{b}{2} \right) \left( \eta_v \operatorname{th} \gamma_v \frac{\Delta}{2} \operatorname{th} \eta_v \frac{\Delta}{2} - \gamma_v \right);$$

$$P_v = \frac{G_v}{\lambda_v} \operatorname{ch} \eta_v \frac{b}{2} \operatorname{ch} \lambda_v \frac{b}{2} \left( \lambda_v \operatorname{th} \lambda_v \frac{b}{2} - \eta_v \operatorname{th} \eta_v \frac{b}{2} \right);$$

$$Q_v = \frac{G_v}{\lambda_v} \operatorname{ch} \eta_v \frac{b}{2} \operatorname{ch} \lambda_v \frac{b}{2} \left( \eta_v - \lambda_v \operatorname{th} \lambda_v \frac{b}{2} \operatorname{th} \eta_v \frac{b}{2} \right);$$

Таким образом, определены все составляющие векторов  $\mathbf{H}^I$  и  $\delta^I$ , за исключением  $\delta_z^{II}$  и  $\delta_z^{III}$ . Легко также убедиться, что  $\delta_z^{II} = \delta_z^{III} = 0$ .

#### Литература

1. Вольдек А. И., Магнитное поле индукторов линейных электромагнитных насосов, Изв. вузов «Электромеханика», 1958, № 12.
2. Тютти И. А. и Янкоп Э. К., Электромагнитные процессы в индукционных насосах для жидкого металла. Прикладная магнитогидродинамика, Труды института физики АН Латвийской ССР, вып. VIII, 1956.
3. Вольдек А. И., Токи и усилия в слое жидкого металла плоских индукционных насосов, Изв. вузов «Электромеханика», 1959, № 1.
4. Охременко Н. М., Электромагнитные явления в плоских индукционных насосах для жидких металлов, «Электричество», 1960, № 3.
5. Вольдек А. И., Об электромагнитных явлениях в индукционных машинах и насосах с разомкнутым магнитопроводом, Изв. вузов «Электромеханика», 1962, № 8.
6. Охременко Н. М., Оптимальные геометрические соотношения в индукционных насосах для жидких металлов, «Электричество», 1962, № 9.
7. Вевюрко И. А., К расчету характеристик двухфазной индукционной машины с полым ротором, «Вестник электропромышленности», 1957, № 6.
8. Брук И. С., Теория асинхронного двигателя с массивным ротором, «Вестник экспериментальной и теоретической электротехники», 1929, № 5.

[9.12.1963]



# Общие уравнения для расчета электрических цепей с помощью графов

Доктор техн. наук, проф. П. А. ИОНКИН

Московский энергетический институт

В [Л. 1] было показано, что для определения сигналов, передаваемых от узла источника к любому узлу графа, и для расчета режимов в линейных цепях можно воспользоваться различными преобразованиями графов. Обычно такие преобразования дают возможность получить для сложных схем сравнительно простые графы, сигналы в которых определяются с помощью элементарных формул. Однако для решения таких задач можно воспользоваться общим решением уравнений, определяющих состояние системы, не применяя преобразований графов.

Прежде чем получить такое решение, рассмотрим граф на рис. 1, который соответствует полному пятиугольнику с источником тока, присоединенным к узлам 1 и 5\*).

Для этого графа справедливы уравнения:

$$\begin{aligned} x_1(1-t_{11})-x_2t_{21}-x_3t_{31} &= x_0; \\ -x_1t_{12}+x_2(1-t_{22})-x_3t_{32} &= 0; \\ -x_1t_{13}-x_2t_{23}+x_3(1-t_{33}) &= 0. \end{aligned} \quad (1)$$

Для определения одного из узловых сигналов, например  $x_2$ , можно воспользоваться выражением

$$x_2 = x_0 \frac{\Delta_{12}}{\Delta},$$

где

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1-t_{11} & -t_{21} & -t_{31} \\ -t_{12} & 1-t_{22} & -t_{32} \\ -t_{13} & -t_{23} & 1-t_{33} \end{vmatrix};$$

$$\Delta_{12} = \begin{vmatrix} 1-t_{11} & 1 & -t_{31} \\ -t_{12} & 0 & -t_{32} \\ -t_{13} & 0 & 1-t_{33} \end{vmatrix}$$

В раскрытой форме определитель  $\Delta$  равен:

$$\begin{aligned} \Delta = & 1-t_{11}-t_{22}-t_{33}-t_{13}t_{31}-t_{23}t_{32}-t_{12}t_{21}- \\ & -t_{12}t_{23}t_{31}-t_{13}t_{32}t_{21}+t_{11}t_{22}+t_{22}t_{33}+t_{33}t_{11}+ \\ & +t_{13}t_{31}t_{22}+t_{32}t_{23}t_{11}+t_{12}t_{21}t_{33}-t_{11}t_{22}t_{33}. \end{aligned} \quad (2)$$

Из выражения (2) непосредственно следует, что второе — девятое слагаемые представляют собой постоянные передачи всех восьми контуров, имею-

\* Способ получения этого графа показан в [Л. 1]. На рис. 1 постоянные передачи ветвей обозначены через  $t_{11}$ ,  $t_{12}$ ,  $t_{13}$ , ... Им соответствуют величины  $a'_{11}$ ,  $a'_{12}$ ,  $a'_{13}$ , ... на рис. 10 в [Л. 1]. Известным сигналам  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$  соответствуют  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ ,  $\varphi_3$ ; сигнал источника  $x_0$  равен  $I|a_{11}$ , а  $E_2 = 0$ .

щихся в графе; остальные слагаемые (за исключением единицы) состоят из произведений постоянных передачи контуров, взаимно не касающихся друг друга, т. е. не имеющих общих точек в графе. При этом постоянные передачи всех контуров входят в выражения (2) с отрицательными знаками, а их попарные произведения — с положительными. Последнее слагаемое, равное произведению постоянных передачи трех не касающихся контуров, имеет отрицательный знак. Ниже мы докажем это положение в общем случае, здесь же отметим, что произведения четного числа постоянных передачи контуров входят в выражение определителя

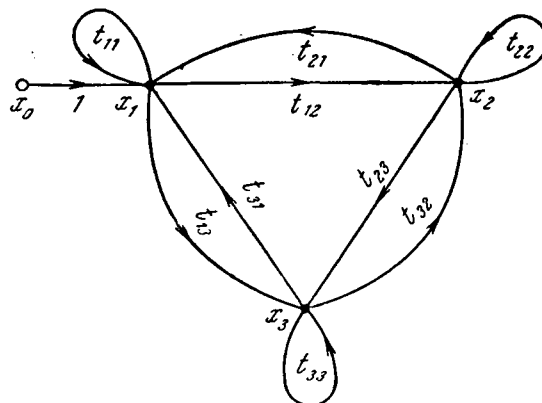


Рис. 1.

всегда с положительными знаками, а нечетного — с отрицательными.

Определитель  $\Delta_{12}$  равен:

$$\Delta_{12} = t_{12}(1-t_{33}) + t_{13}t_{32} = P_1\Delta_1 + P_2\Delta_2, \quad (3)$$

где  $P_1 = t_{12}$  и  $P_2 = t_{13}t_{32}$  — постоянные передачи путей от источника сигнала ко второму узлу;  $\Delta_1 = 1-t_{33}$  — определитель части графа, не касающейся пути с постоянной передачи  $P_1$ ;  $\Delta_2 = 1$ .

Рассмотрим схему полного шестиугольника (рис. 2) и соответствующий граф (рис. 3). Для этого графа справедливы уравнения:

$$\begin{aligned} x_1(1-t_{11})-x_2t_{21}-x_3t_{31}-x_4t_{41} &= x_0; \\ -x_1t_{12}+x_2(1-t_{22})-x_3t_{32}-x_4t_{42} &= 0; \\ -x_1t_{13}-x_2t_{23}+x_3(1-t_{33})-x_4t_{43} &= 0; \\ -x_1t_{14}-x_2t_{24}-x_3t_{34}+(1-t_{44})x_4 &= 0, \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} t_{11} &= \frac{Y_{15}}{Y_{11}} \cdot \frac{Y_{51}}{Y_{55}}; \quad t_{12} = \frac{Y_{21}}{Y_{22}} + \frac{Y_{51}}{Y_{55}} \cdot \frac{Y_{25}}{Y_{22}}; \\ t_{13} &= \frac{Y_{31}}{Y_{33}} + \frac{Y_{51}}{Y_{55}} \cdot \frac{Y_{35}}{Y_{33}}; \quad t_{21} = \frac{Y_{12}}{Y_{11}} + \frac{Y_{15}}{Y_{11}} \cdot \frac{Y_{52}}{Y_{22}}; \dots \end{aligned}$$

Сигнал во втором узле равен:

$$x_2 = x_0 \frac{\Delta_{12}}{\Delta},$$

где

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1-t_{11} & -t_{21} & -t_{31} & -t_{41} \\ -t_{12} & 1-t_{22} & -t_{32} & -t_{42} \\ -t_{13} & -t_{23} & 1-t_{33} & -t_{43} \\ -t_{14} & -t_{24} & -t_{34} & 1-t_{44} \end{vmatrix};$$

$$\Delta_{12} = \begin{vmatrix} t_{12} & -t_{32} & -t_{42} \\ t_{13} & 1-t_{33} & -t_{43} \\ t_{14} & -t_{34} & 1-t_{44} \end{vmatrix}.$$

Определитель  $\Delta_{12}$  в раскрытой форме равен:

$$\Delta_{12} = \sum_{k=1}^5 P_k \Delta_k,$$

где  $P_k$  — постоянная передачи  $k$ -пути от источника сигнала ко второму узлу;

$\Delta_k$  — определитель части графа, не касающейся  $k$ -го пути.

Величины  $P_k$  и  $\Delta_k$  при этом равны:

$$P_1 = t_{12}; P_2 = t_{14}t_{42}; P_3 = t_{13}t_{34}t_{42};$$

$$P_4 = t_{14}t_{43}t_{32}; P_5 = t_{13}t_{32};$$

$$\Delta_1 = (1-t_{33})(1-t_{44}) - t_{34}t_{43}; \Delta_2 = 1-t_{33}; \Delta_3 = 1;$$

$$\Delta_4 = 1; \Delta_5 = 1-t_{44}.$$

Отметим, что определитель  $\Delta_{12}$  получен из  $\Delta$  путем вычеркивания первой строки и второго столбца и умножения на  $(-1)^3$ . Такая математическая операция иллюстрируется графом, показанным на рис. 4. В этом графе отсутствуют постоянные передачи, направленные к первому узлу и от второго узла. Отметим, что, например, определитель  $\Delta_2$  получается из  $\Delta_{12}$  при  $P_2 = \infty$ , что соответствует

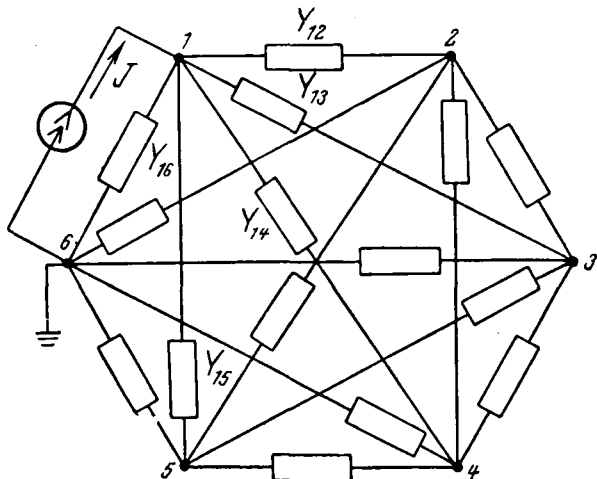


Рис. 2.

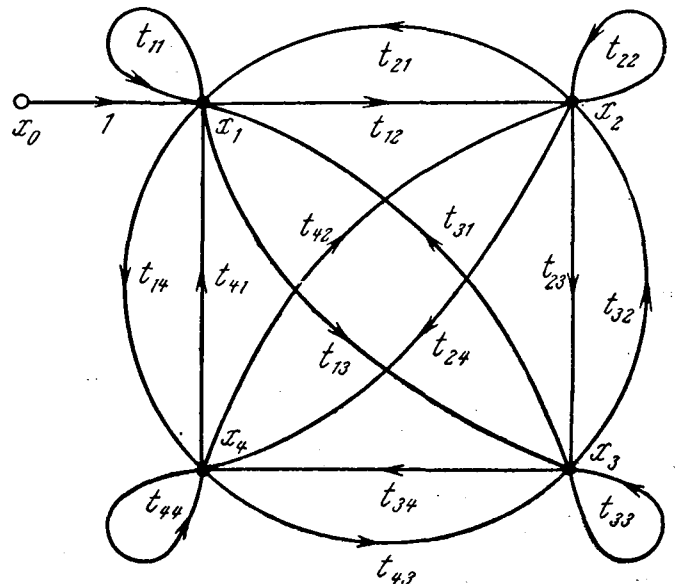


Рис. 3.

замыканию этого пути. Умножив и разделив  $\Delta_{12}$  на  $P_2 = t_{14}t_{42}$ , представим определитель  $\Delta_{12}$  в виде

$$\Delta_{12} = t_{14}t_{42} \begin{vmatrix} \frac{t_{12}}{t_{14}} & -t_{32} & -1 \\ \frac{t_{13}}{t_{14}} & 1-t_{33} & -\frac{t_{43}}{t_{42}} \\ 1 & -t_{34} & \frac{1-t_{44}}{t_{42}} \end{vmatrix}.$$

Полагая в последнем сомножителе  $t_{14} = \infty$  и  $t_{42} = \infty$ , получим  $\Delta_2 = 1 - t_{33}$ .

Раскроем определитель  $\Delta$ , разложив его по контурам графа. Введем для этого следующие обозначения:

$$L_1 = t_{11}; L_2 = t_{22}; \dots; L_{121} = t_{12}t_{21}; L_{232} = t_{23}t_{32}; \dots, \\ L_{1231} = t_{12}t_{23}t_{31}; L_{2342} = t_{23}t_{34}t_{42}; \dots; L_{12341} = t_{12}t_{23}t_{34}t_{41}.$$

В результате получим:

$$\Delta = 1 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_{121} + L_{242} + L_{343} + \\ + L_{232} + L_{141} + L_{131} + L_{1241} + L_{2342} + L_{2432} + L_{1321} + \\ + L_{1231} + L_{1341} + L_{1421} + L_{1431} + L_{12341} + L_{12431} + \\ + L_{13241} + L_{13421} + L_{14321} + L_{14231}) + L_1L_2 + L_2L_3 + \\ + L_3L_4 + L_4L_1 + L_1L_2 + L_1L_{242} + L_3L_{242} + \\ + L_1L_{343} + L_2L_{343} + L_1L_{232} + L_4L_{232} + L_3L_{121} + L_4L_{121} + \\ + L_{121}L_{343} + L_2L_{141} + L_2L_{141} + L_3L_{141} + L_{141}L_{232} + \\ + L_{131}L_{242} + L_4L_{131} + L_1L_{2342} + L_1L_{2432} + L_3L_{1241} + \\ + L_4L_{1231} + L_4L_{1321} + L_2L_{1341} + L_3L_{1421} + L_2L_{1431} - \\ - (L_1L_2L_3 + L_1L_3L_4 + L_2L_4L_1 + L_2L_4L_3 + L_3L_3L_{242} + \\ + L_1L_2L_{343} + L_1L_4L_{232} + L_4L_3L_{121} + L_2L_4L_{131} + \\ + L_2L_3L_{141}) + L_1L_2L_3L_4. \tag{5}$$

Если для определения потенциалов узлов воспользоваться непосредственно исходной системой уравнений шестиугольника, то определитель, составленный из коэффициентов этих уравнений в рас-

крытой форме, содержит 1 296 слагаемых, при этом каждое слагаемое состоит из пяти сомножителей. Таким образом, число математических операций, необходимых для подсчета такого определителя, в десятки раз превышает общее число операций, необходимых для подсчета определителя по формуле (5), содержащей 65 слагаемых.

Здесь следует подчеркнуть, что в любом слагаемом, являющемся произведением постоянных передачи контуров, индексы у сомножителей не повторяются. Это означает, что такие произведения получаются при перемножении постоянных передачи контуров, не касающихся друг друга.

Граф, показанный на рис. 3, состоит из 24 разных контуров, постоянные передачи которых входят в формулу (5) с отрицательными знаками. С положительными знаками в формулу (5) входят 29 слагаемых — попарных произведений постоянных передачи двух не касающихся друг друга контуров. Десять слагаемых имеют отрицательные знаки, из которых каждое представляет собой произведение постоянных передачи трех не касающихся контуров. Наконец, последнее слагаемое имеет положительный знак и равно произведению постоянных передачи четырех не касающихся контуров. Таким образом, как уже было отмечено, каждое слагаемое, получающееся в результате перемножения четного числа постоянных передачи контуров, входит в определитель графа с положительным знаком, а нечетного — с отрицательным.

Рассмотрим структуру формулы (5). Каждое слагаемое равно произведению элементов определителя, взятых из разных строк и столбцов. Знак каждого слагаемого зависит от числа и знаков элементов определителя, входящих в слагаемое в качестве сомножителей, и числа беспорядков в последовательности индексов у этих элементов. Например, постоянная передачи  $L_{12341} = t_{12}t_{23}t_{34}t_{41}$ , имеющая четыре сомножителя (четное число) с отрицательными знаками, входит в определитель с отрицательным знаком, так как имеет три беспорядка (нечетное число) в последовательности вторых индексов. Постоянная передачи  $L_{2342} = t_{23}t_{34}t_{42}$  также входит с отрицательным знаком, так как при числе беспорядков в последовательности вторых индексов, равном двум, число сомножителей с отрицательными знаками равно трем. Аналогичным путем можно показать, что все постоянные передачи контуров входят в выражение определителя с отрицательными знаками. Совершенно очевидно, что те слагаемые определителя, которые получаются при перемножении четного числа постоянных передачи контуров, входят в определитель с положительными знаками, а нечетного — с отрицательными.

Покажем, что полученные соотношения справедливы и в более общем случае.

Пусть граф содержит  $n$  узлов, а источник сигнала  $x_0$  присоединен к первому узлу графа. Для такого графа справедлива система уравнений:

$$\begin{aligned} x_1(1 - t_{11}) - x_2 t_{21} - \dots - x_n t_{n1} &= x_0; \\ -x_1 t_{12} + x_2(1 - t_{22}) - \dots - x_n t_{n2} &= 0; \\ \dots & \\ -x_1 t_{1n} - x_2 t_{2n} - \dots - x_n(1 - t_{nn}) &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

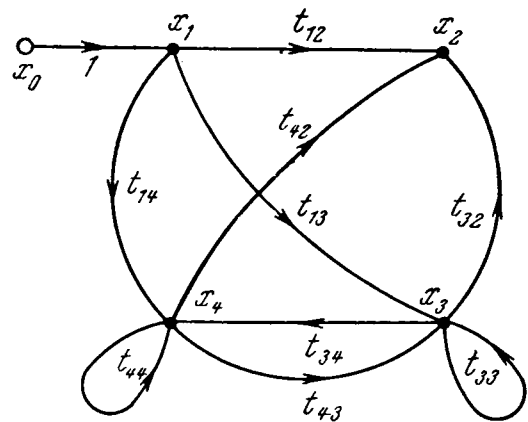


Рис. 4.

Величина сигнала в любом узле равна:

$$x_h = x_0 \frac{\Delta_{1h}}{\Delta} = x_0 \frac{\Sigma P_h \Delta_h}{\Delta},$$

где  $\Delta$  — определитель  $n$ -го порядка, составленный из коэффициентов системы уравнений (6);

$\Delta_{1h} = \Sigma P_h \Delta_h$  — минор, полученный из определителя путем вычеркивания из него первой строки и  $h$ -го столбца и разложенный относительно путей между первым и  $h$ -м узлами.

В раскрытой форме определитель  $\Delta$  содержит три вида слагаемых (не считая первого слагаемого — единицы) [Л. 1]:

- 1)  $t_{ip}t_{pv} \dots t_{xi}t_{ij}t_{ji}$ ;
- 2)  $t_{qn}t_{nq} \dots 1 \dots t_{np}t_{pm}t_{mn} \dots t_{ij}t_{ji}$ ;
- 3)  $t_{qn}t_{nq} \dots t_{rr} \dots t_{np}t_{pm}t_{mn} \dots t_{ij}t_{ji}$ .

Слагаемые первого вида представляют собой постоянные передачи замкнутых контуров, проходящих через все узлы графа. Они имеют отрицательные знаки. Это определяется тем, что при четном числе сомножителей — постоянных передачи ветвей — число беспорядков у вторых индексов нечетное (на единицу меньше числа сомножителей), а при нечетном числе сомножителей число беспорядков четное.

В слагаемые второго вида в качестве сомножителей входят постоянные передачи замкнутых контуров ( $t_{qn}t_{nq} \dots, t_{np}t_{pm}t_{mn} \dots, t_{ij}t_{ji}$ ) и положительные единицы из элементов главной диагонали определителя. Знаки у каждой постоянной передачи контура всегда отрицательны, а знаки перед слагаемыми зависят от числа перемножаемых постоянных передачи контуров. При этом в качестве сомножителей входят постоянные передачи не касающихся контуров.

В третье слагаемое, в отличие от второго, вместо положительных единиц входят постоянные передачи вида  $t_{rr}$  (петлевых контуров), имеющие как и постоянные передачи других контуров, отрицательные знаки. И в этих слагаемых сомножителями являются постоянные передачи лишь тех контуров, которые не касаются друг друга.

Таким образом, выражения для определителя можно записать в следующем виде [Л. 3]:

$$\Delta = 1 - \sum_k L_k^{(1)} + \sum_k L_k^{(2)} - \sum_k L_k^{(3)} + \dots + \sum_k L_k^{(n)},$$

где  $L_k^{(r)}$  — произведение постоянных передачи  $r$  не касающихся контуров в  $k$ -й возможной комбинации.

Определитель  $\Delta_{1h}$  получается из определителя  $\Delta$  вычеркиванием первой строки (в данном случае источник сигнала присоединен к первому узлу) и  $h$ -го столбца. Такой определитель соответствует графу, не имеющему ветвей, направленных к узлу с источником сигнала, и ветвей, направленных от  $h$ -го узла. В связи с этим между узлом с источником сигнала и  $h$ -м узлом будут существовать только разомкнутые пути. Замкнутые контуры сохранятся при других узлах. Поэтому определитель  $\Delta_{1h}$  в раскрытой форме будет содержать два вида слагаемых:

- 1)  $x_0 t_{1h} t_{hj} \dots t_{rr} \dots t_{ps} t_{sq} t_{qp}$ ;
- 2)  $x_0 t_{1h} t_{hj} \dots 1 \dots t_{ps} t_{sq} t_{qp}$ .

В каждое слагаемое обоих видов в качестве множителя входит  $P_h$  — постоянная  $k$ -го пути в направлении от узла с источником сигнала к  $h$ -му узлу, а остальные множители являются постоянными передачи контуров, не касающихся  $k$ -го пути.

Таким образом,  $\Delta_{1h}$  можно представить в виде

$$\Delta_{1h} = \Sigma P_k \Delta_k,$$

а постоянная передачи сигнала в общем случае равна:

$$H = \frac{\Sigma P_k \Delta_k}{1 - \sum_k L_k^{(1)} + \sum_k L_k^{(2)} - \sum_k L_k^{(3)} + \dots + \sum_k L_k^{(n)}}.$$

**Приложение I.** Покажем, что граф, изображенный на рис. 3, соответствует также цепи, состоящей из пяти независимых контуров с взаимной индуктивностью между отдельными ветвями.

Схема, изображенная на рис. 5, состоит из двенадцати ветвей с взаимной индуктивностью между двумя парами вет-

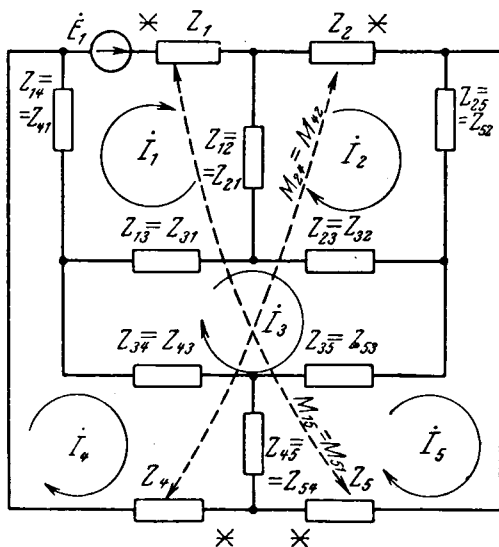


Рис. 5

вей. Для пяти независимых контуров этой схемы справедливы следующие уравнения:

$$\begin{aligned} Z_{11} I_1 - Z_{12} I_2 - Z_{13} I_3 - Z_{14} I_4 - Z_{15} I_5 &= E_1; \\ -Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 - Z_{23} I_3 - Z_{24} I_4 - Z_{25} I_5 &= 0; \\ -Z_{31} I_1 - Z_{32} I_2 + Z_{33} I_3 - Z_{34} I_4 - Z_{35} I_5 &= 0; \\ -Z_{41} I_1 - Z_{42} I_2 - Z_{43} I_3 + Z_{44} I_4 - Z_{45} I_5 &= 0; \\ -Z_{51} I_1 - Z_{52} I_2 - Z_{53} I_3 - I_{54} I_4 + Z_{55} I_5 &= 0, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_1 + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{15}; \\ Z_{22} &= Z_2 + Z_{21} + Z_{23} + Z_{24} + Z_{25} \text{ и т. д.} \end{aligned}$$

Чтобы получить уравнения, удовлетворяющие графу на рис. 3, разделим каждое из этих уравнений на собственное сопротивление своего контура, а затем исключим ток  $I_5$  из первых четырех уравнений. В результате получим уравнения вида (4). При этом постоянные передачи ветвей графа определяются по формулам:

$$\begin{aligned} t_{11} &= \frac{Z_{15}}{Z_{11}} \cdot \frac{Z_{51}}{Z_{55}}; \quad t_{21} = \frac{Z_{12}}{Z_{11}} + \frac{Z_{15} Z_{52}}{Z_{11} Z_{55}}; \dots; \\ t_{12} &= \frac{Z_{21}}{Z_{22}} + \frac{Z_{25}}{Z_{22}} \cdot \frac{Z_{52}}{Z_{55}}; \\ t_{31} &= \frac{Z_{13}}{Z_{11}} + \frac{Z_{15} Z_{53}}{Z_{11} Z_{55}}; \dots \end{aligned}$$

**Приложение II.** Рассмотрим схему двухкаскадного транзисторного усилителя, приведенную на рис. 6,а. Определим коэффициент усиления напряжения  $\dot{U}_4$  для этой схемы. На рис. 6,б показана приближенная эквивалентная схема для обоих каскадов усилителя. Пользуясь методом контурных токов, напишем для схемы на рис. 6,б следующие уравнения:

$$\begin{aligned} (h_{11} + R_1) I_1 - R_1 I_2 &= \dot{E}_1; \\ -R_1 I_1 + \left( R_1 + \frac{1}{h_{22}} + R_3 \right) I_2 - R_3 I_3 &= -\beta I_1 \frac{1}{h_{22}}; \\ -R_3 I_2 + (R_2 + R_3 + h_{11}) I_3 - R_2 I_4 &= 0; \\ -R_3 I_3 + \left( R_2 + R_4 + \frac{1}{h_{22}} \right) I_4 &= -\beta I_3 \frac{1}{h_{22}}. \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

Из этих уравнений получим:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{R_{11}} \dot{E}_1 + \frac{R_1}{R_{11}} I_2; \quad I_2 = \frac{R_1 h_{22} - \beta}{R'_{22}} I_1 + \frac{R_3 h_{22}}{R'_{22}} I_3; \\ I_3 &= \frac{R_3}{R_{33}} I_1 + \frac{R_2}{R_{33}} I_4; \quad I_4 = \frac{R_2 h_{22} - \beta}{R'_{44}} I_3, \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

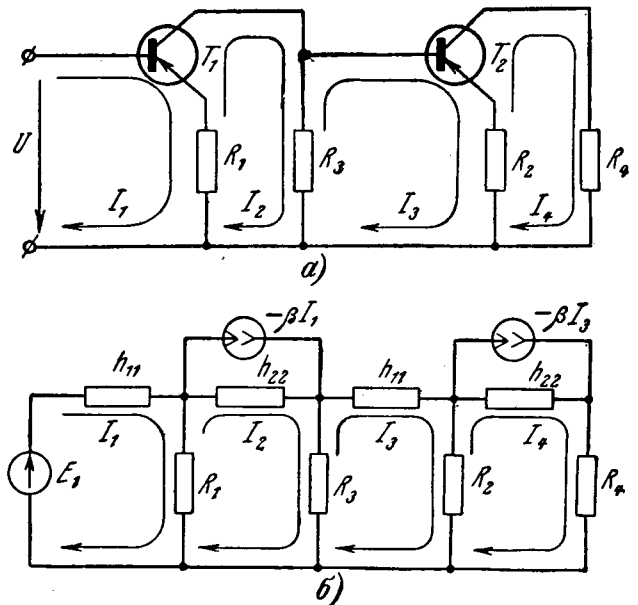


Рис. 6

где

$$R_{11} = R_1 + h_{11}; \quad R'_{22} = 1 + (R_1 + R_3) h_{22};$$

$$R'_{33} = R_3 + R_2 + h_{11}; \quad R'_{44} = 1 + (R_2 + R_4) h_{22}.$$

Уравнениям (II.2) удовлетворяет граф, показанный на рис. 7. Коэффициент усиления напряжения  $\dot{U}_4$ , очевидно, равен:

$$k_4 = \frac{\dot{U}_4}{\dot{E}_1} = \frac{R_4 \dot{I}_4}{\dot{E}_1} = \frac{R_4 \Delta_{14}}{\Delta} = \frac{R_4 \Sigma P_k \Delta_k}{\Delta}.$$

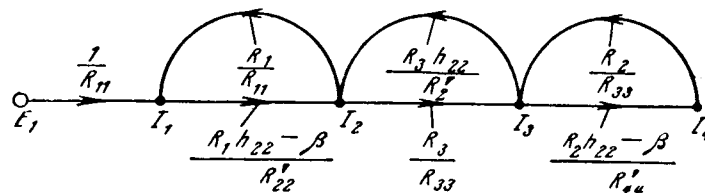


Рис. 7

Таким образом, окончательное выражение для коэффициента усиления имеет следующий вид:

$$k_4 = \frac{R_3 R_4 (R_1 h_{22} - \beta) (R_2 h_{22} - \beta)}{R_{11} R'_{22} R_{33} R'_{44} - [R_{33} R'_{44} R_1 (R_1 h_{22} - \beta) + R_{11} R'_{44} R_3^2 h_{22} + R_{11} R'_{22} R_3 (R_2 h_{22} - \beta)] + R_1 R_3 (R_1 h_{22} - \beta) (R_2 h_{22} - \beta)}.$$

Определитель  $\Delta$  легко найти по формуле

$$\Delta = 1 - (L_1 + L_2 + L_3) + L_1 L_3,$$

где

$$L_1 = \frac{R_1}{R_{11}} \cdot \frac{R_1 h_{22} - \beta}{R'_{22}}; \quad L_2 = \frac{R_3 h_{22}}{R'_{22}} \cdot \frac{R_3}{R_{33}};$$

$$L_3 = \frac{R_3}{R_{33}} \cdot \frac{R_2 h_{22} - \beta}{R'_{44}}.$$

Определитель  $\Delta_{14}$  в этом случае равен  $P_1 \Delta_1$ , где

$$P_1 = \frac{1}{R_{11}} \cdot \frac{R_1 h_{22} - \beta}{R'_{22}} \cdot \frac{R_3}{R_{33}} \cdot \frac{R_2 h_{22} - \beta}{R'_{44}}; \quad \Delta_1 = 1.$$

Если в знаменателе полученного выражения заменить  $R_{11}$ ,  $R'_{22}$ ,  $R_{33}$  и  $R'_{44}$  их значениями, определяемыми по формулам (II.2), то после сокращения всех отрицательных и соответствующих им положительных членов число положительных слагаемых в знаменателе окажется равным числу деревьев схемы на рис. 6,б [Л. 4].

#### Литература

1. Ионкин П. А. и Соколов А. А., Основы построения и преобразования графов для расчета электрических цепей, «Электричество», 1964, № 5.
2. Robichand L. P., Boisvert M., Robert J., Graphes de fluence, Paris, 1961.
3. Мезон С. и Циммерман Г., Электронные цепи, сигналы и системы, Изд. иностр. литературы, 1963.
4. Ионкин П. А. и Соколов А. А., Топологический анализ электрических цепей, «Электричество», 1964, № 4.

[10.3.1964]



УДК 621.771.26:681.142.352.2

## Полупроводниковое цифровое вычислительное устройство автоматики нажимных механизмов обжимных станов

М. А. БРАУНШТЕЙН, В. К. НИКИФОРОВ и С. М. ВОЙТКЕВИЧ

Центральное проектно-конструкторское бюро

В 1958—1962 гг. в Центральном проектно-конструкторском бюро Главмонтажавтоматика проводились лабораторные исследования системы программной автоматики нажимных механизмов реверсивных обжимных станов горячей прокатки. На большинстве таких станов прокатывается большое количество марок сталей при малых партиях и разнообразных программах обжатий. Поэтому в качестве основного положения было принято условие, согласно которому программирование должно осуществляться на технических средствах, позволяющих оператору при использовании только командоконтроллера ввести коррекцию в задание на обжатие в любом пропуске или записать новую программу взамен старой путем прокатки одного слитка вручную. Такая система должна обладать долговременным быстродействующим запоминающим устройством, построенным на цифровом принципе, а также цифровым датчиком для непосредственного ввода в память устройства числа харак-

теризующего положение механизма. Весьма желательно было построить подобную систему на бесконтактных элементах.

В 1960 г. была закончена разработка первого варианта системы автоматизации нажимных механизмов с цифровым вычислительным устройством, использующим вакуумные лампы в арифметическом блоке и ферритовые сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса в запоминающем блоке<sup>1</sup>. Эта система удовлетворяет указанным выше требованиям; в настоящее время она внедряется на стане 900 завода «Азовсталь» и на блюминге 1150 завода им. Дзержинского.

В 1961 г. была закончена разработка второго варианта этой системы, в котором вычислительное устройство было упрощено и уменьшено количест-

<sup>1</sup> Архангельский В. И. и Браунштейн М. А., Цифровая система автоматизации нажимных механизмов прокатных станов, «Электропромышленность и приборостроение», 1960, № 14.

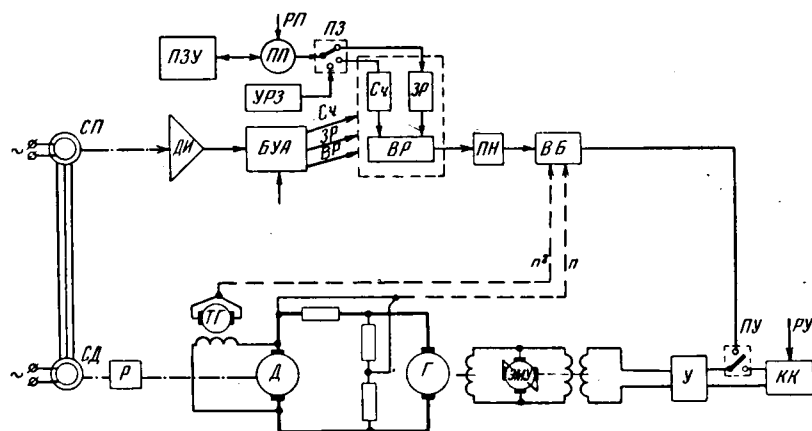


Рис. 1. Блок-схема системы автоматизации нажимных винтов прокатного стана. СЧ — счетчик импульсов; ЗР — задающий регистр; ВР — выходной регистр в схеме сумматора; БУА — блок управления арифметическими операциями; ПУ — переключатели управления (на посту оператора стана); ТГ — тахогенератор; К — команда на выдачу задания на очередное перемещение механизма; УРЗ — устройство ручной записи; ДИ — датчик импульсов; РП — ручное переключение программ; ПЗУ — программнозадающее устройство; ПЗ — переключатель записи; ПН — преобразователь кода числа в напряжение; ВБ — выходной блок; РУ — ручное управление; У — магнитный усилитель напряжения; ЭМУ — электромашинный усилитель; СД — силовой сельсин-датчик; СП — силовой сельсин-приемник; ПП — переключатель программ; КК — командоконтроллер.

во ламп за счет замены некоторых из них ферритовыми ячейками.

В 1962 г. была осуществлена разработка третьего варианта системы автоматики, где вычислительное устройство собрано только на полупроводниковых приборах; арифметический блок в ней значительно упрощен, а запоминающий — улучшен. Этот вариант построен по той же блок-схеме, что и первый. Опытно-промышленный образец данного вычислительного устройства, содержащий три программы памяти и арифметическое устройство, будет иметь размеры примерно  $200 \times 400 \times 500 \text{ мм}^3$ , что несравнимо меньше образца, построенного на лампах. Размеры блока питания, узел стабилизации, выпрямители и сглаживающие фильтры будут равны примерно  $300 \times 200 \times 200 \text{ мм}^3$ .

Потребление энергии блоком питания (мощность 30 вт, в том числе арифметическое устройство — 7 вт, сигнализация 5 вт, стабилизация напряжения 15 вт, устройство ручной записи 3 вт) уменьшено по сравнению с первым вариантом в 15 раз за счет малых напряжений питания полупроводниковых схем и исключения цепей накала (ламп). Наконец, срок службы полупроводников значительно больше срока службы электронных ламп. Быстродействие вычислительного устройства характеризуется необходимым временем для выдачи управляющего напряжения после получения команды. Это время не превышает 500 мксек.

Блок-схема системы автоматики в полупроводниковом варианте вычислительного устройства (рис. 1) не отличается от ранее описанной блок-схемы, в которой применялись электронные лампы [Сноска 1]. Для пояснения назначения вычислительного устройства приводим краткое описание блок-схемы.

При выбросе металла из валков в блок управления БУА подается команда К, вследствие чего из запоминающего устройства ПЗУ в задающий регистр ЗР выдается число — задание на очередное положение верхнего валка. Фактическое положение механизма, также в виде числа, отражено в реверсивном счетчике СЧ, который при движении валка суммирует или вычитает (в зависимости от направления движения) импульсы, получаемые от датчика импульсов ДИ, соединенного с механизмом.

Как только в задающий регистр вписывается новое задание, сумматор ВР вычисляет разность между заданием и фактическим числом, т. е. определяет рассогласование в числовом виде. В преобразователе кода числа в напряжение ПН это рассогласование преобразуется в напряжение постоянного тока; величина напряжения пропорциональна рассогласованию, а полярность напряжения зависит от знака рассогласования. Это напряжение подается на вход выходного блока ВБ и далее, после усиления, на обмотки магнитного усилителя У, и привод приходит в движение. Во время движения привода после каждого импульса, получаемого от датчика, меняется число, записанное в счетчике, а также рассогласование, определяемое сумматором. Когда рассогласование становится равным нулю, привод останавливается, причем для преодоления его механической инерции он переводится в режим торможения с предварением, определяемым выходным блоком.

Для записи новой программы или ввода коррекции в память устройства оператор производит соответствующие перемещения командоконтроллером. При выводе последнего из нулевого положения выходные цепи автоматики отключаются, а при очередном выбросе металла из валков фактическое положение механизма, установленное оператором и указанное счетчиком, вписывается в память устройства взамен прежнего числа. Если после этого командоконтроллер перевести в нулевое положение, то выходные цепи автоматики восстанавливаются для обработки следующих пропусков.

С целью увеличения надежности всей системы значительные изменения претерпели структурные схемы некоторых функциональных блоков вычислительного устройства.

Сумматор выполнен теперь по последовательному принципу, что сильно упрощает внутренние связи и исключает сложные логические узлы; увеличение числа тактов не усложняет схему управления сумматором благодаря использованию ферритового распределителя.

В преобразователе кода числа в напряжение используются сопротивления только двух величин, что достигается благодаря незначительному падению напряжения в полностью открытом полупроводниковом триоде; выходное напряжение отсчитывается от нулевого потенциала, что дает возможность построить преобразователь на постоянном



В узле задания числа пропусков в программно-задающем устройстве несинхронизированный самовозбуждающийся блокинг-генератор заменен одновибратором, работающим в такте с системой управления.

Задающий регистр выполнен на динамических феррит-диодных повторителях. Ниже описаны некоторые из блоков и узлов.

**Задающий регистр.** Задающий регистр ЗР служит для считывания из памяти ПЗУ задания на очередное перемещение механизма и для передачи этого задания в сумматор. Регистр построен на 10 феррит-диодных ячейках с саморегенерацией, по одной на каждый разряд (рис. 2). Ячейки имеют по две токовые обмотки  $\omega_0, \omega_{00}$ , две обмотки считывания,  $\omega_2—\omega_5$ ,  $\omega_4—\omega_6$  и две обмотки записи  $\omega_1, \omega_3$ .

Вспомогательные обмотки  $\omega_5$  и  $\omega_6$ , намотанные на компенсационный сердечник  $K$ , служат для устранения помех от непрямоугольной петли гистерезиса сердечников. Информация определяется состоянием намагничивания рабочего сердечника  $P$ .

Если ячейка находилась в единичном состоянии, то при подаче тактового импульса на обмотку  $\omega_0$  от блокинга  $IB$  на считывающей обмотке  $\omega_4$  появляется положительный импульс, который подается на вход соответствующего разряда сумматора. Однако при этом информация, содержащаяся в ячейке, разрушается, так как она переходит в нулевое состояние. Для восстановления информации используются считывающие обмотки  $\omega_2—\omega_5$ , э. д. с. которых заряжает конденсатор ячейки; диод в его цепи предотвращает обратный разряд конденсатора на те же обмотки после исчезновения э. д. с.

Спустя примерно 30 мксек после подачи тактового импульса от  $IB$ , открывается связанный с ним транзисторный ключ  $KIB$  (на рисунке не показан); конденсатор разряжается через обмотку записи и восстанавливает информацию в ячейке. Таким образом, происходит саморегенерация информации.

Для стирания информации используется гасящий блокинг  $ГБ$ , подающий тактовый импульс

в обмотку  $\omega_{00}$ ; при этом в обмотках  $\omega_2—\omega_5$  также возникает э. д. с. полезного сигнала, однако ключ  $КГБ$ , управляемый  $ГБ$ , открывается без выдержки времени, и ток подается в обмотку записи  $\omega_3$ , минуя конденсатор, который не успевает зарядиться. Таким образом, через обмотки  $\omega_{00}$  и  $\omega_3$  ток протекает одновременно, создавая встречные н. с.; однако ток в тактовой обмотке значительно больше и протекает он более длительное время, поэтому после срабатывания блокинга  $ГБ$  все ячейки задающего регистра остаются в нулевом состоянии. Новая информация в ячейку задающего регистра подается из памяти (ПЗУ) на обмотку записи  $\omega_1$ . Эта обмотка включена в цепь контура конденсаторов соответствующего разряда первой строчки всех трех программ последовательно с обмоткой записи последней — 13 строчки. При включенной автоматике и работе по какой-либо программе информация из первой ее строки записывается также в задающий регистр, если он ранее находился в нулевом состоянии.

**Сумматор.** Сумматор (рис. 3) определяет рассогласование после каждого импульса, поступающего от датчика импульсов; он работает по последовательному принципу: при вычислении сначала выдается число из задающего регистра ЗР одновременно по всем разрядам, потом — число из счетчика последовательно по разрядам, начиная со старшего.

Последовательный сумматор по своей логической схеме проще параллельного, однако количество тактов, необходимых для его работы, равно не трем, как у параллельного сумматора, а  $n+2$ , где  $n$  — число двоичных разрядов системы. Для получения такого количества тактовых импульсов, сдвинутых относительно друг друга на определенное время, необходимо большое число одновибраторов; схема управления сумматором получается громоздкой. Однако использование распределителя на ферритовых ячейках приводит к значительному упрощению схемы управления. Интервал между тактами при этом равен 25 мксек, а время полной цепочки переноса — 15 мксек.

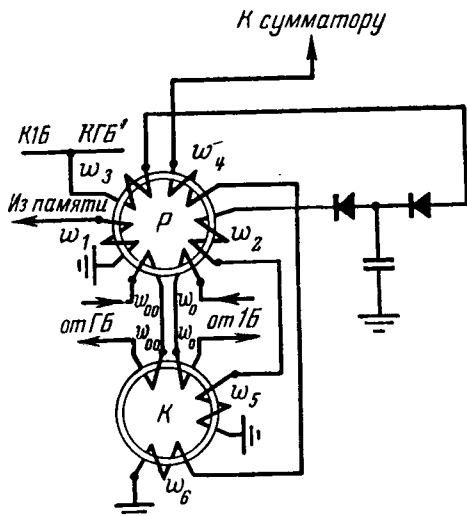


Рис. 2. Ячейка задающего регистра.

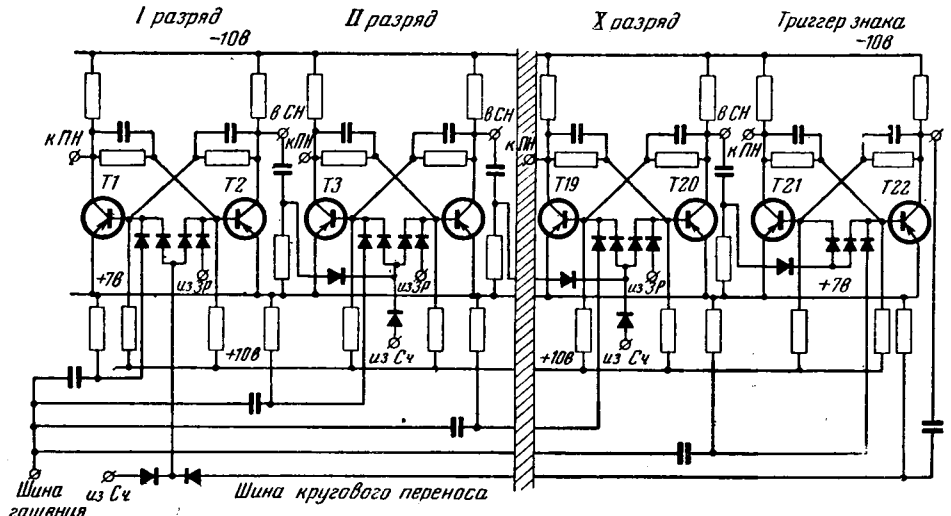


Рис. 3. Схема последовательного сумматора.

ЗР — задающий регистр; Сч — реверсивный счетчик; ПН — преобразователь кода числа в на-  
Вологодская областная универсальная библиотека имени С.С. Удальцова

**Блок управления.** Блок управления содержит двухтактный распределитель, собранный на феррит-транзисторных ячейках и выдающий по очереди числа из разрядов счетчика  $Сч$  в одноименные разряды регистра сумматора  $ВР$ ; блокинги для выдачи числа из задающего регистра  $ЗР$  и  $ВР$  и для продвижения команды распределителя; одновибраторы для отсчета времени между тактами; два вспомогательных триггера.

При выбросе металла из валков срабатывает реле статического тока  $РСТ$  (рис. 4), переключается триггер пуска  $ТП$  и с разрешением триггера  $ТРА$  (если автоматика включена) запускает одновибратор пуска  $ОП$ ; при этом включается также гасящий блокинг  $ГБ$ , который гасит (стирает) относящуюся к прошедшему пропуску и ненужную теперь информацию, записанную в задающем регистре  $ЗР$ .

Спустя 200 мксек одновибратор  $ОП$  включает блокинг  $УБ$ , который продвигает информацию в памяти  $ПЗУ$  и выдает новое число-задание в регистр  $ЗР$ ; одновременно с этим  $ОП$  включает одновибратор  $ОВ$  и гасит число, находящееся в регистре сумматора  $ВР$ . Последнее может быть отличным от нуля в случае, если в предыдущем пропуске металл был подан в валки до окончания полной отработки рассогласования и нажимной механизм принудительно остановился.

По истечении 90 мксек одновибратор  $ОВ$  запускает блокинг  $ЛБ$ , который выдает вновь поступившее число-задание из задающего регистра  $ЗР$  в сумматор  $ВР$ ; одновременно включается одновибратор  $ОУ1$  для продвижения команды ферритового распределителя.

Двухтактный распределитель построен следующим образом. Из десяти содержащихся в нем феррит-триодных ячеек ячейки нечетного разряда получают тактовый импульс от блокинга  $2Б$ , а ячейки четного разряда — от блокинга  $3Б$ ; эти два блокинга запускаются поочередно с интервалом в 25 мксек.

В любой момент времени запись единицы содержится не более чем в одной ячейке; в остальных девяти ячейках записаны нули. При подаче тактового импульса от одного из блокингов ячейки его группы, в которых записаны нули, выходного импульса не выдают, а ячейка, содержащая единицу,

сбрасывается на нуль, выдает импульс на вход соответствующего триггера регистра сумматора  $ВР$  (на рисунке не показан) и кроме того записывает единицу в следующую по порядку ячейку противоположной четности (другой группы). Единица в первую ячейку записывается заранее при включении упоминавшегося уже одновибратора  $ОВ$ .

Итак, через 25 мксек после включения одновибратора  $ОУ1$  включается блокинг  $2Б$ , продвигающий команду распределителя на один шаг, и одновибратор  $ОУ2$ , который, спустя еще 25 мксек, включает блокинг  $3Б$ , продвигающий команду распределителя на второй шаг.

Последующие повторные включения одновибратора  $ОУ1$  производятся выходным импульсом вспомогательной ячейки  $Н$ , тактовый импульс на которую подается от блокинга  $3Б$ ; единица в ячейку  $Н$  записывается одновременно с записью единицы во 2, 4, 6 и 8-ю ячейки распределителя.

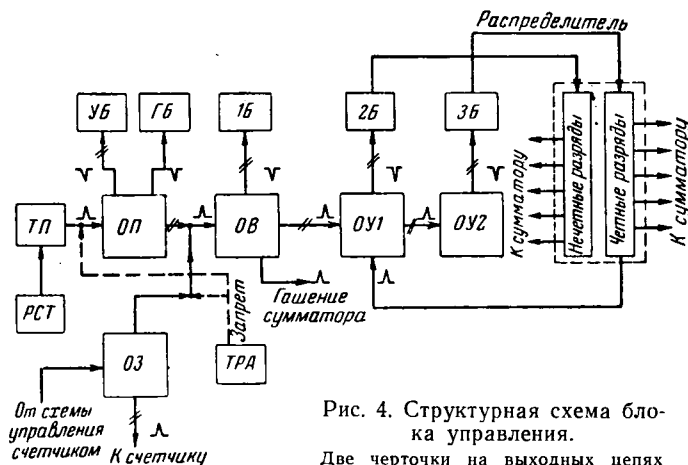
Одновибраторы  $ОУ1$ ,  $ОУ2$ , блокинги  $2Б$  и  $3Б$  и ячейка  $Н$  образуют, следовательно, замкнутую цепочку, обеспечивающую продвижение распределителя на 10 шагов, после чего движение прекращается, так как в ячейку  $Н$  единица больше не вписывается.

Выходные импульсы распределителя подаются по очереди на соответствующие разрядные триггеры регистра сумматора  $ВР$  с разрешением от одноименных разрядов счетчика  $Сч$  (на рисунке не показанного); если в разряде счетчика записаны нули, то на вход триггера сумматора подается положительный (разрешающий) потенциал и импульс проходит. В противном случае подается отрицательный (запрещающий) потенциал и импульс не пропускается. Таким образом, число, записанное в счетчике, передается поразрядно в сумматор  $ВР$  в обратном коде, так как это число должно вычитаться из числа-задания.

После выдачи единицы в какой-либо разряд  $ВР$ , в котором ранее была записана единица, он сбрасывается на нуль и выдает импульс переноса единицы в следующий разряд и т. д. Для возможности выдачи рассогласования любого знака сумматор  $ВР$  содержит дополнительный знаковый разряд и цепь другого переноса.

Как только механизм приходит в движение, операцию вычитания необходимо производить после каждого импульса, поступающего на счетчик  $Сч$ . При этом одновибратор  $ОЗ$  из схемы управления счетчиком с разрешением от триггера  $ТРА$  (которое дается, если включена автоматика) включает одновибратор  $ОВ$  и все элементы схемы, за исключением одновибратора  $ОП$  и блокинга  $ГБ$ , срабатывают снова. Повторяются все операции: гашение сумматора  $ВР$ , параллельная выдача в сумматор нового числа-задания, выдача из счетчика второго числа в обратном коде последовательно по разрядам и в результате выдача из  $ВР$  в преобразователь  $ПН$  рассогласования двух чисел.

**Преобразователь кода числа в напряжение.** В разработанном в первом варианте вычислительного устройства [Сн. 1] преобразователе на вакуумных лампах для получения линейной зависимости выходного напряжения от записанного числа необ-



ходимо точно соблюдать параметры сопротивлений от  $r$  до  $2^{n-2}r$ .

В схеме преобразователя (рис. 5) использован тот факт, что падение напряжения на открытом транзисторе пренебрежимо мало по сравнению с падением напряжения на сопротивлениях, поэтому в ней используются сопротивления только с двумя номинальными значениями  $r$  и  $2r$ .

Выходное напряжение любой полярности снимается с одной и той же цепочки  $r$ , соединенной с землей.

Характеристика преобразователя линейна не во всем диапазоне рассогласований; для рассматриваемого макета она линейна только в пределах первых семи разрядов, причем число этих разрядов характеризуется максимальной величиной пути торможения привода.

При увеличении рассогласования свыше  $2^7 = 128$  единиц преобразователь насыщается и дает на выходе напряжение постоянной величины той или иной полярности.

В зависимости от знака рассогласования шины питания преобразователя подключаются либо к клемме с потенциалом  $+5,5$  в и земле, либо соответственно к земле и к клемме с потенциалом  $-5,5$  в при помощи триодов  $T1$  типа  $p-n-p$  и  $T2$  типа  $n-p-n$ , управляемых триггером знака сумматора.

Предположим для определенности, что рассогласование положительно, тогда триод  $T1$  открыт, а триод  $T2$  закрыт и преобразователь подключен к клемме с потенциалом  $+5,5$  в и нулю. Разрядные сопротивления  $2r$  подключаются либо к клемме с нулевым потенциалом, либо к клемме с потенциалом питания в зависимости от того, записан ли нуль или единица в данном разряде кода числа.

Разрядные переключатели построены на паре транзисторов, из которых один типа  $p-n-p$ , второй типа  $n-p-n$ , управляемые от общего выхода триггера сумматора; следовательно, в зависимости от состояния триггера один триод переключателя открыт, второй закрыт.

Рассмотрим работу преобразователя для чисел, превышающих 127. Для этой цели он использует дополнительный узел, содержащий триоды  $T3$  и  $T11$ , управляемые через разделительные диоды тремя старшими разрядами сумматора. Предположим, что рассогласование положительно и в знаковом узле триод  $T1$  открыт, а  $T2$  закрыт. Если рассогласование больше 127, то хотя бы в одном из старших разрядов сумматора записана единица, вследствие чего триод  $T3$  открыт и напряжение питания полностью передается на выход преобразователя. Тот факт, что при этом триод  $T11$  также открыт, не играет роли, так как триод  $T2$  в это время закрыт. Таким образом,

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{пит}}$$

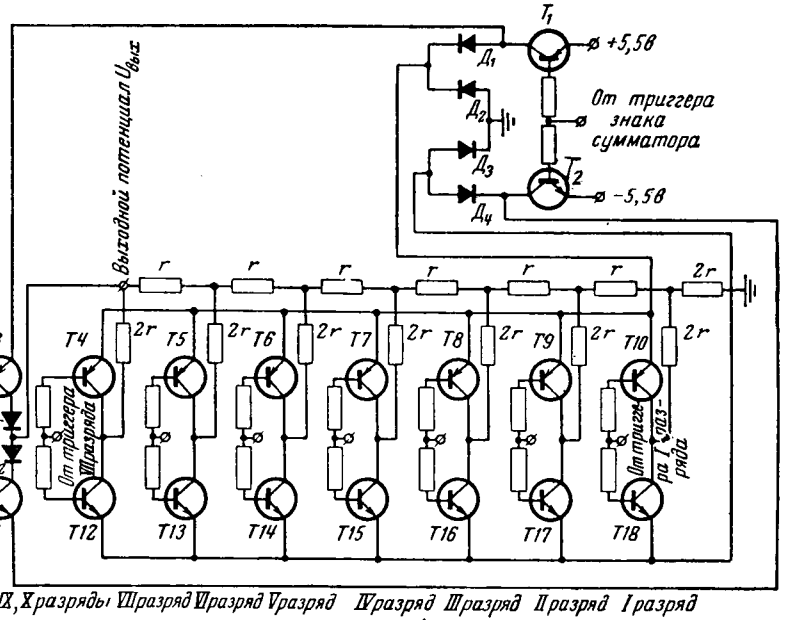


Рис. 5. Схема преобразователя кода числа в напряжение.

Итак, при переходе рассогласования от нуля до 128 единиц выходное напряжение преобразователя меняется плавно и далее остается неизменным. То же происходит при отрицательных рассогласованиях, по абсолютному значению превышающих 127; тогда

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{пит}}$$

#### Узел продвижения холостых строчек памяти.

В случае, если число пропусков в программе меньше числа строчек памяти, то по окончании цикла прокатки лишние (холостые) строчки нужно быстро продвинуть.

В первом варианте вычислительного устройства [Сн. 1] память содержала для продвижения холостых строчек самовозбуждающийся блокинг-генератор  $СБ$ , работающий на частоте около 50 гц. Этот блокинг несинхронизирован с блоком управления и поэтому может быть, хотя и с весьма малой вероятностью, причиной сбоя схемы. Действительно, не исключена возможность совпадения моментов времени подачи в ячейку холостого хода  $ЯХ$  тактового импульса от  $СБ$  и импульса записи из первого служебного столбца<sup>2</sup>; тогда ячейка не выдает команды на продвижение холостых строчек.

В рассматриваемом устройстве блокинг  $СБ$  исключен; ячейка  $ЯХ$  (рис. 6) получает тактовый импульс от управляющего блокинга  $УБ$  по обмотке  $\omega_0$ ; запись единицы по обмотке  $\omega_3$  осуществляется при разряде конденсатора  $1E$  в момент отпирания ключа  $КП$  (не показанного на рисунке), который управляется тем же блокингом  $УБ$  с выдержкой времени, равной примерно 50 мксек.

Таким образом, в случае необходимости продвинуть несколько холостых строк, например в слу-

<sup>2</sup> Служебный столбец в плане запоминающего устройства является дополнительным к столбцам ферритовых ячеек, содержащим информацию, служащую для выдачи команд.



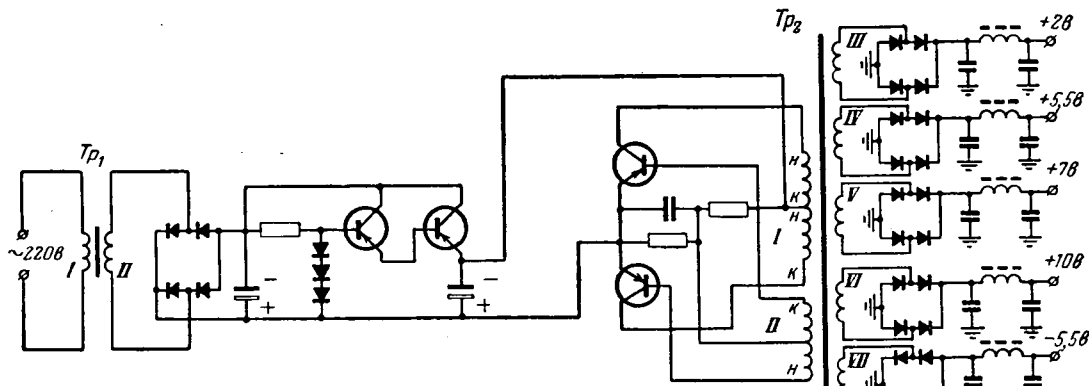


Рис. 7. Блок стабилизации напряжения питания.

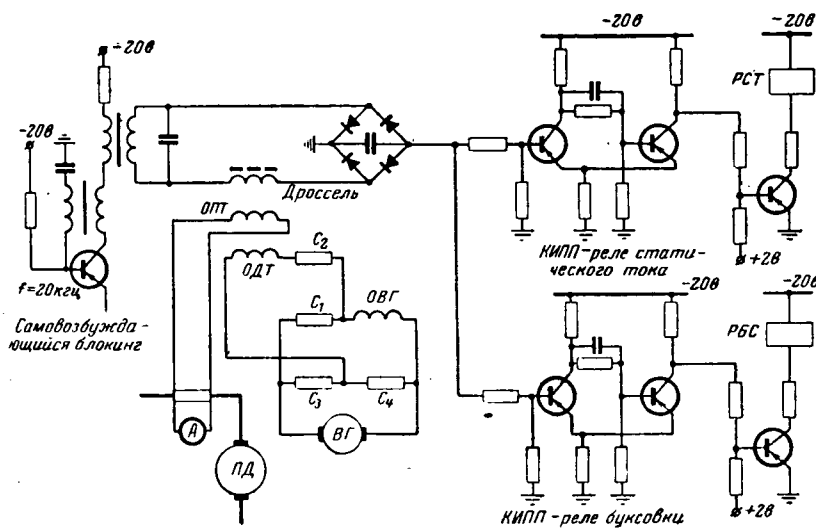


Рис. 8. Датчик статической нагрузки.

ПД — приводной двигатель; ВГ — возбудитель генератора; ОВГ — обмотка возбуждения генератора; РСТ — реле статического тока; РБС — реле буксовки.

Если считать поток двигателя постоянным и равным номинальному, что верно для случаев захвата и выброса, то момент двигателя пропорционален полному току. Поэтому составляющие тока представляют в определенном масштабе составляющие момента.

Непосредственное измерение статической нагрузки представляет трудности, поэтому в схеме датчика используется разность между полным током и его динамической составляющей. Последняя пропорциональна ускорению двигателя, а скорость его с достаточной для данного случая точностью пропорциональна напряжению генератора или в достаточно большом диапазоне — току возбуждения генератора.

Схема датчика построена следующим образом (рис. 8). Самовозбуждающийся блокинг-генератор, собранный на полупроводниковом триоде типа П4А с трансформатором положительной обратной связи  $T1$ , генерирует импульсы с частотой 20 кГц и со скважностью, близкой к двум. Переменное напряжение с выходного трансформатора  $T2$  подается на выпрямитель через управляемый дроссель, собранный на оксиферовом кольце. Таким образом,

величина выпрямленного напряжения зависит от реактивного сопротивления дросселя, т. е. от н. с. намагничивающих обмоток.

Одна подмагничивающая обмотка ОПТ подключена параллельно со щитовым амперметром к шунту главной цепи; н. с. этой обмотки пропорциональна полному току. Вторая подмагничивающая обмотка ОДТ подключена с обратной полярностью к выходу динамического моста в цепи возбуждения генератора; н. с. этой обмотки пропорциональна производной по времени тока возбуждения генератора. При правильном соотношении коэффициентов пропорциональности результирующая н. с. двух подмагничивающих обмоток дросселя пропорциональна статической составляющей тока. Указанное соотношение подбирается

при помощи дробочного сопротивления, включаемого в цепь обмотки ОДТ.

Выпрямленное выходное напряжение блокинг-генератора почти линейно зависит от статической нагрузки главного привода; оно подается на вход формирователя (кипп-реле) через делитель. Последний выбирается таким образом, чтобы при прокатке металла даже на легких пропусках формирователь мог быть переброшен в другое состояние. Команда на новое перемещение вала в бесконтактных схемах снимается непосредственно с коллектора формирователя; в контактных схемах используется реле типа МКУ-48, подключенное к формирователю через усилительный триод.

В системе автоматики необходим еще датчик буксовки металла. Случаи захвата и буксовки отличаются друг от друга средней величиной статического тока, поэтому для этой цели используется второе кипп-реле. Сглаживание тока осуществляется конденсатором, установленным на выходе выпрямителя; величина тока срабатывания кипп-реле выбирается при помощи входного делителя.

# Упрощение расчетных выражений для частичных удельных потерь мощности<sup>1</sup>

Кандидат техн. наук В. В. КАНТАН и инж. Б. Н. СТЕПАНОВ

Ленинградский политехнический институт им. Калинина

При решении задачи о наиболее выгодном распределении активных и реактивных нагрузок между станциями энергосистемы приходится определять частичные удельные потери всех источников активной и реактивной мощности, т. е. частные производные от суммарных потерь активной мощности в сети энергосистемы по активной и реактивной мощности соответствующего источника, а именно:

$$\sigma_{Pi} = \frac{\partial P_{\text{пот}}}{\partial P_i}; \quad \sigma_{Qi} = \frac{\partial P_{\text{пот}}}{\partial Q_i}, \quad (1)$$

где  $\sigma_{Pi}$  и  $\sigma_{Qi}$  — частичные удельные потери активной и реактивной мощности источника;

$P_{\text{пот}}$  — суммарные потери активной мощности в сети энергосистемы;

$P_i$ ,  $Q_i$  — активная и реактивная мощности  $i$ -го источника.

Суммарные потери активной мощности в сети энергосистемы равны:

$$P_{\text{пот}} = \sum_{s=1}^k P_{\text{пот} s} = \sum_{s=1}^k I_s^2 r_s, \quad (2)$$

где  $P_{\text{пот} s} = I_s^2 r_s$  — потери в элементе  $s$  сети;

$r_s$  — активное сопротивление элемента  $s$  сети;

$I_s$  — ток в элементе  $s$  сети;

$k$  — число элементов сети.

Без учета зависимости напряжений в узловых точках сети от распределения нагрузок и при использовании для определения токов в элементах сети метода линейных коэффициентов наиболее общие выражения для частичных удельных потерь имеют следующий вид [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{Pi} &= 2 \sum_{j=1}^m B_{ij} P_j - 2 \sum_{j=1}^m C_{ij} Q_j; \\ \sigma_{Qi} &= 2 \sum_{j=1}^m B_{ij} Q_j + 2 \sum_{j=1}^m C_{ij} P_j, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где

$$\left. \begin{aligned} B_{ij} &= \frac{1}{U_i U_j} \sum_{s=1}^k r_s [(\alpha'_{is} \alpha'_{js} + \alpha''_{is} \alpha''_{js}) \cos \theta_{ij} + \\ &\quad + (\alpha'_{is} \alpha''_{js} - \alpha''_{is} \alpha'_{js}) \sin \theta_{ij}]; \\ C_{ij} &= \frac{1}{U_i U_j} \sum_{s=1}^k r_s [(\alpha'_{is} \alpha'_{js} + \alpha''_{is} \alpha''_{js}) \sin \theta_{ij} - \\ &\quad - (\alpha'_{is} \alpha''_{js} - \alpha''_{is} \alpha'_{js}) \cos \theta_{ij}], \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где  $U_i$ ,  $U_j$  — модули напряжений в узлах  $i$  и  $j$ ;

$\alpha_{is} = \alpha'_{is} + j \alpha''_{is}$  — линейный коэффициент распределения тока узла  $i$  для участка  $s$  сети;

$\theta_{ij}$  — угол между векторами напряжений  $U_i$  и  $U_j$ ;

$m$  — число узловых точек системы.

Выражения (4) могут быть записаны в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} B_{ij} &= \frac{M_{ij}}{U_i U_j} \cos \theta_{ij} + \frac{N_{ij}}{U_i U_j} \sin \theta_{ij}; \\ C_{ij} &= \frac{M_{ij}}{U_i U_j} \sin \theta_{ij} - \frac{N_{ij}}{U_i U_j} \cos \theta_{ij}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где

$$\left. \begin{aligned} M_{ij} &= \sum_{s=1}^k r_s (\alpha'_{is} \alpha'_{js} + \alpha''_{is} \alpha''_{js}); \\ N_{ij} &= \sum_{s=1}^k r_s (\alpha'_{is} \alpha''_{js} - \alpha''_{is} \alpha'_{js}). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Из выражений (4) и (5) видно, что для нахождения частичных удельных потерь при помощи выражений (3) требуется определять комплексные линейные коэффициенты  $\alpha_s$ , число которых равно произведению  $mk$ . Но и после этого дальнейший расчет очень громоздок. Однако можно значительно упростить определение коэффициентов  $B_{ij}$  и  $C_{ij}$ .

При допущении постоянства напряжений в узлах системы частичные удельные потери  $\sigma_{Pi}$  и  $\sigma_{Qi}$  являются линейными функциями активных и реактивных нагрузок отдельных узлов энергосистемы и могут быть определены методом наложения. Представим частичные удельные потери  $i$ -го источника в следующем виде:

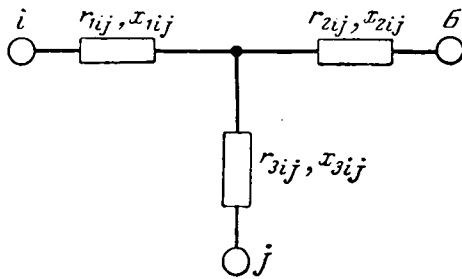
$$\left. \begin{aligned} \sigma_{Pi} &= \sum_{j=1}^m \sigma_{Pij}; \\ \sigma_{Qi} &= \sum_{j=1}^m \sigma_{Qij}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

В выражениях (7)

$$\sigma_{Pij} = 2B_{ij} P_j - 2C_{ij} Q_j$$

и  $\sigma_{Qij} = 2B_{ij} Q_j + 2C_{ij} P_j$  — слагаемые, зависящие от мощности только узла  $j$ , а также от взаимного расположения узлов  $i$ ,  $j$  и балансирующей точки. Следовательно, при их определении мощности всех остальных узлов энергосистемы могут быть приняты равными нулю. Но в таком случае любая сеть с помощью эквивалентных преобразований может быть приведена сначала к схеме треугольника, а затем к схеме звезды (см. рисунок).

<sup>1</sup> Полезно заметить, что исходные выражения, упрощаемые авторами, сами являются приближенными, так как в них не учитываются влияния изменений напряжений и их углов. Ред.



Для полученной схемы звезды определим линейные коэффициенты и коэффициенты  $B_{ij}$  и  $C_{ij}$  при помощи выражений (6):

$$\left. \begin{aligned} a'_{i1} = a'_{i2} = 1; \quad a'_{i3} = 0; \\ a'_{j1} = 0; \quad a'_{j2} = a'_{j3} = 1; \\ a''_{i1} = a''_{i2} = a''_{i3} = a''_{j1} = a''_{j2} = a''_{j3} = 0; \end{aligned} \right\} (8)$$

$$\left. \begin{aligned} M_{ij} = r_{1ij}(a'_{i1}a'_{j1} + a''_{i1}a''_{j1}) + \\ + r_{2ij}(a'_{i2}a'_{j2} + a''_{i2}a''_{j2}) + \\ + r_{3ij}(a'_{i3}a'_{j3} + a''_{i3}a''_{j3}) = r_{2ij}; \\ N_{ij} = r_{1ij}(a'_{i1}a''_{j1} - a''_{i1}a'_{j1}) + \\ + r_{2ij}(a'_{i2}a''_{j2} - a''_{i2}a'_{j2}) + \\ + r_{3ij}(a'_{i3}a''_{j3} - a''_{i3}a'_{j3}) = 0. \end{aligned} \right\} (9)$$

Так как при определении любого из слагаемых  $\sigma_{Pij}$  и  $\sigma_{Qij}$  всякая сеть приводится к трехлучевой звезде, величины  $M_{ij}$  и  $N_{ij}$  во всех случаях равны соответственно  $r_{2ij}$  и нулю, а коэффициенты  $B_{ij}$  и  $C_{ij}$  в выражении (3) могут быть определены по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} B_{ij} = \frac{M_{ij}}{U_i U_j} \cos \theta_{ij} = \frac{r_{2ij}}{U_i U_j} \cos \theta_{ij}; \\ C_{ij} = \frac{M_{ij}}{U_i U_j} \sin \theta_{ij} = \frac{r_{2ij}}{U_i U_j} \sin \theta_{ij}. \end{aligned} \right\} (10)$$

Из выражений (10) видно, что для определения коэффициентов  $B_{ij}$  и  $C_{ij}$  достаточно определить сопротивление  $r_{2ij}$ , являющееся общим активным сопротивлением сети для узлов  $i$  и  $j$  относительно балансирующей точки.

Определение сопротивлений  $r_{2ij}$ , так же как и линейных коэффициентов  $\alpha_s$ , может быть произведено на модели сети переменного тока. Однако определение сопротивлений  $r_{2ij}$  не требует применения универсальной модели сети переменного тока, которая необходима при определении линейных коэффициентов для измерения токов в отдельных линиях сети.

Для расчета сопротивлений  $r_{2ij}$  может быть изготовлена достаточно простая специализированная модель сети энергосистемы [Л. 3], которая позволяет измерять эквивалентные активные сопротивления между любыми двумя узловыми точками сети. В такой модели активные и индуктивные сопротивления отдельных элементов сети моделируются соответственно активными и емкостными сопротивлениями, что упрощает ее изготовление. Для определения сопротивлений  $r_{2ij}$  на такой модели достаточно измерить эквивалентные активные сопротивления сети  $R_{ij}$  между узлами  $i$  и  $j$ ,  $R_{jБ}$  между узлом  $j$  и балансирующей точкой и  $R_{jБ}$  между узлом  $j$  и балансирующей точкой.

рующей точкой и  $R_{jБ}$  между узлом  $j$  и балансирующей точкой.

В соответствии с рисунком можно записать:

$$\left. \begin{aligned} R_{ij} = r_{1ij} + r_{3ij}; \\ R_{iБ} = r_{1ij} + r_{2ij}; \\ R_{jБ} = r_{2ij} + r_{3ij}. \end{aligned} \right\} (11)$$

Отсюда сопротивление может быть вычислено по формуле

$$r_{2ij} = \frac{R_{iБ} + R_{jБ} - R_{ij}}{2}. \quad (12)$$

При определении коэффициентов  $B_{ij}$  и  $C_{ij}$  через сопротивление  $r_{2ij}$  расчетные выражения для  $\sigma_{Pi}$  и  $\sigma_{Qi}$  принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{Pi} = 2 \sum_{j=1}^m \frac{r_{2ij}}{U_i U_j} (P_j \cos \theta_{ij} - \theta_j \sin \theta_{ij}) = \\ = \frac{2}{U_i} \sum_{j=1}^m \frac{r_{2ij}}{U_j} P_j (\cos \theta_{ij} - \operatorname{tg} \varphi_j \sin \theta_{ij}); \\ \sigma_{Qi} = 2 \sum_{j=1}^m \frac{r_{2ij}}{U_i U_j} (Q_j \cos \theta_{ij} + P_j \sin \theta_{ij}) = \\ = \frac{2}{U_i} \sum_{j=1}^m \frac{r_{2ij}}{U_j} Q_j \left( \cos \theta_{ij} + \frac{\sin \theta_{ij}}{\operatorname{tg} \varphi_i} \right), \end{aligned} \right\} (13)$$

где

$$\operatorname{tg} \varphi_j = \frac{Q_j}{P_j}.$$

Если можно принять, что напряжения в узлах сети энергосистемы мало отличаются по величине и фазе, то выражения для частичных удельных потерь могут быть записаны в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{Pi} = \frac{2}{U_{cp}^2} \sum_{j=1}^m r_{2ij} P_j; \\ \sigma_{Qi} = \frac{2}{U_{cp}^2} \sum_{j=1}^m r_{2ij} Q_j. \end{aligned} \right\} (14)$$

**Вывод.** При решении задачи о наиболее выгодном распределении активных и реактивных нагрузок в энергосистеме для определения частичных удельных потерь  $\sigma_{Pi}$  и  $\sigma_{Qi}$  нет необходимости в трудоемких расчетах коэффициентов  $B_{ij}$  и  $C_{ij}$  через линейные коэффициенты  $\alpha_s$ . Вместо этого достаточно определить величины сопротивлений  $r_{2ij}$ , что может быть выполнено быстрее и более простыми средствами, чем даже одно определение линейных коэффициентов  $\alpha_s$ .

#### Литература

1. Маркович И. М., Общая формула потерь мощности в сетях и вычисление удельных приростов потерь, «Электричество», 1962, № 4.
2. Слабиков В. А., Расчет коэффициентов распределения активных нагрузок, приводящих к минимуму потерь в сети, Изв. высших учебных заведений, «Энергетика», 1960, № 6.

[15.9.1962]

# Расчет пускового режима серводвигателя—усилителя

Инж. ДАН ТЕОДОРЕСКУ

Завод «Электромотор» (г. Тимишоара, Румынская Народная Республика)

В следящих системах небольшой мощности, а также в других системах автоматического управления наиболее часто в качестве исполнительного элемента используется двухфазный асинхронный двигатель. Большая надежность этого двигателя в работе благодаря отсутствию коллектора объясняет преимущественное его применение в обычных и исключительное — в тяжелых условиях работы.

Во всех бесконтактных схемах управление двухфазным асинхронным двигателем осуществляется при помощи усилителя. Этот вспомогательный элемент может значительно снизить надежность системы и увеличить ее стоимость и габарит.

В своих работах [Л. 1 и 2] автор изложил принцип работы двигателя, в котором совмещается надежность двухфазного двигателя с возможностью управления двигателем сигналами очень малой мощности по сравнению с мощностью на валу. В этих условиях можно говорить о коэффициенте усиления двигателя по мощности  $k_p$  как зависимости между полезной мощностью  $P_2$  и мощностью управления  $P_y$ . В построенных нами (для проверки принципа действия) двигателях этот коэффициент равен:  $k_p = 20 \div 70$ .

На рис. 1 показано сечение четырехполюсной машины. Каждый из главных полюсов 1 находится между двумя дополнительными полюсами 2 и 2', имеющими короткозамкнутые витки 3 и 3'. На дополнительных полюсах находятся управляющие обмотки двигателя, а именно: главная управляющая обмотка 4 и вспомогательная управляющая обмотка 5. Каждая из этих обмоток управления состоит из двух секций, находящихся на двух стержнях вспомогательного полюса и соединенных между собой таким образом, чтобы их н. с. складывались, а первая гармоника напряжения, наведенного в них потоком основной обмотки 6, становилась равной нулю. Дополнительные полюсы собираются из пластин. После монтажа на них управляющих катушек и короткозамкнутых витков дополнительные полюсы закрепляются в гнездах яра при помощи клиньев 7.

Действие машины основывается на неодинаковом насыщении дополнительных полюсов, при помощи н. с. главной управляющей обмотки. Вспомогательная обмотка управления служит лишь для управления током в главной обмотке управления, и ее н. с. относительно невелика.

Двигатель вращается в направлении от главного полюса к ненасыщенному дополнительному полюсу. Перемена направления вращения осуществляется изменением соотношения н. с. дополнительных полюсов.

При насыщении дополнительного полюса (точнее стержней полюса) происходит изменение сдвига фаз между этим потоком и потоком через главный полюс 1. При соответствующей н. с. обмоток управления фаза потока под дополнительным по-

люсом может стать равной фазе потока под главным полюсом. Средний пусковой момент, определяемый данным дополнительным полюсом, в этом случае равен нулю, и на ротор будет действовать только пусковой момент, обусловливаемый другим дополнительным полюсом.

Двигателем можно управлять посредством главных управляющих обмоток не только постоянным, но и переменным током и током однополупериодного выпрямления при условии, чтобы между напряжением, приложенным к главным обмоткам управления, и напряжением, приложенным к обмоткам главных полюсов, существовал сдвиг фаз в 30 или 60°. Вопрос относительно зависимости пускового момента и полезной мощности машины от значения этого сдвига фаз в настоящей статье не рассматривается, однако существование такой зависимости не должно вызывать сомнения.

До сих пор речь шла исключительно об управлении двигателем при помощи главной обмотки управления. Коэффициенты усиления мощности, о которых было упомянуто в начале статьи, могут быть реализованы в случае двухступенчатого усиления, при использовании вспомогательных обмоток управления. В этом случае через главные обмотки управления, присоединенные к постоянному напряжению, проходит ток, величина которого регулируется при помощи вспомогательных управляющих обмоток, которые здесь становятся действительно управляющими.

Из многочисленных возможных схем управления наиболее выгодными являются те, которые используют эффект внутренней обратной связи между частью или всеми дополнительными полюсами. Таким образом, из четырех вспомогательных полюсов, соответствующих одному направлению вращения (в случае четырехполюсной машины), два соединены как усилитель с внутренней обратной связью и с нагрузкой по постоянному или переменному току.

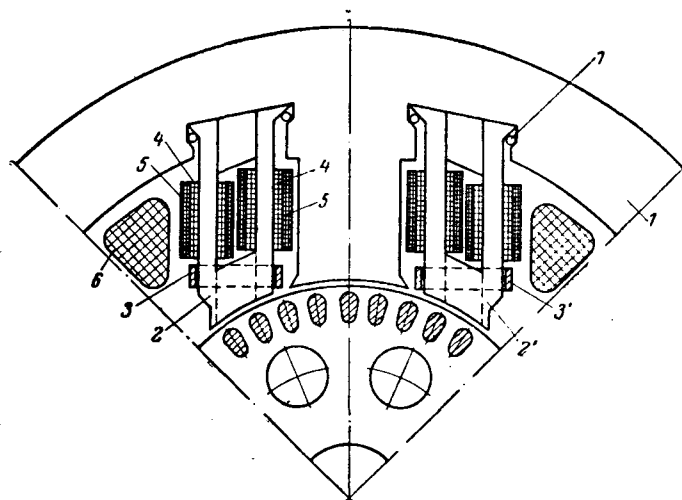


Рис. 1.



Главные обмотки управления двух остальных полюсов являются нагрузкой этого усилителя, и их вспомогательные обмотки управления могут быть отключены. Для полюсов, соответствующих обратному направлению вращения, обратные связи аналогичны указанным, но направление н. с. их вспомогательных обмоток управления выбрано таким образом, что при управляющем токе определенного направления ток в главных обмотках, соответствующих одному направлению вращения, уменьшается, а в обмотках, соответствующих обратному направлению вращения, возрастает.

Таким образом, направление вращения двигателя зависит от направления управляющего постоянного тока, а мощность управления на много меньше мощности на валу. Это открывает довольно широкие возможности применения двигателя в многочисленных отраслях техники, позволяя значительно упростить элементы управления исполнительного двигателя.

На рис. 2 показаны механические характеристики двигателя в зависимости от параметра:

$$\epsilon = \frac{I_y}{I_{y.n}}$$

где  $I_{y.n}$  — номинальный ток вспомогательных обмоток управления.

На рис. 2 через  $m = \frac{M}{M_n}$  и  $v = \frac{n}{n_c}$  обозначены вращающий момент и число оборотов, отнесенные соответственно к номинальному моменту и синхронному числу оборотов.

Сравнивая характеристики, изображенные на рис. 2, с механическими характеристиками асинхронного двигателя, имеющего конденсатор в цепи возбуждения [Л. 3], можно заметить, что в рассматриваемом случае возможности регулирования более ограничены. Поэтому в данном двигателе изменение числа оборотов в широких пределах может быть осуществлено только при импульсном управлении. Но ввиду того, что мощность управления здесь по сравнению с мощностью на валу мала, этот способ регулирования становится проще и удобнее, чем остальные методы.

Получение аналитических выражений для определения пускового момента и других главных параметров двигателя даже при использовании известных упрощений [Л. 4 и 5] невозможно, так как в данном случае проводимость магнитной цепи вспомогательных полюсов переменна.

Для количественного анализа основных физических процессов в двигателе ниже используется метод, имеющий следующие основные особенности:

насыщение стержней дополнительного полюса эквивалентируется с увеличением зазора под соответствующим полюсом. В соответствии с параметрами материала и размеров полюса определяется характеристика

$$\delta' = f(I_y \omega_y), \quad (1)$$

где  $\delta'$  — эквивалентный зазор, а  $I_y \omega_y$  — н. с. главной обмотки главного управления. В расчете принимается  $\mu_{ст} = \infty$ ;

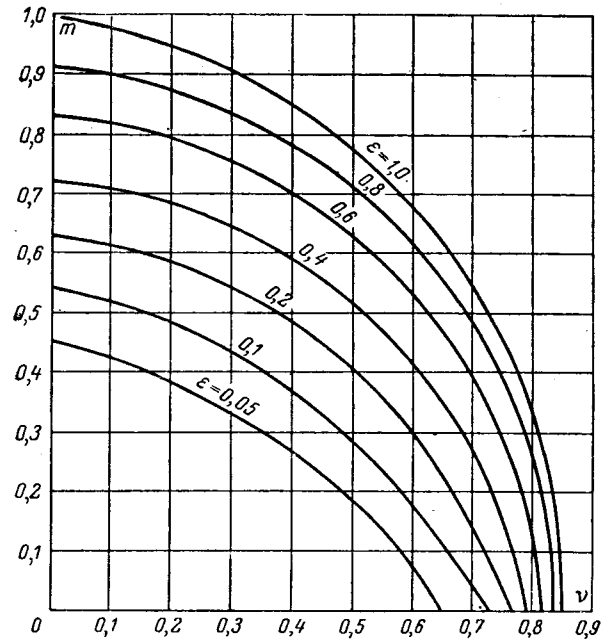


Рис. 2.

обмотка ротора считается эквивалентной цилиндру неизменной толщины [Л. 6] и устанавливается эквивалентность между параметрами на единицу длины  $t_2$  окружности цилиндрического ротора и действительными параметрами беличьей клетки в форме:

$$\left. \begin{aligned} \rho_c &= r_c t_2 \text{ (ом}\cdot\text{см)}; \\ \sigma_c &= L_c t_2 \text{ (гн}\cdot\text{см)}; \\ \rho_k &= \frac{r_k}{t_2} \text{ (ом/см)}; \\ \sigma_k &= \frac{L_k}{t_2} \text{ (гн/см)}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где индекс «с» относится к шине беличьей клетки, а индекс «к» — к роторному короткозамыкающему кольцу, кроме того, в последующем изложении учитываются лишь первые гармоники индукции, н. с., токов и напряжений.

В этих условиях дифференциальное уравнение, связывающее н. с. статора  $\bar{F}$  с токами в роторных кольцах  $\bar{I}_k$ , в точке  $y$  на поверхности ротора будет иметь следующий вид:

$$\sigma_c \frac{\partial^2 \bar{I}_k}{\partial y^2 \partial t} + \rho_c \frac{\partial^2 \bar{I}_k}{\partial y^2} - (2\sigma_k + \gamma) \frac{\partial \bar{I}_k}{\partial t} - 2\rho_k \bar{I}_k = \gamma \frac{\partial \bar{F}}{\partial t}, \quad (3)$$

где  $\gamma$  — удельная проводимость взаимоиндукции.

С учетом условия (2) уравнение (3) для режима пуска можно записать в таком виде:

$$\frac{r^2}{\pi^2} z_c \frac{d^2 \bar{I}_k}{dy^2} - z_k \bar{I}_k = j x_s \bar{F}, \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{I}_k e^{j\omega t} &= \bar{I}_k; & x_s &= \gamma \frac{\omega t_2}{\Delta^2}; \\ \bar{F} e^{j\omega t} &= \bar{F}; & z_c &= r_c + j\omega L_c; \\ z_k &= 2 \frac{r_k}{\Delta^2} + j\omega \frac{2L_k + \gamma t_2}{\Delta^2}; & \Delta &= \frac{\pi t_2}{\tau}. \end{aligned}$$

Общее решение уравнения (4) имеет вид:

$$\bar{I}_K = Ce^{qv} + De^{-qv} - j \frac{x_{\delta}}{z_K} \bar{F},$$

где

$$q = \frac{\pi}{\tau} \sqrt{\frac{z_K}{z_c}}. \quad (5)$$

Уравнения токов в кольце для областей 1, 2 и 3 (рис. 3) можно записать в такой форме:

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_{K1} &= C_1 e^{qv} + D_1 e^{-qv} - j S_1 \bar{F}_1; \\ \bar{I}_{K2} &= C_2 e^{qv} + D_2 e^{-qv} - j S_2 \bar{F}_2; \\ \bar{I}_{K3} &= C_3 e^{qv} + D_3 e^{-qv} - j S_3 \bar{F}_3, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где  $S_1 = \frac{x_{\delta_1}}{z_{K1}}$ ,  $S_3 = \frac{x_{\delta_3}}{z_{K3}}$  зависят от эквивалентного зазора полюсов 1 и 3.

Чтобы не слишком усложнять выражения, величина  $q$  считалась независимой от эквивалентного воздушного зазора, что допускается, как это следует при рассмотрении отношения (5) и предыдущих, даже в случае изменений эквивалентного воздушного зазора, равных удвоенной величине действительного воздушного зазора. Соответствие меж-

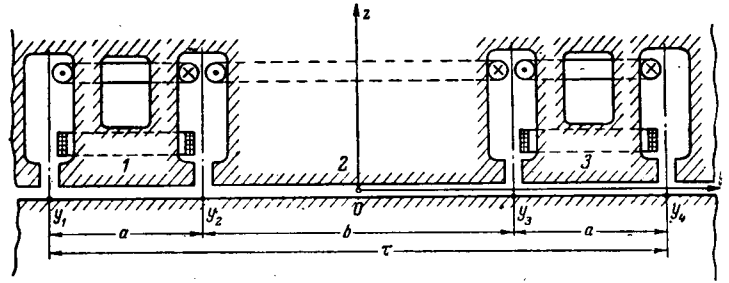


Рис. 3.

ду расчетными и опытными характеристиками подтверждает, что это приближение допустимо.

При граничных условиях

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_{K1}(y_2) &= \bar{I}_{K2}(y_2); & \bar{I}_{c1}(y_2) &= \bar{I}_{c2}(y_2); \\ \bar{I}_{K2}(y_3) &= \bar{I}_{K3}(y_3); & \bar{I}_{c2}(y_3) &= \bar{I}_{c3}(y_3); \\ \bar{I}_{K3}(y_4) &= -\bar{I}_{K1}(y_1); & \bar{I}_{c3}(y_4) &= -\bar{I}_{c1}(y_1) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

можно определить постоянные и после нескольких преобразований получить:

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_K &= j \frac{S_1 \bar{F}_1 \operatorname{ch} q \left( y + \frac{\tau - a}{2} \right) \operatorname{ch} q \frac{\tau - a}{2} - S_2 \bar{F}_2 \operatorname{sh} q \left( y + \frac{\tau}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{b}{2} - S_3 \bar{F}_3 \operatorname{sh} q \left( y + \frac{a}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{a}{2}}{\operatorname{ch} q \frac{\tau}{2}} - j S_1 \bar{F}_1; \\ \bar{I}_{K2} &= j \frac{S_1 \bar{F}_1 \operatorname{sh} q \left( y - \frac{a}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{a}{2} + S_2 \operatorname{ch} q a \operatorname{ch} q y - S_3 \bar{F}_3 \operatorname{sh} q \left( y + \frac{a}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{a}{2}}{\operatorname{ch} q \frac{\tau}{2}} - j S_2 \bar{F}_2; \\ \bar{I}_{K3} &= j \frac{S_1 \bar{F}_1 \operatorname{sh} q \left( y - \frac{a}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{a}{2} + S_2 \bar{F}_2 \operatorname{sh} q \left( y - \frac{\tau}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{b}{2} + S_3 \bar{F}_3 \operatorname{ch} q \left( y - \frac{\tau - a}{2} \right) \operatorname{ch} q \frac{\tau - a}{2}}{\operatorname{ch} q \frac{\tau}{2}} - j S_3 \bar{F}_3; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

но так как  $\gamma \frac{\partial}{\partial t} (F + I_K) = l \frac{\partial B_{\delta}}{\partial t}$ ,

то имеем следующие выражения для вычисления индукций в зазоре машины в соответствующих трех областях (рис. 3):

$$\left. \begin{aligned} \bar{B}_{\delta 1} &= \frac{\mu_0}{\delta_1} \left[ F_1 (1 - j S_1) + j \frac{S_1 \bar{F}_1 \operatorname{ch} q \left( y + \frac{\tau - a}{2} \right) \operatorname{ch} q \frac{\tau - a}{2} - S_2 \bar{F}_2 \operatorname{sh} q \left( y + \frac{\tau}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{b}{2} - S_3 \bar{F}_3 \operatorname{sh} q \left( y + \frac{a}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{a}{2}}{\operatorname{ch} q \frac{\tau}{2}} \right]; \\ \bar{B}_{\delta 2} &= \frac{\mu_0}{\delta_2} \left[ \bar{F}_2 (1 - j S_2) + j \frac{S_1 \bar{F}_1 \operatorname{sh} q \left( y - \frac{a}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{a}{2} + S_2 \bar{F}_2 \operatorname{ch} q a \operatorname{ch} q y - S_3 \bar{F}_3 \operatorname{sh} q \left( y + \frac{a}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{a}{2}}{\operatorname{ch} q \frac{\tau}{2}} \right]; \\ \bar{B}_{\delta 3} &= \frac{\mu_0}{\delta_3} \left[ \bar{F}_3 (1 - j S_3) + j \frac{S_1 \bar{F}_1 \operatorname{sh} q \left( y - \frac{a}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{a}{2} + S_2 \bar{F}_2 \operatorname{sh} q \left( y - \frac{\tau}{2} \right) \operatorname{sh} q \frac{b}{2} + S_3 \bar{F}_3 \operatorname{ch} q \left( y - \frac{\tau - a}{2} \right) \operatorname{ch} q \frac{\tau - a}{2}}{\operatorname{ch} q \frac{\tau}{2}} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Проинтегрировав  $\bar{B}_{\delta 1}$  в пределах между  $y_1$  и  $y_2$ ,  $\bar{B}_{\delta 2}$  между  $y_2$  и  $y_3$ ,  $\bar{B}_{\delta 3}$  между  $y_3$  и  $y_4$ , после нескольких преобразований получим формулы для определения потока:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Phi}_1 &= \lambda_{\pi 1} \bar{F}_1 + j(S_3 \bar{F}_3 - S_2 \bar{F}_2) \gamma_1 l'_{\pi}; \\ \bar{\Phi}_2 &= \lambda_{\pi 2} \bar{F}_2 - j(S_1 \bar{F}_1 + S_3 \bar{F}_3) \gamma_2 l'_{\pi}; \\ \bar{\Phi}_3 &= \lambda_{\pi 3} \bar{F}_3 + j(S_1 \bar{F}_1 - S_2 \bar{F}_2) \gamma_3 l'_{\pi}; \end{aligned} \right\} (10)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{\pi 1} &= \gamma_1 \left[ a(1 - jS_1) + j \frac{2}{q} S_1 \frac{\operatorname{ch} q \frac{\tau - a}{2} \operatorname{sh} q \frac{a}{2}}{\operatorname{ch} q \frac{\tau}{2}} \right]; \\ \lambda_{\pi 2} &= \gamma_2 \left[ b(1 - jS_2) + j \frac{2}{q} S_2 \frac{\operatorname{ch} qa \operatorname{sh} q \frac{b}{2}}{\operatorname{ch} q \frac{\tau}{2}} \right]; \\ \lambda_{\pi 3} &= \gamma_3 \left[ a(1 - jS_3) + j \frac{2}{q} S_3 \frac{\operatorname{ch} q \frac{\tau - a}{2} \operatorname{sh} q \frac{a}{2}}{\operatorname{ch} q \frac{\tau}{2}} \right]; \\ l'_{\pi} &= \frac{2}{q} \frac{\operatorname{sh} q \frac{b}{2}}{\operatorname{ch} q \frac{\tau}{2}} \operatorname{sh} q \frac{a}{2}. \end{aligned} \right\} (11)$$

Уравнения для цепи главных полюсов (имеющих число витков  $\omega$  и общее сопротивление  $z$ ) и для двух экранирующих витков  $E_1$  и  $E_2$  будут иметь следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{2}U\omega &= \bar{F}z + j\omega^2 \bar{\Phi}; \\ 0 &= \bar{F}_{E1} z_{E1} + j\omega^2_{E1} \bar{\Phi}_1; \\ 0 &= \bar{F}_{E3} z_{E3} + j\omega^2_{E3} \bar{\Phi}_3, \end{aligned} \right\} (12)$$

где  $\bar{\Phi} = \bar{\Phi}_1 + \bar{\Phi}_2 + \bar{\Phi}_3$  — общий поток машины.

Намагничивающая сила экранирующих витков  $F_{E1}$  и  $F_{E3}$  будет равна:

$$\bar{F}_{E1} = \bar{F}_1 - \bar{F}_2;$$

$$\bar{F}_{E3} = \bar{F}_3 - \bar{F}_2,$$

и н. с. главных полюсов  $\bar{F} = F_2$ .

Рассмотрим далее случай, когда двигатель имеет только один экранирующий виток на каждом дополнительном полюсе (что соответствует обычной конструкции двигателя), т. е.

$$\omega_{E1} = \omega_{E2} = 1.$$

Таким образом, решив совместно уравнения (10) и (12) и обозначив через  $D_N$  определитель системы, получим такие формулы для вычисления н. с. полюсов:

$$\left. \begin{aligned} \bar{F}_1 &= \frac{\sqrt{2}U\omega}{D_N} \left[ (z_E + j\omega\lambda_{\pi 3})(z_E - \omega S_2 \gamma_1 l'_{\pi}) + \right. \\ &\quad \left. + (z_E - \omega S_2 \gamma_3 l'_{\pi}) \omega S_3 \gamma_1 l'_{\pi} \right]; \\ \bar{F}_2 &= \frac{\sqrt{2}U\omega}{D_N} \left[ (z_E + j\omega\lambda_{\pi 1})(z_E + j\omega\lambda_{\pi 3}) - \right. \\ &\quad \left. - \omega^2 S_1 S_3 \gamma_1 \gamma_3 l'^2_{\pi} \right]; \\ \bar{F}_3 &= \frac{\sqrt{2}U\omega}{D_N} \left[ (z_E + j\omega\lambda_{\pi 1})(z_E - \omega S_2 \gamma_3 l'_{\pi}) + \right. \\ &\quad \left. + (z_E - \omega S_2 \gamma_1 l'_{\pi}) \omega S_1 \gamma_3 l'_{\pi} \right]. \end{aligned} \right\} (13)$$

На рис. 4 изображены характеристики  $\delta' - \delta = f(H_y)$ , где  $H_y = I_y \omega_y$  — н. с. основной обмотки управления, а  $\delta$  — действительный воздушный зазор двигателя.

Указанные характеристики построены для двух значений индукции переменного тока  $B_m$  в стержнях дополнительных полюсов. Они основываются на характеристике, подобной характеристикам, содержащимся в параграфе «Магнитные усилители» книги М. А. Бабинова [Л. 7].

Написав соотношение эквивалентности воздушных зазоров, получим в качестве размерного параметра:

$$\alpha = \frac{Q_{\delta}}{Q_m} l_m,$$

где  $Q_m$  и  $l_m$  — сечение и длина стержней дополнительных полюсов, а  $Q_{\delta}$  — сечение этих полюсов на участке действительного воздушного зазора.

Кривые, изображенные на рис 4, построены для  $\alpha = 8$ . На основании этих кривых можно определить значения эквивалентного воздушного зазора для различных величин токов управления. Подобные кривые могут быть легко построены для других значений  $\alpha$ , если известны характеристики материала.

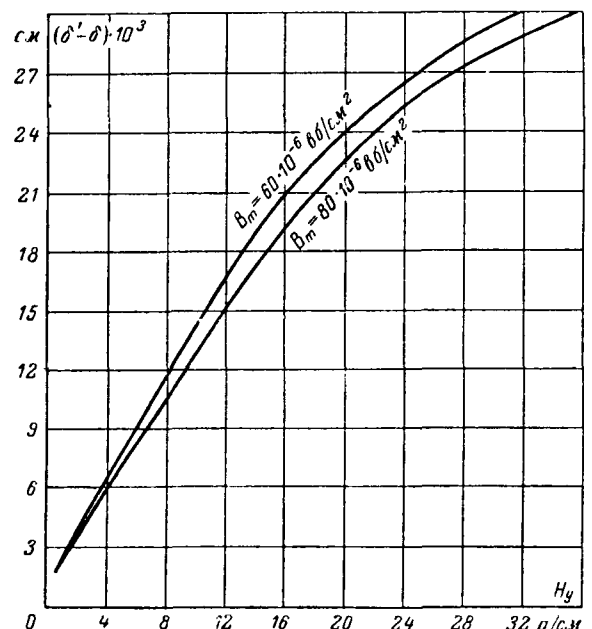


Рис. 4.

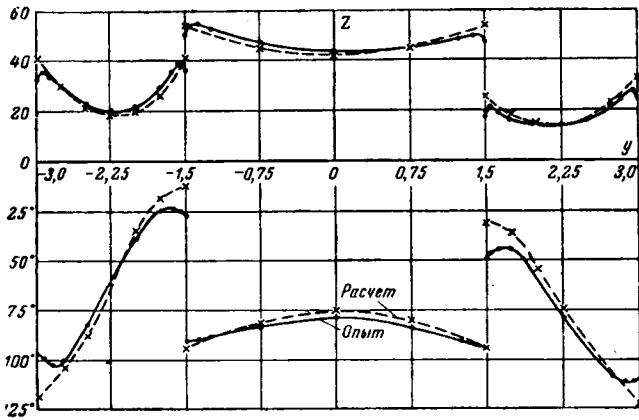


Рис. 5.

На рис. 5 показаны величина и фаза индукции в воздушном зазоре, вычисленные по уравнению (9) для  $\delta' = \delta_3 = 0,065$  см и  $\delta_1 = \delta_2 = \delta$ . На этом же рисунке изображены опытные величины для н. с. полюса 3

$$H_y = 32 \text{ а/см,}$$

в то время как управляющий ток полюса 1 равен нулю. Заметно, что при увеличении эквивалентного воздушного зазора фаза индукции под вспомогательным полюсом изменяется во всех точках координаты  $1,5 < y < 3$ , таким образом, что сдвиг фаз по отношению к точкам координаты  $-1,5 < y < 1,5$ , соответствующим главному полюсу, сильно уменьшается. Кроме того, видно, что амплитуда индукции под вспомогательным полюсом уменьшается по всей длине полюса благодаря увеличению эквивалентного воздушного зазора  $\delta'$ .

Кривые были рассчитаны и опытно измерены на двигателе со следующими основными параметрами:  $2p=4$ ,  $\tau=6$  см,  $a=1,5$  см,  $b=3$  см,  $\delta=0,035$  см,  $t_2=1,08$  см,  $D_p=7,5$  см,  $l_{ст}=8$  см,  $\omega=117$ ,  $\omega_E=1$ ,  $U=180$  в,  $f=50$  гу.

Из анализа рис. 5 следует, что соответствие между расчетными и опытными характеристиками достаточно хорошее по сравнению с большинством методов расчета обычного двигателя с экранированным полюсом. Поэтому можно сделать вывод, что полученные аналитические выражения с достаточной достоверностью отражают процессы, происходящие в рассматриваемом двигателе, несмотря на их большую сложность.

Пусковой момент серводвигателя (гармоника  $i$ ) получается при помощи метода Фурье из следующей формулы:

$$M_{\pi i} = \frac{D_p l}{9,81 \cdot 10^{-5}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left[ \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \text{Re } B_{1i} \text{Re } I_{ci} dy + \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \text{Re } B_{2i} \text{Re } I_{ci} dy + \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \text{Re } B_{3i} \text{Re } I_{ci} dy \right] dt,$$

откуда получаем:

$$M_{\pi i} = \frac{4D_p l \mu_0}{9,81 \cdot 10^{-5} \pi} \frac{k_{ci}^2}{i} \left( \frac{a}{\delta_1} + \frac{b}{\delta_2} + \frac{a}{\delta_3} \right) \times$$

$$\times \left\{ \sin i \frac{\pi}{2} \left( \frac{a}{\tau} - 1 \right) \text{Re} [(a_{d_{2i}} k_{1i} F_{2j} F_1^* - a_{d_{1i}} k_{2i} F_{1j} F_2^*) + (a_{d_{3i}} k_{2i} F_{3j} F_2^* - a_{d_{2i}} k_{1i} F_{2j} F_3^*)] + \sin i \pi \left( \frac{a}{\tau} - 1 \right) \times \right. \\ \left. \times \text{Re} [a_{d_{3i}} k_{3i} F_{3j} F_1^* - a_{d_{1i}} k_{1i} F_{1j} F_3^*] \right\}, \quad (14)$$

где

$$i = 1, 3, 5, 7, \dots; k_{1i} = k_{3i} = \sin i \frac{\pi}{\tau} \frac{a}{2};$$

$$a_{d(1,2,3)i} = \frac{k_{(1,2,3)i} \cdot x_{\delta(1,2,3)}}{\frac{r_{ci}^2 + r_h}{s_{di}} + j(x_{ci}^2 + x_{\delta(1,2,3)} + x_h)}$$

$$a_{i(1,2,3)i} = \frac{k_{(1,2,3)i} x_{\delta(1,2,3)}}{\frac{r_{ci}^2 + r_h}{s_{ii}} + j(x_{ci}^2 + x_{\delta(1,2,3)} + x_h)}$$

$$k_{2i} = \sin i \frac{\pi}{\tau} \frac{b}{2}; \quad v_h = \frac{2v_h}{\Delta^2}; \quad x_h = \frac{2\omega L_h}{\Delta^2};$$

$$s_{di} = 1 - i \frac{n_2}{n_1}; \quad s_{ii} = 1 + i \frac{n_2}{n}.$$

На рис. 6 показаны для постоянной мощности управления  $P_y$ , мощность на валу  $P_2$ , механическая характеристика и к. п. д., полученные для двигателя с полезной мощностью в 25 вт. Электромеханическая постоянная времени этого двигателя  $T_m = 0,3$  сек, что представляет собой одно из низших значений по сравнению с постоянными времени других двигателей с обмоткой ротора в виде беличьей клетки [Л. 3].

Двигатель, рассматриваемый в статье, главным образом может быть применен в области автоматических регуляторов температуры, давления и т. п. В этих случаях двигатель должен получать соответствующие сигналы управления, пропорциональные отклонению регулируемого параметра. Так как требуемая мощность сигналов мала, то схема регулятора получается простой и надежной.

Так, при помощи такого двигателя был построен автоматический регулятор трехфазного напряжения в установке мощностью 50 ква, питающие агрегаты которого не допускают изменения напряжения больше чем на 2%. Сигналом управления в нем является импульс малой мощности, создаваемый разницей между напряжением на эталонном эле-

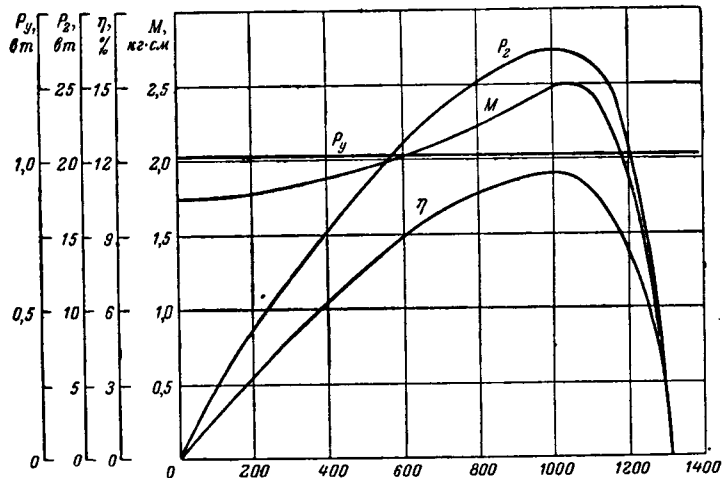


Рис. 6.

менте и напряжением в сети. В качестве эталонного элемента используется неоновая лампочка. Система — бесконтактная.

Схема этого регулятора показана на рис. 7. Ротор 1 регулятора индукции приводится в движение через зубчатое зацепление от ротора 2 исполнительного двигателя. Обмотка главного полюса 3 и основная обмотка управления 4 исполнительного двигателя соединены на выходных зажимах регулятора. На вспомогательную обмотку управления 5 подается напряжение, равное разности между постоянным напряжением на элементе 6 и напряжением на зажимах сопротивления 7, пропорциональным напряжению сети. В этих условиях ротор исполнительного двигателя будет вращаться в том или другом направлении в зависимости от того, будет ли напряжение сети превосходить величину напряжения на основном элементе или же будет меньше его. При равновесии напряжений, т. е. при отсутствии сигнала управления, ротор не вращается.

В настоящее время выполняется бесконтактный терморегулятор для печей с инжектором, питаемых природным газом.

Делая общее сравнение рассматриваемого двигателя с исполнительными двигателями малой мощности постоянного и переменного тока, можно сказать, что он по сравнению с двигателями постоянного тока:

имеет повышенную надежность благодаря отсутствию коллектора;

требует меньшей управляющей мощности управления;

может быть использован в условиях загрязненной среды или присутствия воспламеняющихся газов;

малая требуемая мощность управления позволяет уменьшить коэффициент усиления усилителя управления, а в некоторых случаях даже исклю-

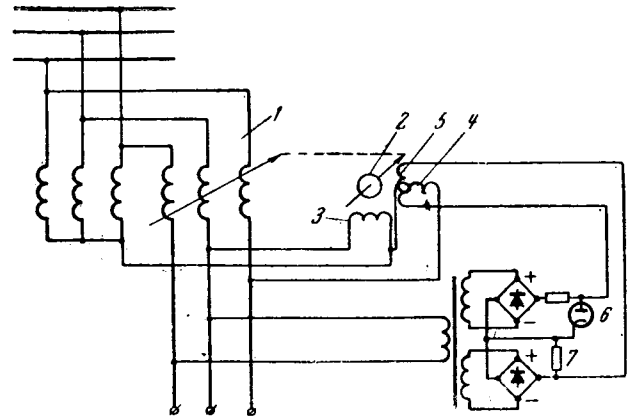


Рис. 7.

чить его из схемы, что повышает надежность работы и уменьшает стоимость установки.

#### Литература

1. Дан Теодореску, Усилительный исполнительный двигатель с короткозамкнутым витком, «Единый Регистр изобретений Румынской Народной Республики», № 44857 от 23 октября 1961 г.
2. Дан Теодореску, Усилительный исполнительный двигатель с двухступенчатым усилением, «Единый Регистр изобретений Румынской Народной республики», № 45709 от 27 сентября 1962 г.
3. Четет Ю. С., Электрические микромашины автоматических устройств, Госэнергоиздат, 1957.
4. Schuisky W., Induktionsmaschinen, Springer Verlag, Wein, 1957.
5. Nagel M., Einführungen die Theorie des Spaltpolmotors, «Archiv für Elektrotechnik», 1957, Bd 43.
6. Данилов-Нитусов Н. Н., Асинхронные двигатели с явно выраженными полюсами, «Вестник электропромышленности», 1959, № 8.
7. Бабилов М. А., Электрические аппараты, ч. 1, Госэнергоиздат, 1953.

[2.1.1964]



УДК.338.40:621.3

## Некоторые вопросы применения вероятностных и статистических методов в энергетике

Доктор техн. наук, проф. И. А. СЫРОМЯТНИКОВ

Москва

За последнее время в проектировании и эксплуатации энергетических установок все шире стал применяться метод сравнения вариантов по расчетным затратам<sup>1</sup>. Эти затраты состояются из суммы ежегодных эксплуатационных расходов и произведения капитальных вложений на коэффициент эффективности, который представляет собой величину, обратную нормативному сроку окупаемости. Для энергетики коэффициент эффективности принят равным 0,125.

Метод расчетных затрат дает возможность объективного подхода при выборе наиболее экономич-

ного варианта, устраняя в значительной мере волевые решения.

Постепенно технико-экономические исследования охватывают все более широкий круг вопросов. В настоящее время установлено, что все задачи развития энергетики и электрификации должны решаться на основе технико-экономических исследований путем сопоставления различных вариантов. Для примера можно привести ряд подобного рода задач: выбор типа единичных мощностей агрегатов и мощности электростанций и их размещение, развитие электрических сетей, выбор целесообразного уровня надежности электроснабжения всех категорий потребителей и мероприятий по ее обеспечению, выбор резерва мощности в энергосисте-

<sup>1</sup> Основные методические положения технико-экономических расчетов в энергетике, Металлургиздат, 1959.

мах, решение вопросов объединения энергосистем и определения пропускной способности межсистемных связей, выбор расчетных параметров оборудования и сооружений, а также допустимых отклонений параметров качества энергии, определение объема автоматизации и телемеханизации, оценка эффективности новой техники.

Для того чтобы можно было выбрать действительно наилучший вариант, необходимо, во-первых, соответствующим образом подбирать варианты для сравнения. Только в этом случае можно быть уверенным, что вариант, имеющий наименьшие расчетные затраты, действительно является оптимальным. Во-вторых, не менее важным является выбор расчетных условий для сравниваемых вариантов.

При выборе расчетных условий одинаково неправильно исходить из наиболее легких или наиболее тяжелых условий. И в том и в другом случае решение, как правило, будет экономически невыгодным. Поэтому в основу этих технико-экономических исследований должны быть положены вероятностные методы, которые широко и успешно применяются в ряде областей естествознания, техники, экономики и др. В особенности возросло значение этих методов благодаря развитию электроники, автоматики, телемеханики, вычислительной техники и в связи с необходимостью обеспечения оптимальной (технико-экономической) надежности режимов сложных систем безотказности и срока службы сложных технических комплексов и т. п. Вероятностные и статистические методы необходимы для научно-обоснованного решения ряда задач планирования и проектирования, что особенно важно для социалистического народного хозяйства.

Применение вероятностных методов должно исключить экономически неоправданные произвольные решения.

Однако вероятностные методы расчета эффективны и дают достоверные данные только тогда, когда они базируются не на умозаключениях и всякого рода предположениях, а на надежных статистических данных и закономерностях, выявленных методами математической статистики. Такая информация для большинства энергетических вопросов в данное время или отсутствует, или крайне недостаточна (флуктуации нагрузок и напряжений, аварийность линий электропередачи, агрегатов и оборудования станций, элементов распределительных сетей, оборудования подстанций и т. д.).

Применение вероятностных методов при отсутствии правильных исходных данных может привести к неверным выводам. Например, при завышенной расчетной величине ущерба от нарушения электроснабжения и от недостатка генерирующей мощности в энергосистеме будут приниматься решения с большими, чем это необходимо, капитальными вложениями.

Нельзя также без критического анализа пользоваться статистическими данными об удельной повреждаемости отдельных элементов системы электроснабжения, которая в значительной степени зависит от культуры эксплуатации. Так, опыт показывает, что в электрических сетях энергосистем

за счет относительно небольших дополнительных капитальных вложений и увеличения эксплуатационных расходов в систему электроснабжения благодаря широкому применению автоматики, замены дефектных или ненадежных элементов электроустановок: изоляторов, болтовых соединений и др., регулярного проведения профилактических мероприятий и планомерно-предупредительных ремонтов, в том числе ремонтов, проводимых под напряжением, удельная повреждаемость оборудования значительно ниже, а надежность значительно выше (в десятки раз) по сравнению с электрическими сетями, находящимися в ведении других ведомств (коммунальное и сельское хозяйство и др.).

Следует также иметь в виду, что нельзя судить о целесообразности применения того или иного мероприятия, повышающего надежность электроснабжения, ориентируясь только на практику, так как на практике применяется не только передовая, но и отсталая техника. Поясним это примером.

Для предотвращения системных аварий из-за лавины напряжения, имевших широкое распространение в 30-х годах, можно применить ряд мероприятий: разделение энергосистемы на несинхронно работающие части, как это практиковалось в Германии, автоматическая нагрузка по напряжению, применявшаяся в Мосэнерго, и автоматическое возбуждение синхронных машин. Хотя первые два мероприятия применялись в практике эксплуатации, оказалось, что наиболее радикальным и эффективным мероприятием является автоматическое регулирование возбуждения синхронных машин.

Из вышеизложенного следует, что правильно организованный сбор и научно-обоснованная обработка статистических данных являются важнейшим этапом получения исходных расчетных данных по энергетическим и связанным с энергетикой вопросам. Эта задача может быть решена только в результате совместной работы проектных, производственных и научных организаций по согласованным программам. При этом чрезвычайно важно, чтобы статистические закономерности были подвергнуты научному критическому анализу.

Необходимо пересмотреть инструкции по учету аварий и браков в работе с целью использования данных этого учета в вероятностных расчетах.

Всю эту работу должен взять на себя Государственный производственный комитет по энергетике и электрификации СССР.

Особенно важно положение о том, что надежность, бесперебойность электроснабжения, оптимальная величина резерва и т. п. являются экономическими категориями. Это означает, что нельзя требовать и добиваться таких решений, при которых, например, обеспечивалась бы абсолютная надежность электроснабжения потребителей или полное отсутствие повреждаемости оборудования и т. д.

Применение вероятностных методов предполагает, что экономически обоснованными являются аварийные режимы с определенной вероятностью. Для того чтобы вероятностные методы нашли широкое применение, необходимо оградить проектные организации от необоснованных обвинений в создании

ненадежных решений на основе экспериментальных данных, полученных за сравнительно короткий период времени эксплуатации. С другой стороны, на проектные и научно-исследовательские организации возлагается большая ответственность за обоснованность используемой для расчетов теории и исходных данных, поскольку экспериментальная проверка расчетов во многих случаях практически невозможна.

Следует обратить особое внимание на разработку инженерных методов теории вероятности и математической статистики для использования их в проектных, конструкторских, эксплуатационных и других организациях, с обязательным обоснованием целесообразности поставленной задачи и примерными практическими расчетами.

В качестве основных направлений научно-исследовательских работ по применению теории вероятностей в энергетике можно указать следующие:

1. Определение экономического ущерба: а) от перерыва в снабжении электроэнергией в различных отраслях народного хозяйства, с учетом времени, необходимого для восстановления технологического процесса и т. п.; б) от отклонения напряжения и частоты в электрических сетях от оптимального уровня.

2. Прогнозирование режимов работы гидроэнергетических установок.

3. Прогнозирование уровней энергопотребления и перспективных графиков нагрузки энергосистем.

4. Применение вероятностных методов при определении величины резерва мощности в энергосистемах.

5. Разработка комплексной методики планиро-

вания развития энергосистем (электростанций, сетей, межсистемных связей) в органической связи с планированием развития народного хозяйства.

6. Разработка методов проектирования электрических сетей различного назначения.

7. Определение основных параметров энергетического оборудования при разработке новых типов и конструкций, выбор уровней изоляции и т. п.

8. Обоснование критериев оценки качества режимов энергосистемы и ее элементов, включая оценку надежности электроснабжения и работы различных видов оборудования.

9. Определение эффективности новой техники и оптимальных объемов автоматизации.

10. Учет специфики различных категорий нагрузки энергосистем (электротранспорт, сельское хозяйство и др.).

11. Обобщение требований к сбору и обработке статистических данных, необходимых для применения вероятностных методов в энергетике.

12. Разработка специальных приборов и информационно-вычислительных устройств для регистрации и обработки статистических данных в энергетике; разработка методов использования для этой цели информационно-вычислительных машин и центров общего назначения.

13. Обоснование методами теории вероятностей и математической статистики технических нормативов (например, запасы устойчивости электропередач, запасы электрической прочности изоляции и т. п.), обоснование некоторых ГОСТ, типовых методов испытаний.

[11.11.1963]



УДК 338.40:621.3

## Неодинаковость напряжения и статистические числовые характеристики нагрузок электрических сетей

Инж. Н. И. БИЛИК

Московский институт инженеров железнодорожного транспорта

Исследования последних лет [Л. 1—8] показали несовершенство оценки качества напряжения у потребителя по отклонениям его в максимальном и минимальном режимах работы. Установлено, что необходимо учитывать не только величины, но и длительности отклонений напряжения. Одновременно следует иметь в виду, что приемники, присоединенные к разветвленной электрической сети, находятся в неравных условиях как в силу разной электрической удаленности, так и в связи с различным характером режима потребления и неравенством мощностей нагрузок. Таким образом, при рассмотрении режима напряжения некоторой распределительной сети следует оценивать потребителей, присоединенных к ней как во времени, так и в пространстве. В связи с этим внимание советских исследователей привлечено критерий качества напряжения, предложенный французским инженером П. Айере [Л. 1] и получивший название «неодинаковость напряжения». Для некоторого потребителя электро-

энергии  $m$  этот критерий может быть записан следующим образом:

$$H_m = \frac{1}{T} \int_0^T [\Delta\Delta U_m(t)]^2 dt^*, \quad (1)$$

\* В [Л. 15 и 16] рекомендуется применять более точную формулу

$$H_m = \frac{1}{\int_0^T P_m(t) dt} \int_0^T P_m(t) [\Delta\Delta U_m(t)]^2 dt,$$

где  $P_m(t)$  — активная мощность приемника  $m$  в момент времени  $t$ .

Предварительные исследования показали, что при этом получаются весьма сложные соотношения, которые трудно будет применять в конкретных расчетах. Предлагаемое решение нужно рассматривать как удобное для практики первое приближение.

где  $T$  — выбранный интервал времени;  
 $\Delta\Delta U_m(t)$  — отклонение напряжения у потребителя  $m$  в момент времени  $t$ .

Покажем, что неодинаковость напряжения (1) может быть вычислена, когда заданы параметры сети, а также графики нагрузок потребителей, отражающие упорядоченный процесс потребления электроэнергии.

Если известен ряд дискретных значений отклонения напряжения, выражение (1) переписывается как

$$H_m = \frac{1}{h} \sum_{t=1}^h [\Delta\Delta U_m(t)]^2, \quad (2)$$

где  $h$  — число известных значений  $\Delta\Delta U_m(t)$ .

Приведенная формула (2) совпадает с выражением начального момента второго порядка случайной величины, встречающимся в теории вероятностей и математической статистике, поэтому для решения нашей задачи с успехом может быть использован математический аппарат этих дисциплин.

В соответствии с известным [Л. 9] соотношением между математическим ожиданием  $M$ , дисперсией

$$U_m(t) = \left[ U'_{ист} - \frac{\sum_{k=1}^m p_k(t)(R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k) + \sum_{i=m+1}^n p_i(t)(R_{общ} + X_{общ} \operatorname{tg} \varphi_i)}{U} \right] \frac{1}{k_m}, \quad (6)$$

$D$  и вторым начальным моментом  $\alpha_2$  случайной величины записываем:

$$H_m = \alpha_2 [\Delta\Delta U_m(t)] = \{M [\Delta\Delta U_m(t)]^2 + D [\Delta\Delta U_m(t)]\}. \quad (3)$$

Выражая отклонение напряжения в точке  $m$  в момент времени  $t$  через напряжение  $U_m(t)$  в данной точке в этот момент и номинальное напряжение  $U_{mn}$ , имеем:

$$\Delta\Delta U_m(t) = \frac{U_m(t) - U_{mn}}{U_{mn}}. \quad (4)$$

Тогда выражение (3) может быть переписано с учетом теорем о математическом ожидании и дисперсии линейной функции случайной величины [Л. 9]:

$$\begin{aligned} H_m &= \left\{ M \left[ \frac{U_m(t) - U_{mn}}{U_{mn}} \right]^2 + D \left[ \frac{U_m(t) - U_{mn}}{U_{mn}} \right] \right\} = \\ &= \left\{ \frac{M [U_m(t) - U_{mn}]^2}{U_{mn}^2} + D [U_m(t)] \frac{1}{U_{mn}^2} \right\}. \end{aligned} \quad (5)$$

Итак, для определения неодинаковости напряжения  $H_m$  по формуле (5) необходимо найти математическое ожидание напряжения в точке  $m$ , которое далее будет называться средним значением напряжения  $M[U_m(t)] = U_{m\text{ ср}}$ , и дисперсию  $D[U_m(t)]$  напряжения в этой точке.

Для определения  $U_{m\text{ ср}}$  необходимо произвести расчет сети по математическим ожиданиям, т. е.

средним значениям, нагрузок потребителей  $p_{\text{ср}}$  (методика определения этих нагрузок приведена ниже).

Обозначим штрихами величины, приведенные к базисному напряжению, выбранному в начале расчета, и запишем напряжение в точке  $m$  в момент времени  $t$ :

$$U_m(t) = [U'_{ист} - \Delta U'_m(t)] \frac{1}{k_m},$$

где  $U'_{ист}$  — напряжение источника питания, которое считается неизменным;

$U_m(t)$  — потеря напряжения от источника питания до потребителя  $m$ ;

$k_m$  — коэффициент трансформации потребителя  $m$  (если имеет место многоступенчатая трансформация, учитываются все коэффициенты трансформации).

Произведем вычисление потери напряжения  $\Delta U_m$  без учета потерь мощности в линии и ее приводимости, как это делается в местных сетях. В первом приближении принимаем, что графики активных и реактивных мощностей потребителей пропорциональны друг другу, тогда напряжение в точке  $m$  в момент времени  $t$  выражается через активные мощности потребителей:

где  $p_k$  — нагрузка в любой точке линии от источника питания до расчетной точки  $m$ ;

$p_i$  — то же за расчетной точкой;

$\operatorname{tg} \varphi_k$  и  $\operatorname{tg} \varphi_i$  — коэффициенты реактивных мощностей соответствующих нагрузок;

$R_k$  и  $X_k$  — приведенные активное и реактивное сопротивления от источника питания до точки  $k$ ;

$R_{общ}$  и  $X_{общ}$  — приведенные активное и реактивное сопротивления от источника питания до точки разветвления потоков мощностей;

$n$  — общее число нагрузок в сети;

$U$  — напряжение, к которому приведены элементы сети.

Дисперсия напряжения в точке  $m$  находится из выражения (6) с учетом того, что при вычислении дисперсии как суммы, так и разности случайных величин, дисперсии и корреляционные моменты этих величин складываются [Л. 9 и 11]:

$$\begin{aligned} D[U_m] &= D \left\{ U'_{ист} - \frac{\sum_{k=1}^m p_k(t)(R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k) + \sum_{i=m+1}^n p_i(t)(R_{общ} + X_{общ} \operatorname{tg} \varphi_i)}{U} \right\} \times \\ &\times \frac{1}{k_m^2} = \frac{1}{U^2 k_m^2} \left\{ D \left[ \sum_{k=1}^m p_k(t)(R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k) + \sum_{i=m+1}^n p_i(t)(R_{общ} + X_{общ} \operatorname{tg} \varphi_i) \right] + \right. \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 &+ D \left[ \sum_{i=m+1}^n p_i (R_{\text{общ}} + X_{\text{общ}} \operatorname{tg} \varphi_i) \right] + \\
 &+ 2K \left[ \sum_{k=1}^m p_k (R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k) \times \right. \\
 &\times \left. \sum_{i=m+1}^n p_i (R_{\text{общ}} + X_{\text{общ}} \operatorname{tg} \varphi_i) \right] = \\
 &= \frac{1}{U_m^2 k_m^2} \left\{ \sum_{k=1}^m D[p_k] (R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k)^2 + \right. \\
 &+ 2 \sum_{k < l} K[p_k p_l] (R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k) (R_l + X_l \operatorname{tg} \varphi_l) + \\
 &+ \sum_{i=m+1}^n D[p_i] (R_{\text{общ}} + X_{\text{общ}} \operatorname{tg} \varphi_i)^2 + \\
 &+ 2 \sum_{i < j} K[p_i p_j] (R_{\text{общ}} + X_{\text{общ}} \operatorname{tg} \varphi_i) \times \\
 &\times (R_{\text{общ}} + X_{\text{общ}} \operatorname{tg} \varphi_j) + 2 \sum_{k=1}^m \sum_{i=m+1}^n K[p_k p_i] \times \\
 &\times (R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k) (R_{\text{общ}} + X_{\text{общ}} \operatorname{tg} \varphi_i) \left. \right\}^* \quad (7)
 \end{aligned}$$

Подстановка выражения (7) в (5) позволяет вычислить неодинаковость напряжения для промежуточного потребителя  $m$ :

$$\begin{aligned}
 H_m = &\left( \frac{U_{m \text{ ср}} - U_{m \text{ н}}}{U_{m \text{ н}}} \right)^2 + \frac{1}{U_{m \text{ н}}^2 U_m^2 k_m^2} \left\{ \sum_{k=1}^m D[p_k] (R_k + \right. \\
 &+ X_k \operatorname{tg} \varphi_k)^2 + \sum_{i=m+1}^n D[p_i] (R_{\text{общ}} + X_{\text{общ}} \operatorname{tg} \varphi_i)^2 + \\
 &+ 2 \left[ \sum_{k < l} k [p_k p_l] (R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k) (R_l + X_l \operatorname{tg} \varphi_l) + \right. \\
 &+ \sum_{i < j} k [p_i p_j] (R_{\text{общ}} + X_{\text{общ}} \operatorname{tg} \varphi_i) (R_{\text{общ}} + X_{\text{общ}} \operatorname{tg} \varphi_j) + \\
 &+ \sum_{k=1}^m \sum_{i=m+1}^n k [p_k p_i] (R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k) \times \\
 &\times (R_{\text{общ}} + X_{\text{общ}} \operatorname{tg} \varphi_i) \left. \right\} \quad (8)
 \end{aligned}$$

Для потребителя, подключенного в конце радиальной линии, выражение (8) упрощается, так как  $m = n$ :

$$\begin{aligned}
 H_n = &\left( \frac{U_{n \text{ ср}} - U_{n \text{ н}}}{U_{n \text{ н}}} \right)^2 + \frac{1}{U_{n \text{ н}}^2 U_n^2 k_n^2} \left\{ \sum_{k=1}^n D[p_k] (R_k + \right. \\
 &+ X_k \operatorname{tg} \varphi_k)^2 + 2 \sum_{k < l} k [p_k p_l] (R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k) \times \\
 &\times (R_l + X_l \operatorname{tg} \varphi_l) \left. \right\} \quad (9)
 \end{aligned}$$

Как следует из (8), неодинаковость напряжения потребителя  $m$  была бы наименьшей в случае соблюдения равенства  $U_{m \text{ ср}} = U_{m \text{ н}}$ . Задаваясь этим соотношением, находят напряжение регулировочного ответвления трансформатора по известной формуле

\* См. приложение.

$$U_{m \text{ ср}} = U'_{m \text{ ср}} \frac{U_{x,x}}{U_{\text{отв}}} = U'_{m \text{ ср}} \frac{1}{k_m},$$

где  $U'_{m \text{ ср}}$  — приведенное среднее напряжение в точке  $m$ ;

$U_{x,x}$  — напряжение холостого хода обмотки низшего напряжения трансформатора;

$U_{\text{отв}}$  — напряжение ответвления;

$k_m$  — коэффициент трансформации.

Полученное значение округляется до стандартного, и потребитель оказывается обеспеченным напряжением наилучшего качества с минимальной неодинаковостью.

Определение неодинаковости напряжения потребителя при помощи выражения (8) требует знания как средних значений, так и дисперсий и корреляционных моментов нагрузок, которые могут быть найдены в соответствии с графиками нагрузок. Если рассматривать изменение отклонений напряжения за год, то необходимо иметь суточные графики нагрузок за весь этот период. Но, как правило, при проектировании бывают известны лишь «характерные» суточные графики нагрузок: зимний и летний. Кроме того, задается коэффициент роста нагрузки в течение года. Установив аналитическую зависимость между нагрузками каждого месяца года и нагрузками января, июня и декабря.

Как показали исследования [Л. 12 и 13], годовой график месячных максимумов представляет собой плавную кривую для потребителей разного типа. У коммунально-бытовых и большинства промышленных потребителей эта кривая имеет летом минимум, а зимой максимум. Так называемые сезонные нагрузки, напротив, имеют максимум летом, но как для тех, так и для других кривая годовых максимумов синусоидальна. Можно показать, что и для каждого из часов суток существует эта синусоидальная зависимость величины нагрузки потребителя от месяца года. Для любого ( $i$ -го) часа суток любого ( $\tau$ ) месяца года без учета роста нагрузки в течение года можно записать:

$$p_{i\tau} = \frac{p_{i12} + p_{i6}}{2} + \frac{p_{i12} - p_{i6}}{2} \cos \frac{\pi\tau}{6}, \quad (10)$$

где  $p_{i12}$  — нагрузка  $i$ -го часа в декабре;

$p_{i6}$  — то же для июня.

Значение нагрузки  $i$ -го часа суток  $\tau$ -месяца года с учетом годового роста (динамики) мощности можно записать следующим образом [Л. 13]:

$$p_{i\tau \text{ дин}} = p_{i\tau} \left[ 1 + (\delta - 1) \frac{\tau}{12} \right], \quad (11)$$

где  $\delta$  — коэффициент роста нагрузки.

Значения нагрузок декабря и июня при подсчете также преобразуются:

$$\begin{aligned}
 p_{i12 \text{ дин}} &= p_{i12} \delta, \\
 p_{i6 \text{ дин}} &= p_{i6} \frac{1 + \delta}{2}.
 \end{aligned} \quad (12)$$

Математическое ожидание (или статистическое среднее) нагрузки (10) имеет вид:

$$\begin{aligned}
 m_p = p_{\text{ср}} = M[p_{i\tau}] &= \frac{1}{24 \cdot 12} \sum_{i=1}^{24} \sum_{\tau=1}^{12} \left( \frac{p_{i12} + p_{i6}}{2} + \right. \\
 &+ \left. \frac{p_{i12} p_{i6}}{2} \cos \frac{\pi\tau}{6} \right) = \frac{1}{24} \sum_{i=1}^{24} \frac{p_{i12} + p_{i6}}{2}, \quad (13)
 \end{aligned}$$

так как

$$\frac{1}{12} \sum_{\tau=1}^{12} \cos \frac{\pi\tau}{6} = 0.$$

Корреляционный момент нагрузок  $k$  и  $l$  найдем

с учетом того, что  $\frac{1}{12} \sum_{\tau=1}^{12} \cos^2 \frac{\pi\tau}{6} = \frac{1}{2}$ :

$$K[p_k p_l] = \frac{1}{24 \cdot 12} \sum_{i\tau} p_{ki\tau} p_{li\tau} - m_{pk} m_{pl} =$$

$$= \frac{1}{96} (1,5 \sum_i p_{ki12} p_{li12} + 0,5 \sum_i p_{ki12} p_{li6} +$$

$$+ 0,5 \sum_i p_{ki6} p_{li12} + 1,5 \sum_i p_{ki6} p_{li6}) - m_{pk} m_{pl}. \quad (14)$$

Дисперсия — частный случай корреляционного момента, когда  $p_k = p_l = p$ :

$$D[p] = \frac{1}{96} \left( 1,5 \sum_i p_{i12}^2 + \sum_i p_{i12} p_{i6} + \right.$$

$$\left. + 1,5 \sum_i p_{i6}^2 \right) - (m_p)^2. \quad (15)$$

Полученные формулы (13)—(15) были использованы для вычисления статистических числовых характеристик графиков нагрузок потребителей электроэнергии. В основу расчета были взяты типовые графики нагрузок основных отраслей промышленности и сельского хозяйства, а также коммунально-бытовых и транспортных потребителей [Л. 14]. Ввиду большого объема работы вычисления производились на ЦВМ<sup>1</sup>. Значения статистических средних (математических ожиданий) приведены в табл. 1.

Таблица 1

Математические ожидания типовых графиков нагрузок (%)

№ п/п.	Вид потребителя	$m$
1	Угольная закрытая	88,81
2	Добыча нефти	92,40
3	Металлургия непрерывная	97,71
4	Черная и цветная металлургия	87,50
5	Цемент	90,44
6	Химия непрерывная	93,56
7	Химия прочая	84,21
8	Машиностроение тяжелое	80,98
9	Машиностроение прочее	72,31
10	Текстильная	79,94
11	Легкая и прочая	69,75
12	Механизированное строительство	69,42
13	Добыча торфа	95,04
14	Освещение улиц (Центр, Урал)	33,96
15	Освещение квартир (Центр, Урал)	33,00
16	Освещение учреждений (Центр, Урал)	30,27
17	Городской транспорт	67,83
18	Мелкомоторная нагрузка	59,04
19	Бытовые приборы	65,56
20	Водопровод и канализация	99,23
21	Железнодорожные узлы	67,71
22	Производственная нагрузка сельского хозяйства	55,45
23	Коммунально-бытовая нагрузка сельского хозяйства (Центр, Урал)	49,85
24	Коммунально-бытовая нагрузка городов (Центр, Урал)	52,46

<sup>1</sup> Расчеты произведены в вычислительном центре ЭНИМС В. Г. Шустер.

Таблица 2

Корреляционные моменты типовых графиков нагрузок

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
1	31,3																							
2		11,0																						
3			3,4																					
4				2,8																				
5					5,9																			
6						16,9																		
7							13,1																	
8								5,9																
9									23,2															
10										16,9														
11											5,9													
12												3,4												
13													2,8											
14														5,9										
15															16,9									
16																13,1								
17																	5,9							
18																		23,2						
19																			16,9					
20																				5,9				
21																					13,1			
22																						3,4		
23																							2,8	
24																								5,9

Примечание. Вид потребителя см. под соответствующим порядковым номером в табл. 1.



Средние нагрузки подстанций (в соответствии с табл. 1):

$$P_{\text{вср}} = 72,3 \cdot 10^{-2} \cdot 400 = 290 \text{ кВт (№ 9);}$$

$$P_{\text{дср}} = 52,5 \cdot 10^{-2} \cdot 130 = 68,2 \text{ кВт (№ 24);}$$

$$P_{\text{еср}} = 95,0 \cdot 10^{-2} \cdot 200 = 190 \text{ кВт (№ 13).}$$

Дисперсии и корреляционные моменты нагрузок (в соответствии с табл. 2):

$$D[p_B] = 282,2 \cdot 10^{-4} \cdot 400^2 = 4500 \text{ кВт}^2;$$

$$D[p_D] = 318,6 \cdot 10^{-4} \cdot 130^2 = 540 \text{ кВт}^2;$$

$$D[p_E] = 187,8 \cdot 10^{-4} \cdot 200^2 = 750 \text{ кВт}^2;$$

$$K[p_B p_D] = 159,0 \cdot 10^{-4} \cdot 400 \cdot 130 = 825 \text{ кВт}^2;$$

$$K[p_B p_E] = 158,6 \cdot 10^{-4} \cdot 400 \cdot 200 = 1270 \text{ кВт}^2;$$

$$K[p_D p_E] = 76,9 \cdot 10^{-4} \cdot 200 \cdot 130 = 200 \text{ кВт}^2.$$

Расчетные сопротивления в сети, приведенные к напряжению 6 кв:

$$Z_{Ab} = (4,05 + j5,43) \text{ ом};$$

$$Z_{Ac} = (3,15 + j1,79) \text{ ом};$$

$$R_{Ad} = 17,53 \text{ ом};$$

$$Z_{Ae} = (8,11 + j10,36) \text{ ом}.$$

Средние напряжения на шинах потребителей:

$$U_{\text{дср}} = 6,30 - \frac{1}{6} [290(4,05 + 5,43 \cdot 0,75) + 68,2 \cdot 17,53 + 190(3,15 + 1,79 \cdot 0,75)] 10^{-3} = 5,73 \text{ кв}.$$

Принимая  $U_{\text{дср}} = U_{\text{ан}} = 0,38 \text{ кв}$ , находим:

$$U_{\text{отв}} = 5,73 \frac{0,40}{0,38} = 6,02 \text{ кв}; \text{ стандарт: } U_{\text{осн}} = 6,0 \text{ кв};$$

$$U_{\text{дср}} = 5,73 \frac{0,40}{6,0} = 0,382 \text{ кв};$$

$$U_{\text{еср}} = 6,30 - \frac{1}{6} [290(4,05 + 5,43 \cdot 0,75) + 68,2 \cdot 3,15 + 190(8,11 + 10,36 \cdot 0,75)] 10^{-3} = 5,37 \text{ кв}.$$

Принимая  $U_{\text{еср}} = U_{\text{ен}} = 0,50 \text{ кв}$ , находим:

$$U_{\text{отв}} = 5,37 \frac{0,525}{0,50} = 5,62 \text{ кв}; \text{ стандарт: } U_{\text{отв}} = 5,7 \text{ кв};$$

$$U_{\text{еср}} = 5,37 \frac{0,525}{5,7} = 0,495 \text{ кв}.$$

Неодинаковость напряжения потребителя  $d$  в соответствии с выражением (8):

$$H_d = \left( \frac{0,382 - 0,380}{0,380} \right)^2 + \frac{10^{-6}}{0,380^2 \cdot 6^2 \left( \frac{6}{0,4} \right)^2} \times$$

$$\times \{4500(4,05 + 5,43 \cdot 0,75)^2 + 540(17,53)^2 + 750(3,15 + 1,79 \cdot 0,75)^2 + 2[825(4,05 + 5,43 \cdot 0,75)17,53 + 1270(4,05 + 5,43 \cdot 0,75) \times (3,15 + 1,79 \cdot 0,75) + 200 \cdot 17,53(3,15 + 1,79 \cdot 0,75)]\} =$$

$$= 0,277 \cdot 10^{-4} + 7,07 \cdot 10^{-4} = 7,347 \cdot 10^{-4};$$

$$H_d = 7,35 (\%)^2.$$

Неодинаковость напряжения потребителя  $e$ :

$$H_e = \left( \frac{0,495 - 0,500}{0,500} \right)^2 + \frac{10^{-6}}{0,500^2 \cdot 6^2 \left( \frac{5,7}{0,525} \right)^2} \times$$

$$\times \{4500(4,05 + 5,43 \cdot 0,75)^2 + 750(8,11 + 10,36 \cdot 0,75)^2 + 540 \cdot 3,15^2 + 2[1270(4,05 + 5,43 \cdot 0,75) \cdot (8,11 + 10,36 \cdot 0,75) + 825(4,05 + 5,43 \cdot 0,75)3,15 + 200 \cdot 3,15(8,11 + 10,36 \cdot 0,75)]\} =$$

$$= 1 \cdot 10^{-4} + 8,28 \cdot 10^{-4} = 9,28 \cdot 10^{-4};$$

$$H_e = 9,28 (\%)^2.$$

**Приложение.** Вывод корреляционного момента сумм случайных величин.

Из теоремы о математическом ожидании произведения случайных величин имеем:

$$K[xy] = M[xy] - M[x]M[y],$$

тогда можно записать:

$$K \left[ \sum_i x_i \sum_j y_j \right] = M \left[ \sum_i x_i \sum_j y_j \right] - M \left[ \sum_i x_i \right] M \left[ \sum_j y_j \right], \quad (\text{П-1})$$

а так как  $\sum_i x_i \sum_j y_j = \sum_i \sum_j y_i x_j$ , имеем:

$$M \left[ \sum_i x_i \sum_j y_j \right] = M \left[ \sum_i \sum_j x_i y_j \right]. \quad (\text{П-2})$$

Подставляя (П-2) в (П-1) и учитывая теорему о математическом ожидании суммы, запишем:

$$\begin{aligned} K \left[ \sum_i x_i \sum_j y_j \right] &= \sum_i \sum_j M[x_i y_j] - \sum_i M[x_i] \sum_j M[y_j] = \\ &= \sum_i \sum_j M[x_i] M[y_j] + \sum_i \sum_j K[x_i y_j] - \sum_i \sum_j M[x_i] M[y_j] = \\ &= \sum_i \sum_j K[x_i y_j]. \end{aligned} \quad (\text{П-3})$$

Учитывая (П-3), получим:

$$\begin{aligned} K \left[ \sum_{k=1}^m p_k (R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k) \sum_{i=m+1}^n p_i (R_{\text{обш}} + X_{\text{обш}} \operatorname{tg} \varphi_i) \right] = \\ = \sum_{k=1}^m \sum_{i=m+1}^n K[p_k p_i] (R_k + X_k \operatorname{tg} \varphi_k) (R_{\text{обш}} + X_{\text{обш}} \operatorname{tg} \varphi_i). \end{aligned} \quad (\text{П-4})$$

#### Литература

1. Ailleret P., L'introduction de la mesure dans la notion de la qualité du service d'une distribution d'électricité et son intérêt au point de vue de la conception des réseaux, SFE, 1956, v. 6, № 61.
2. Веников В.А. и Солдаткина Л. А., К вопросу о критериях качества автоматического регулирования режима энергосистем, «Электричество», 1959, № 12.
3. Веников В. А., Горский Ю. М. и Солдаткина Л. А., Методы теории вероятностей в применении к анализу режимов электроэнергетических систем, Доклады к научно-техническому совещанию по применению вероятностных и статистических методов при проектировании и эксплуатации энергетических систем и электрических сетей, вып. 1, Киев, 1963.
4. Эббин Л. Е., Левин М. С. и Сырых Н. И., Вероятностно-статистическая оценка качества напряжения при расчете сельских электрических сетей, там же, вып. 2.
5. Бессмертный И. С., Метод исследования режима напряжения при расчетах городских электрических сетей, Кандидатская диссертация, М., 1949.
6. Бессмертный И. С., О качестве энергии и регулировании напряжения. «Электричество», 1962, № 10.
7. Гнеденко Б. В., Теоретико-вероятностные основы статистического метода расчета электрических нагрузок промышленных предприятий, Изв. вузов, «Электромеханика», 1961, № 1.
8. Карпов Ф. Ф., Количественная оценка качества напряжения в распределительной сети, «Электричество», 1962, № 1.
9. Вентцель Е. С., Теория вероятностей, Физматгиз, 1962.
10. Хальд А., Математическая статистика с техническими приложениями, ИИЛ, 1956.
11. Романовский В. И., Математическая статистика, Изд. АН Уз. СССР, 1961.
12. Куценов В. А. и Штейнгауз Е. О., Вопросы технико-экономического проектирования крупных ГЭС в энергосистеме, Госэнергоиздат, 1959.
13. ВГПИ ТЭП, Построение графиков электрических нагрузок энергосистем, М., 1961.
14. Гидропроект, Методика построения перспективных графиков нагрузки энергосистем, М., 1962.
15. Caussens P. Réglage des fluctuations aleatoires de tension dans les réseaux électriques. Bulletin de l'Association Suisse des électriciens, № 26, Dés, 1959.
16. Левин М. С., Дискуссия, «Электричество», 1962, № 4. [22.11.1963]

# Крупные машины постоянного тока для металлургических приводов

М. Н. КУРОЧКИН

Харьковский электромеханический завод

Создание новых конструкций прокатных станов, а также развитие технологии прокатки расширили требования, предъявляемые к машинам постоянного тока.

Принимая во внимание большую зависимость работы электропривода и прокатного стана в целом от механических и электрических характеристик машин, последние должны проектироваться и изготавливаться, исходя из условий максимального обеспечения требований электропривода, несмотря на то, что в некоторых случаях это приводит к конструктивным и технологическим трудностям.

Примером такого выполнения машин могут служить двигатели, данные которых приведены в таблице.

Назначение двигателя	Тип	Технические данные		Динамический показатель $\frac{GD^2}{M\pi}$
		Мощность, кэлп	Скорость вращения, об/мин	
Привод нажимных винтов блюминга . . . . .	ПВ129-8К	300	750/1 000	0,213
Привод клетей непрерывного стана . . . . .	2П176-9К	2 840	450/880	0,722
Индивидуальный привод валков блюминга 1 300	П24-160-5,8К	6 800	60/90	2,9

Эти двигатели имеют высокие динамические показатели, однако изготовление их связано с рядом трудностей.

При разработке конструкций крупных машин, обеспечивающих высокие скорости протекания электродинамических процессов, особо важное значение приобретают вопросы рационального выбора геометрии машины, электромагнитных и тепловых нагрузок, конструкции с целью обеспечения высокой надежности и простоты в эксплуатации.

В данной статье рассматриваются некоторые из указанных выше вопросов.

Так, одним из важных вопросов проектирования крупных машин постоянного тока является выбор величины напряжения (тока) цепи якоря при заданной мощности машины. Если для машин малой и средней мощности, в большинстве случаев питающихся от сетей с постоянным стандартным напряжением, свободный выбор этих величин исключается, то для крупных машин, работающих, как правило, в системах Г—Д и УРВ—Д, имеются возможности в этом отношении. До настоящего времени этот вопрос оставался открытым и выбор величины напряжения (тока), особенно для систем Г—Д, определялся наличием разработанной ранее конструкции одной из машин, входящих в эту систему, или возможностью использования какой-либо оснастки на электромашиностроительных заводах, или наличием

определенной аппаратуры, а в некоторых случаях чисто субъективно. Не отрицая важности использования разработанных конструкций машин и аппаратов, все же необходимо, особенно при проектировании новых серий машин и новых приводов, подойти к этому вопросу с точки зрения технико-экономических обоснований.

Изложенные ниже соображения по своему содержанию и объему, конечно, не могут являться исчерпывающими, однако, дают представление о целесообразных вариантах сочетания величины напряжения и тока с точки зрения электромашиностроителей.

Прежде чем перейти к рассмотрению этого вопроса, необходимо установить критерий, по которому можно было бы с достаточной определенностью судить о целесообразности того или иного варианта. В качестве такого критерия нами принято число активных проводников обмотки якоря  $N_{\text{я}}$ .

Действительно, сокращение числа проводников ведет к уменьшению количества изоляции, а следовательно, к улучшению заполнения зубцовой зоны, снижению величины насыщения в зубцах якоря, возможности уменьшения высоты паза и улучшению коммутации, уменьшению размеров обмотки возбуждения, увеличению к. п. д. и момента машины и, таким образом, к уменьшению ее стоимости. Кроме того, само по себе уменьшение числа проводников увеличивает надежность работы машины, так как сокращает количество уязвимых мест и число паек.

Если выразить число проводников  $N_{\text{я}}$  через линейную нагрузку  $A$ ,

$$N_{\text{я}} = \frac{\pi D_{\text{я}} A}{i_{\text{я}}}, \quad (1)$$

то станет очевидным, что минимум числа проводников при принятом значении  $A$  и величине диаметра якоря  $D_{\text{я}}$ , будет обратно пропорционален току параллельной ветви  $i_{\text{я}}$ .

Таким образом, необходимым условием получения выгодного соотношения величин тока  $I_{\text{я}}$  и напряжения  $U$  является равенство тока параллельной ветви обмотки якоря  $i_{\text{я}}$  максимально допустимому значению этой величины  $i_{\text{я. макс. доп}}$ :

$$i_{\text{я}} = i_{\text{я. макс. доп}}. \quad (2)$$

С другой стороны, минимум числа проводников прямо пропорционален числу коллекторных пластин, а следовательно, обратно пропорционален межсегментному напряжению  $u_{\text{к. ср}}$ , величина которого определяется при одновитковых секциях (обычно принимаемых в больших и крупных машинах) из выражения

$$u_{\text{к. ср}} = \frac{2pU}{K} = \frac{4pU}{N_{\text{я}}}. \quad (3)$$

По своей величине  $u_{\text{к. ср}}$  не должно превосходить определенных допустимых пределов ( $u_{\text{к. ср. макс}}$ ), при которых возможна безаварийная работа машины.

Определяя из (3) величину

$$N_{я} = \frac{4pU}{u_{к.ср}} \quad (4)$$

и решая это уравнение совместно с (1), получим выражение для напряжения машины

$$U = \frac{u_{к.ср} A \pi D_{я}}{4 p i_{я}}, \quad (5)$$

которое при подстановке в него значений  $u_{к.ср.макс}$  и  $i_{я.макс.доп}$  дает наиболее выгодную („оптимальную“) величину напряжения  $U_{оп}$ , соответствующую допустимому минимуму проводников обмотки якоря и максимуму допустимого значения  $u_{к.ср}$  при принятых величинах  $A$  и  $D_{я}$ .

Из выражения (5) следует, что величина  $U_{оп}$  обратно пропорциональна числу пар полюсов  $p$ .

Из этого же выражения также следует, что при постоянном значении полюсного деления

$$\tau = \frac{\pi D_{я}}{2p} = \text{const} \quad (6)$$

величина оптимального напряжения при неизменных значениях  $u_{к.ср}$ ,  $i_{я}$  и  $A$  не зависит от диаметра якоря. Действительно, используя выражения (5), получим:

$$U_{оп} = \frac{u_{к.ср} A}{2 i_{я}} \tau. \quad (7)$$

Определим величину предельно допустимого „оптимального“ тока  $I_{я.оп}$  по принятому значению  $i_{я.макс.доп}$ :

$$I_{я.оп} = 2a i_{я.макс.доп}, \quad (8)$$

где  $2a$  — число параллельных ветвей обмотки якоря.

По данным  $U_{оп}$  и  $I_{я.оп}$  легко найти величину оптимальной мощности машины

$$P_{оп} = U_{оп} I_{я.оп} \cdot 10^{-3} \text{ [квa]}. \quad (9)$$

Из выражений (7)—(9) следует, что величина мощности  $P_{оп}$  для данного диаметра якоря  $D_{я}$  не зависит от числа полюсов и при неизменных значениях  $A$ ,  $i_{я}$  и  $u_{к.ср}$  является постоянной величиной. Меняются только составляющие произведения  $U_{оп}$  и  $I_{я.оп}$ .

Так как величина линейной нагрузки должна по условиям коммутации приниматься различной для тихоходных и быстроходных двигателей или генераторов (рис. 1), то величины  $U_{оп}$  и  $P_{оп}$  для них бу-

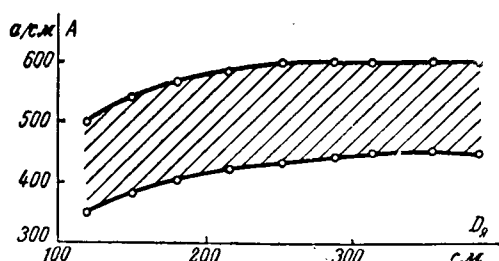


Рис. 1. Предельные кривые обычно применяемых значений  $A = f(D_{я})$  для крупных машин постоянного тока.

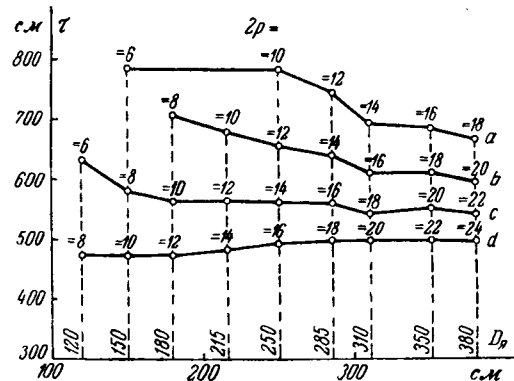


Рис. 2. Зависимость  $\tau = f(O_{я})$  для различных значений числа полюсов крупных машин постоянного тока.

дут разные. Соответственно будет иметь место различное отклонение напряжения машины с большой и малой перегрузочной способностью.

Из вышеизложенного можно сделать следующие выводы.

1. Определяющим фактором выбора правильного соотношения между  $U_{оп}$  и  $I_{я.оп}$  является величина тока.

2. Величина оптимального напряжения определяется не только исходя из мощности, но из условий (режимов) работы (двигатель, генератор, величина перегрузочной способности) и геометрии машины (2p).

Отсюда также следует, что при заданном заранее значении напряжения число полюсов машины не должно выбираться произвольно, а должно определяться из условия оптимума выполнения машины.

Используя обычно принимаемое в практике значение  $i_{я.оп} = i_{я.макс.доп} = 300$  а и величину среднего межсегментного напряжения  $u_{к.ср.макс} = 15$  в с учетом возможности повышения напряжения при рекуперации энергии и работы в системе УРВ—Д, на основании уравнений (5) и (7) можно рассчитать величины оптимального максимального напряжения  $U_{оп.макс}$  для различных значений диаметра якоря  $D_{я}$  и числа полюсов (рис. 2).

На рис. 3 представлены кривые соответственно для верхней и нижней граничных кривых линейной нагрузки рис. 1. Там же нанесены кривые  $P_{оп.макс} = f(O_{я})$  для наиболее часто применяемых в крупных машинах чисел пар параллельных ветвей:  $a = p$  (одноходовые) и  $a = 2p$  (двухходовые) петлевые и лягушечьи обмотки.

Для проверки правильности вышеизложенных соображений был применен метод определения максимального номинального движущего момента путем проектирования двух крупных прокатных двигателей при заданном постоянном объеме якоря ( $D_{я}^2 I_{я} = \text{const}$ ) и обмотки возбуждения ( $E_B = \text{const}$ ) в зависимости от величины напряжения.

В качестве исходных были взяты двигатели, разработанные заводом для конкретных объектов: а) двигатель типа П22-145-10к мощностью 4600 квт, 860 в, 70/120 об/мин с номинальным движущим моментом 64 т·м, объемом якоря  $D_{я}^2 I_{я} = 2,5 \cdot 1,45 =$

$=9,06 \text{ м}^3$  и маховым моментом  $132 \text{ т} \cdot \text{м}^2$ ; б) двигатель типа П24-150-8к мощностью  $5600 \text{ квт}$ ,  $1000 \text{ в}$ ,  $50/90 \text{ об/мин}$  с номинальным движущим моментом  $109 \text{ т} \cdot \text{м}$ , объемом якоря  $D^2 l_{я} = 3,1^2 \cdot 1,5 = 14,4 \text{ м}^3$  и маховым моментом  $\sim 230 \text{ т} \cdot \text{м}^2$ .

Каждый из этих двигателей был полностью рассчитан для следующих значений номинальных напряжений:  $600, 700, 800, 900, 1000, 1200, 1400$  и  $1600 \text{ в}$ . При этом принимались практически постоянные значения электромагнитных нагрузок, а именно:  $A j_{я} = 3000 \div 3100$ ;  $B_{в} = 10500 \div 10700 \text{ гс}$ ;  $j_{к} = 4,3 \div 4,5 \text{ а/мм}^2$ ,  $j_{д} = 3,4 \div 3,6 \text{ а/мм}^2$ , где  $B_{в}$  — индукция в воздушном зазоре;  $j_{к}$  — плотность тока в стержнях компенсационной обмотки;  $j_{д}$  — плотность тока в обмотке добавочных полюсов.

Обмотка возбуждения была принята одинаковой для всех двигателей, что обеспечивало сохранение габарита станины во всех рассматриваемых вариантах. Таким образом, все двигатели с одинаковым объемом якоря обладали практически одинаковым общим весом, габаритом и маховым моментом.

Изменением длины коллектора при различных напряжениях с точки зрения общего веса, махового момента и габарита при этом можно пренебречь. Это обстоятельство подтверждается следующими цифрами. При изменении числа щеток в 1,5 раза для двигателей с  $M_{н} = 64 \text{ т} \cdot \text{м}$  маховой момент и вес меняются на  $0,8\%$ , а общая длина на  $2,8\%$ . Для двигателя с  $M_{н} = 109 \text{ т} \cdot \text{м}$  эти изменения еще меньше.

Величина полюсного деления  $\tau$  и числа полюсов  $2p$  и высоты пазов также были приняты одинаковыми.

При проектировании было установлено, что область напряжений до  $600 \text{ в}$  включительно требует применения трехходовых обмоток, исходя из допустимой величины  $i_{я}$ , область напряжений свыше  $600$  примерно до  $1000 \text{ в}$  — двухходовых обмоток, исходя из допустимой величины  $i_{я}$  и  $u_{к.ср}$ .

Число ходов обмотки в области с напряжением свыше  $1000 \text{ в}$  определилось максимально допустимой величиной  $u_{к.ср}$  и минимально допустимой шириной коллекторного деления ( $\tau_{к} \leq 4,5 \text{ мм}$ ). Эти ограничения обусловили необходимость применения одноходовой обмотки. При этом вследствие недопустимо больших значений линейной нагрузки  $A$  (до  $800 \text{ а/см}$ ) величина тока и мощность машины были снижены. Поэтому величина момента, близкого к номинальному, получилась при пониженных значениях скоростей.

Определение величины скорости и момента производилось для всех машин путем определения потока  $\Phi$  по кривым намагничивания при постоянном значении  $n \cdot c \cdot F_{в} = \text{const}$ .

Толщина корпусной изоляции паза менялась в зависимости от напряжения следующим образом: до  $750 \text{ в}$  — 3 слоя; от  $750$  до  $1000 \text{ в}$  — 4 слоя и далее — 1 слой через каждые  $300 \text{ в}$ .

Количество проводников  $u_{ш}$  по ширине паза для всех двигателей было принято равным 3.

На рис. 4 представлены кривые изменения основных величин, характеризующих двигатели, и кривые тока параллельной ветви  $i_{я}$  в зависимости от величины напряжения. На этих же рисунках

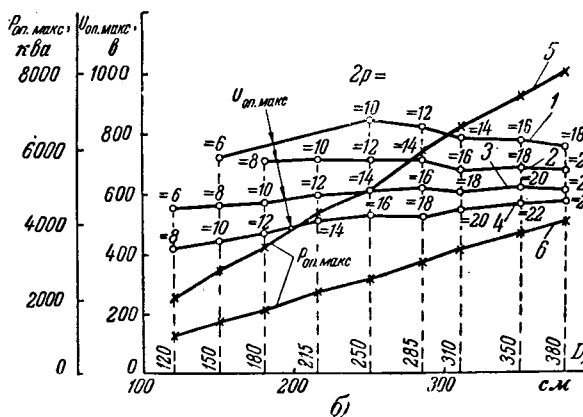
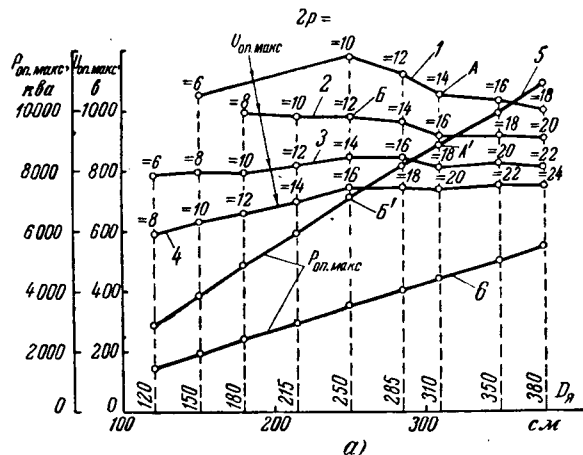


Рис. 3. Кривые максимальных значений  $U_{оп}$ , рассчитанные по формуле (5), для различных значений числа полюсов.

а: 1 — величина  $\tau$  взята по кривой а рис. 2; 2 — то же по кривой б рис. 2; 3 — то же по кривой с рис. 2; 4 — то же по кривой д рис. 2; 5 —  $P_{оп}$  при  $a=2p$ ; 6 —  $P_{оп}$  при  $a=p$ ; величина  $A$  взята по верхней кривой рис. 1.

б: 1 — величина  $\tau$  взята по кривой а рис. 2; 2 — то же по кривой б рис. 2; 3 — то же по кривой с рис. 2; 4 — то же по кривой д рис. 2; 5 —  $P_{оп}$  при  $a=2p$ ; 6 —  $P_{оп}$  при  $a=p$ ; величина  $A$  взята по нижней кривой рис. 1.

представлены кривые стоимости  $C=f(U)$  активных (медь) и изоляционных материалов. Из рассмотрения этих кривых следует, что изменения всех характеризующих двигатель основных параметров (момент, скорость, стоимость, к. п. д. и т. д.) строго соответствуют изменениям кривой тока параллельной ветви, а следовательно, числу проводников обмотки якоря.

При этом экономический максимум всех кривых (максимум к. п. д., момента и минимум стоимости, скорости вращения) соответствует максимуму тока  $i_{я}$ . Несколько ускоренное изменение кривых в области напряжений свыше  $1000 \text{ в}$  объясняется увеличением толщины изоляции.

Следует особо остановиться на рассмотрении кривой  $e_r=f(U)$ . На первый взгляд может показаться, что с ростом  $i_{я}$  (уменьшением числа проводников) величина  $e_r$  несколько увеличивается, что действительно имеет место, так как при неизменной длине якоря и высоте паза несколько увеличивается проводимость по коронкам зубцов. Однако, если принять во внимание, что максимум  $i_{я}$  соответствует максимуму использования машины и максимуму

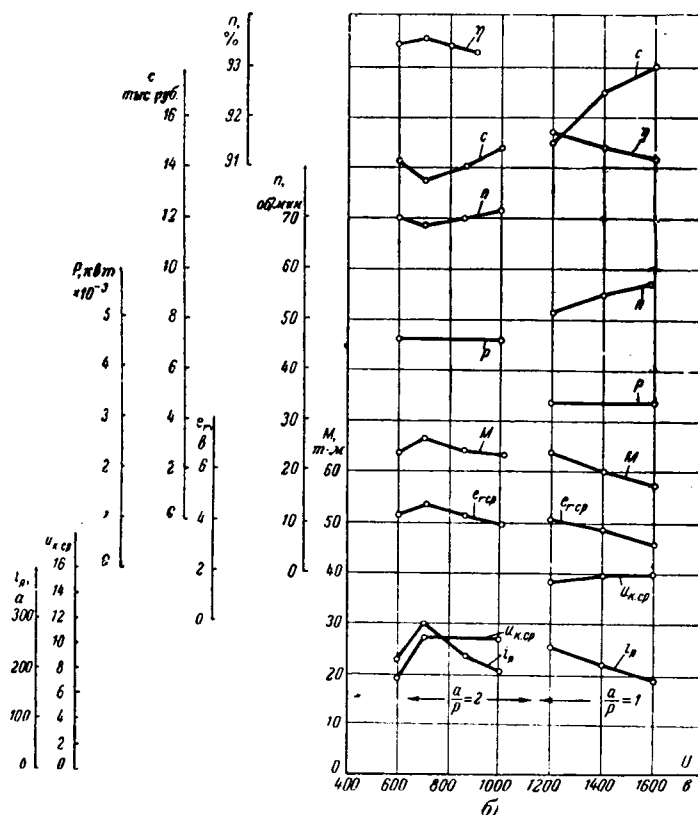
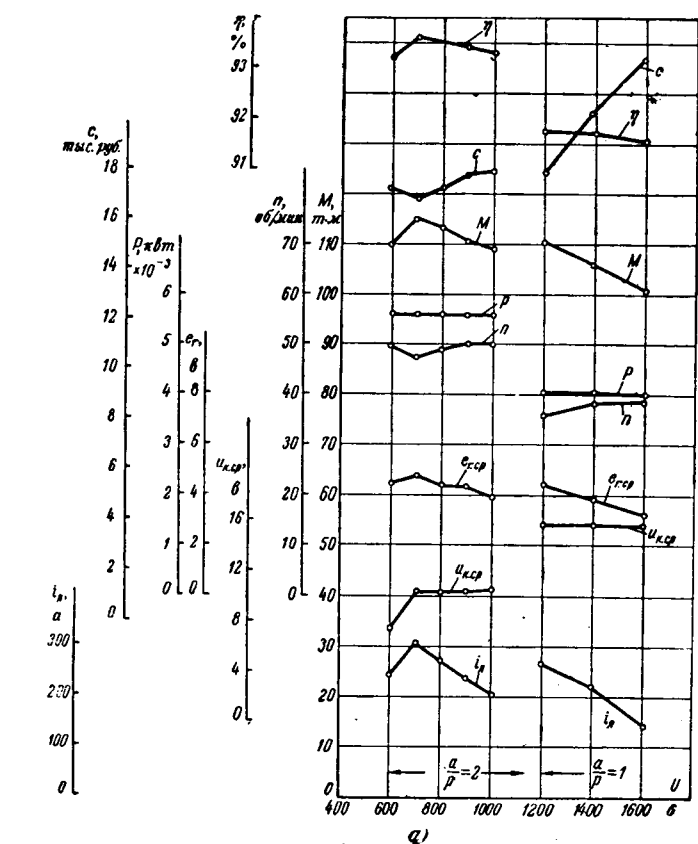


Рис. 4. Кривые изменения основных величин, характеризующих двигатель постоянного тока, в зависимости от величины номинального напряжения.

а — для  $M_n = 109 \text{ т} \cdot \text{м}$ ;  $D_2^2 I_{\text{я}} = 14,4 \text{ м}^3$ ;  $GD_2^2 \approx 230 \text{ т} \cdot \text{м}^2$ ; б — для  $M_n = 64 \text{ т} \cdot \text{м}$ ;  $D_2^2 I_{\text{я}} = 9,06 \text{ м}^3$ ;  $GD_2^2 = 132 \text{ т} \cdot \text{м}^2$ .

момента, то станет очевидным, что в этом случае может быть уменьшена длина якоря и высота паза. Это соответственно приведет к уменьшению реактивной э. д. с.  $e_r$ .

Следует также отметить, что значения  $U_{\text{оп. макс}}$  и  $P_{\text{оп. макс}}$ , найденные по кривым рис. 3, а (точки А, А', Б и Б'), практически полностью соответствуют таким же величинам, полученным по рис. 4 для точек с  $i_{\text{я}} = i_{\text{я. макс}}$  при увеличении  $U_{\text{к. ср}}$  до 15 в. Таким образом, изложенные ранее соображения полностью подтверждаются методом практического проектирования, а следовательно, выражения (7), (9) и кривые  $U_{\text{оп. макс}}$  и  $P_{\text{оп. макс}}$ , приведенные на рис. 3, могут быть использованы при проектировании крупных машин постоянного тока как для оценки правильности выбора величины напряжения, так и для оценки экономичности ранее выпускавшихся и разрабатываемых конструкций, а также проверки выполнимости машины при заданном соотношении тока и напряжения.

Строительство новых мощных прокатных станков с годовой производительностью 5—6 млн. т проката требует применения предельных двигателей с номинальным моментом 120—130 т·м и более. Создание таких двигателей является одной из очень серьезных проблем электромашиностроения.

По этому вопросу у электромашиностроителей и проектирующих электропривод организаций у нас в Союзе существуют две противоположные точки зрения. Сторонники одной из них считают необходимым выполнять такие двигатели в одноякорном исполнении, мотивируя это повышением к. п. д., уменьшением общего веса и габарита двигателя, повышением надежности и уменьшением стоимости. Сторонники второй точки зрения, оперируя теми же показателями, считают целесообразным изготовлять двигатели в двухъякорном исполнении.

Правильно рассуждая об уменьшении веса и стоимости двигателя в одноякорном исполнении, сторонники первой точки зрения полагают, что к. п. д. и надежность будто бы должны быть также выше у двигателя в одноякорном исполнении. Однако такие рассуждения нельзя считать достаточно обоснованными. Для систем электропривода, предназначенных в основном для реверсивных прокатных станков, следует принимать во внимание не к. п. д. самого двигателя, определенного, исходя из среднеквадратичной мощности, а учитывать к. п. д. установки с учетом потерь, обусловленных маховым моментом якоря привода. В этом случае оказывается, что установка при двухъякорном исполнении, имеющем значительно меньший маховой момент, будет обладать повышенным к. п. д., так как уменьшаются затраты энергии, расходуемые на реверсирование. Кроме того, увеличивается производительность прокатного стана за счет сокращения времени реверса.

В качестве примера можно привести следующие данные: для блюминга 1300 было запроектировано два варианта двигателя — один в одноякорном исполнении с маховым моментом  $320 \text{ т} \cdot \text{м}^2$ , а другой в двухъякорном исполнении с маховым моментом  $220 \text{ т} \cdot \text{м}^2$ . Эти данные подтверждают приведенные выше соображения.



Что касается надежности, как одного из основных показателей работы прокатного оборудования, то здесь также нельзя считать достаточно обоснованным мнение сторонников одноякорного исполнения. Действительно, если учесть необходимость получения возможно малого махового момента и, как правило, применяющийся индивидуальный привод валков, что требует выполнения таких двигателей с возможно малым диаметром якоря, а следовательно, с большой длиной активного пакета, то станет понятным, что двигатели одноякорного исполнения в коммутационном, тепловом и конструктивно-технологическом отношении будут значительно больше напряжены, чем в случае двухъякорного исполнения. Отсюда, естественно, вытекает, что работа двухъякорных двигателей будет более надежной.

Разработанная в последнее время на заводе ХЭМЗ конструкция двухъякорного двигателя с промежуточным валом и внутренним упорно-опорным подшипником (рис. 5) в значительной степени увеличивает его преимущества по сравнению с двигателем в одноякорном исполнении.

В этом случае существенно улучшается монтажно-весовая характеристика двигателя, так как вес наиболее тяжелой части (якоря) становится почти в 2 раза меньше. Кроме того, благодаря тому, что упорная поверхность находится на промежуточном валу, облегчаются условия резервирования, так как один якорь обеспечивает 100% резерва даже при индивидуальном приводе валков с применением четырех якорей.

Практически во всех случаях, когда вес якоря превышает 50 т, целесообразно применять двухъякорное исполнение двигателей с промежуточным валом и внутренним подшипником, который может выполняться опорным или опорно-упорным в зависимости от заданных условий работы.

Как известно, надежность работы прокатного оборудования является одним из основных факторов. Одной из причин, снижающих надежность работы больших и крупных машин постоянного тока, является наличие большого количества конструктивных исполнений, практически одинаковых по своим номинальным данным (мощность, напряжение, скорость вращения и т. д.) двигателей и генераторов. Это положение еще более усугубляется в связи с появлением большого числа новых электромашиностроительных заводов, на каждом из которых имеются свои конструкторские отделы, проектирующие новые машины, часто с недостаточно проверенной на практике работоспособностью и надежностью отдельных узлов и деталей и их компоновки в целом.

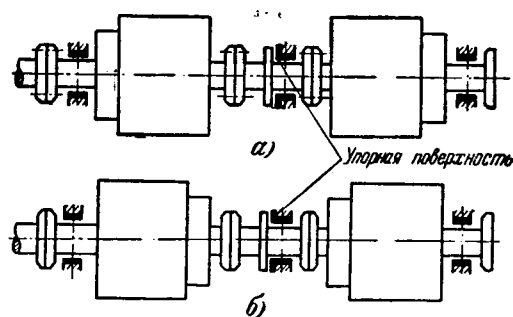


Рис. 5. Конструкция двухъякорного двигателя с промежуточным соединительным валом и внутренним упорно-опорным подшипником.

а — расположение коллекторов наружное; б — расположение коллекторов внутреннее.

Практическим решением этого вопроса является принятие ряда единых конструктивных решений, проверенных многолетней практикой изготовления и эксплуатации, обязательных к применению на всех электромашиностроительных заводах. Это не означает обязательное применение на всех заводах совершенно одинаковых машин, изготовленных по единым чертежам, но означает обязательное применение того или иного типоразмера конструкции в зависимости от возможностей производства завода, наличия оборудования, специфики технологии и условий работы машины. При этом обязательно должна быть учтена необходимость взаимозаменяемости как в целом машин, так и отдельных узлов и деталей, необходимость замены которых наиболее вероятна.

Возможность проведения таких мероприятий может быть обеспечена только при наличии разработанных и утвержденных единых шкал крупных машин постоянного тока для прокатных станов и вспомогательных механизмов и созданных на их основе единых серий.

Опыт внедрения на большинстве электромашиностроительных заводов единой всесоюзной серии П 12—17-го габаритов, а также на заводе ХЭМЗ единой серии П 18—26-го габаритов, разработанных с учетом опыта эксплуатации и производства, с применением одинаковых штампов, профилей меди, унифицированных конструкций узлов и деталей показал их большие преимущества как с точки зрения повышения экономических и эксплуатационных качеств, так и надежности.

[8.5.1963]



# Электромагнитные силы в двигателе с катящимся ротором

А. И. БЕРТИНОВ, В. В. ВАРЛЕЙ и С. Р. МИЗЮРИН

Москва

Электродвигатели с катящимся ротором, предложенные А. И. Москвитиним [Л. 1], могут быть использованы в различных системах электропривода. Этот двигатель является малоинерционным и тихходным, с относительно высокими энергетическими показателями и степенью использования [Л. 2 и 3]. Принцип его работы основан на использовании силы одностороннего магнитного притяжения, действующей на шихтованный ротор без обмотки, эксцентрически расположенный в расточке статора.

Электродвигатель с катящимся ротором является синхронной машиной; однако в нем в отличие от обычных синхронных электрических машин синхронно с полем перемещается не сам ротор, а место соприкосновения ротора со статором. В общем случае синхронно с полем перемещается вдоль расточки минимальный зазор. Одна из возможных конструктивных схем двигателя с катящимся ротором приведена на рис. 1.

Если подключить обмотки униполярного подмагничивания к источнику постоянного напряжения, то вследствие эксцентриситета возникает сила одностороннего магнитного притяжения, направленная в сторону минимального зазора. Если теперь двухполюсную многофазную обмотку статора подключить к источнику переменного напряжения, то в эксцентрическом зазоре произойдет сложение вращающегося и униполярного полей и появится результирующая сила магнитного притяжения, вектор которой будет синхронно вращаться со скоростью поля. В результате ротор начнет обкатывать поверхность расточки статора. Скорость обкатывания будет равна синхронной скорости поля  $\Omega_1$ . Одновременно с относительно быстрым обкатыванием ротор будет медленно поворачиваться вокруг своей оси в противоположную сторону со скоростью

$$\Omega_2 = \Omega_1 \frac{D_1 - D_2}{D_2}, \quad (1)$$

где  $D_1$  и  $D_2$  — диаметры статора и ротора.

Униполярное подмагничивание может осуществляться и при помощи тороидальных магнитов, рас-

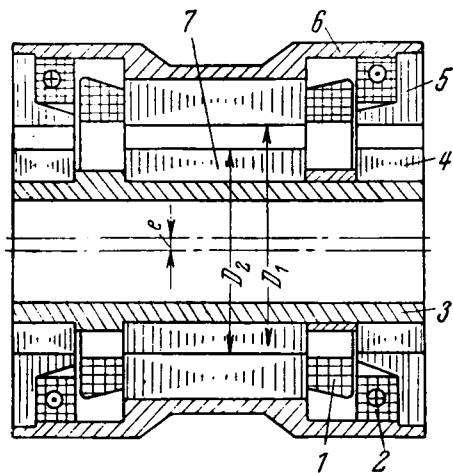


Рис. 1. Конструктивная схема двигателя с катящимся ротором.

1 — двухполюсная  $m$ -фазная обмотка статора; 2 — обмотка униполярного подмагничивания; 3 — вал-магнитопровод; 4 — торцевой магнитопровод ротора; 5 — торцевой магнитопровод статора; 6 — корпус-магнитопровод; 7 — активная часть ротора.

положенных на торцах машины. В этом случае отпадает необходимость в источнике постоянного тока (рис. 2).

Конструктивно двигатель целесообразно выполнять без непосредственного соприкосновения ротора с расточкой статора. Обкатывание при этом будет происходить по специальным направляющим посредством катков, жестко связанных с ротором. Соответственно этому редукция скорости поля будет определяться разностью диаметров катков и направляющих.

Результирующую силу одностороннего магнитного притяжения, вектор которой образует некоторый угол с осью, проходящей через центр системы и минимальный зазор, можно разложить на составляющие  $P_x$  и  $P_y$  (рис. 3). Первая определяет величину электромагнитного давления на опору, вторая — электромагнитный момент двигателя.

Сила магнитного притяжения, действующая на элемент поверхности ферромагнитного тела, в основном определяется нормальной составляющей вектора магнитной индукции и может быть найдена на основании известного соотношения Максвелла:

$$p = \frac{B^2}{2\mu_0}, \quad (2)$$

где  $p$  — сила, приходящаяся на единицу поверхности ферромагнитного тела;

$B$  — нормальная составляющая магнитной индукции на поверхности ферромагнитного тела;

$\mu_0$  — магнитная проницаемость.

Таким образом, задача сводится к определению  $B_n$ , т. е. к расчету магнитного поля в эксцентрическом зазоре между ротором и статором.

Магнитное поле в рабочем зазоре двигателя с катящимся ротором обусловлено н. с. обмотки статора и униполярным подмагничиванием. Магнитный скалярный потенциал в области эксцентрического кольца может быть вычислен различными способами. Например, можно использовать аналитические функции и метод конформных преобразований [Л. 4]. Однако отображение граничных условий, представленных периодическими функциями, связано с определенными математическими трудностями, а полученные таким путем выражения мало пригодны для практического пользования.

Как известно, магнитный скалярный потенциал в зазоре между ферромагнитными статором и ротором удовлетворяет уравнению Лапласа. Интегрирование гармонического уравнения для области эксцентрического кольца разделением переменных по методу Фурье — Ламе становится возможным путем введения соответствующих ортогональных криволинейных координат. Такими координатами для области эксцентрического кольца, очевидно, являются биполярные [Л. 5].

Координатными линиями в этой системе служат семейства ортогональных окружностей  $u$  и  $v$  с цен-

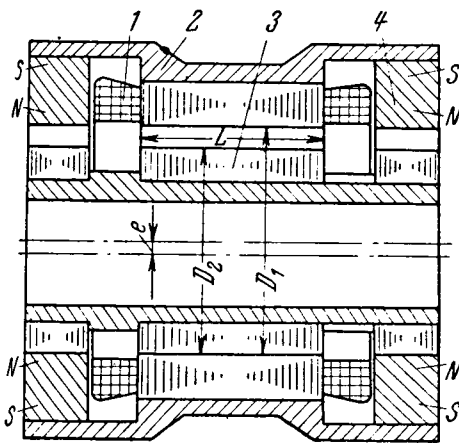


Рис. 2. Конструктивная схема двигателя с постоянными магнитами подмагничивания, расположенными в его торце.  
1 — двухполюсная  $m$ -фазная обмотка; 2 — корпус-магнитопровод; 3 — активная часть ротора; 4 — кольцевой магнит униполярного подмагничивания.

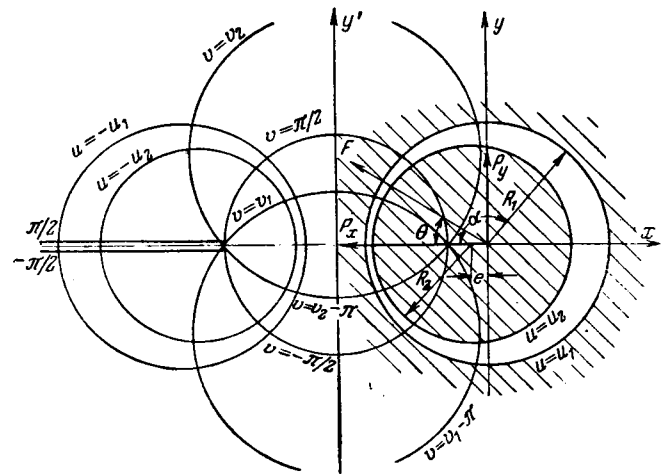


Рис. 3. Эксцентрический зазор между статором и ротором электрической машины в биполярных криволинейных координатах.

трами на осях  $x$  и  $y'$ ; координаты изменяются в пределах  $-\infty < u < +\infty$ ;  $-\pi < v < +\pi$ .

Наружной окружности (расточке статора) соответствует координата  $u_1$ , внутренней —  $u_2$  (рис. 3).

Поскольку сложение полей происходит в зазоре, можно применить принцип суперпозиции и считать, что сложение является аддитивным.

Магнитный скалярный потенциал  $\varphi_1$  в рабочем зазоре без подмагничивания. Магнитное поле эксцентрического зазора в этом случае будет обусловлено н. с. двухполюсной многофазной обмотки статора. Следовательно, в данном примере необходимо определить магнитное поле в эксцентрическом зазоре между статором, в пазах которого расположена распределенная многофазная обмотка, и шихтованным ротором без обмотки (ротором без потерь). В этом смысле задача представляет интерес для теории электрических машин обычного типа (например, синхронных и асинхронных). Точный аналитический расчет поля с учетом всех факторов связан со значительными трудностями и практически не может быть реализован. В связи с этим были сделаны общепринятые допущения, которые, не искажая физической картины явления, значительно упрощают математический анализ. Полагаем, что:

магнитная проницаемость стали сердечников статора и ротора  $\mu = \infty$ ;

рабочий зазор является «гладким», наличием пазов и зубцов на статоре пренебрегаем;

линейная нагрузка создается достаточно тонким слоем тока, и вдоль расточки она распределена по синусоидальному закону;

магнитное поле в зазоре является плоскопараллельным, краевым эффектом пренебрегаем;

электропроводность стали сердечников статора и ротора равна нулю.

Полагаем также, что потоки рассеяния существенного влияния на картину распределения поля в зазоре не оказывают.

В биполярных координатах на плоскости уравнение Лапласа для магнитного потенциала  $\varphi_1$  имеет следующий вид:

$$\left(\frac{\text{ch } u + \cos v}{a}\right)^2 \cdot \left(\frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial u^2} + \frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial v^2}\right) = 0, \quad (3)$$

где  $a$  — постоянная величина.

Поскольку для области эксцентрического зазора

$$\left(\frac{\text{ch } u + \cos v}{a}\right)^2 > 0,$$

то, следовательно,

$$\frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial u^2} + \frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial v^2} = 0. \quad (4)$$

Интеграл выражения (4) найдем в виде тригонометрического ряда

$$\begin{aligned} \varphi_1(u, v) = & C_0 + D_0 u + \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} [(D_n \text{ch } nu + E_n \text{sh } nu) \cos nv + \\ & + (G_n \text{ch } nu + H_n \text{sh } nu) \sin nv]. \end{aligned} \quad (5)$$

Уравнение (5) удовлетворяет исходному равенству (4) и условию периодичности по переменной  $v$ ; следовательно, остается определить постоянные, при которых это уравнение удовлетворяло бы граничным условиям.

В качестве граничных условий будем считать, что тангенциальные составляющие напряженности магнитного поля равны линейным плотностям тока на поверхности границы расточки.

В момент времени  $t=0$  получим:

$$\left. \begin{aligned} H_v|_{u=u_1} &= A_m \sin(\alpha - \theta); \\ H_v|_{u=u_2} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где  $A_m = \frac{2m\omega\sqrt{2}I}{\pi D_1}$  — амплитудное значение линейной нагрузки;

$I$  и  $\omega$  — действующие значения тока и число витков в фазе обмотки статора;

$m$  — числа фаз обмотки статора;  
 $\theta$  — угол, определяемый относительным положением минимального зазора и максимума волны н. с. обмотки статора;

$\alpha$  — текущая угловая координата.

С учетом соотношения  $\vec{H} = -\text{grad } \varphi$  в биполярных криволинейных координатах можно записать:

$$H_v = -(\text{grad } \varphi)_v = \frac{\text{ch } u + \cos v}{a} \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial v}. \quad (7)$$

В соответствии с этим граничные условия (6) можно представить в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial \varphi_1}{\partial v} \Big|_{u=u_1} &= A_d \frac{a \sin v \text{ sh } u_1}{(\text{ch } u_1 + \cos v)^2} - \\ &- A_q \frac{a (\cos v \text{ ch } u_1 + 1)}{(\text{ch } u_1 + \cos v)^2}; \\ \frac{\partial \varphi_1}{\partial v} \Big|_{u=u_2} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где

$$A_d = A_m \cos \theta; \quad u_2 = \text{Arch } \frac{v+1+\varepsilon^2}{\varepsilon v};$$

$$A_q = A_m \sin \theta; \quad \varepsilon = \frac{e}{R_1 - R_2};$$

$$u_1 = \text{Arch } \frac{v+1+\varepsilon^2}{\varepsilon(v+2)}; \quad v = \frac{2R_2}{R_1 - R_2};$$

$R_1, R_2$  — радиусы статора и ротора;  
 $e$  — эксцентриситет.

Для того чтобы определить произвольные постоянные уравнения (5), необходимо функции, задающие граничные условия, представить в виде гармонического ряда по  $v$ . Приняв это во внимание, подставив равенство (5) в формулу (8), выполнив дифференцирование и приравняв коэффициенты при соответствующих членах, получим:

$$\varphi_1(u, v) = C_0 + D_0 u + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-\text{sh } nu + \text{ch } nu \text{ th } nu_2)(\beta_n \cos nv - \alpha_n \sin nv)}{n \text{ ch } nu_1 (\text{th } nu_2 - \text{th } nu_1)}, \quad (9)$$

где  $\alpha_n$  и  $\beta_n$  — коэффициенты Фурье для функции вида

$$A_d \frac{q \sin v \text{ sh } u_1}{(\text{ch } u_1 + \cos v)^2} - A_q \frac{a (\cos v \text{ ch } u_1 + 1)}{(\text{ch } u_1 + \cos v)^2}.$$

При коаксиальном положении ротора и конечном значении линейной нагрузки  $A_m$  магнитный скалярный потенциал  $\varphi_1(u, v)$  не может быть равным бесконечности. На основании этого следует принять  $D_0 = 0$ . Тогда

$$\varphi_1(u, v) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-\text{sh } nu + \text{ch } nu \text{ th } nu_2)(\beta_n \cos nv - \alpha_n \sin nv)}{n \text{ ch } nu_1 (\text{th } nu_2 - \text{th } nu_1)}. \quad (10)$$

Отметим, что произвольная постоянная  $C_0$  не оказывает влияния на величину напряженности магнитного поля зазора.

Выражение (10) удовлетворяет исходному уравнению (4) и граничным условиям (6), следовательно, по теореме единственности оно есть искомое общее решение.

Уравнение (10) определяет магнитный скалярный потенциал в любой точке эксцентрического ра-

бочего зазора при синусоидальном распределении тока по поверхности рашочки статора и отсутствии униполярного подмагничивания.

Магнитный потенциал  $\varphi_2$  в эксцентрическом зазоре, обусловленный и. с. униполярного подмагничивания. Ток в распределенной обмотке статора принимаем равным нулю. Граничные условия в этом случае можно записать в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_2 \Big|_{u=u_1} &= F; \\ \varphi_2 \Big|_{u=u_2} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где  $F$  — доля и. с. униполярного подмагничивания, приходящаяся на зазор.

Как и в предыдущем случае, для магнитного скалярного потенциала  $\varphi_2$  справедливо уравнение Лапласа. Тогда, принимая во внимание выражения (5) и (11), получим:

$$\varphi_2 = \frac{Fu}{u_1 - u_2} - \frac{Fu_2}{u_1 - u_2}. \quad (12)$$

Электромагнитные силы и моменты в машине с катящимся ротором, как было отмечено выше, могут быть вычислены при помощи нормальной составляющей вектора магнитной индукции на поверхности ферромагнитного статора ( $u = u_1$ ).

С учетом соотношения  $\vec{B} = -\mu_0 \text{ grad } \varphi$  нормальная составляющая индукции в зазоре на границе рашочки статора будет равна:

$$B \Big|_{u=u_1} = -\mu_0 \frac{\text{ch } u_1 + \cos v}{a} \left( \frac{\partial \varphi_1}{\partial u} + \frac{\partial \varphi_2}{\partial u} \right). \quad (13)$$

Подставив в уравнение (13) равенства (10) и (12), получим:

$$B \Big|_{u=u_1} = \mu_0 \frac{\text{ch } u_1 + \cos v}{a} \left[ \frac{F}{u_2 - u_1} + \sum_{n=1}^{\infty} \text{cth } n(u_2 - u_1) \times \right. \\ \left. \times (\beta_n \cos nv - \alpha_n \sin nv) \right]. \quad (14)$$

Для относительно малых зазоров  $\frac{R_1 - R_2}{R_1} < 0,05$ , что практически имеет место, с достаточной степенью точности можно принять, что

$$u_2 - u_1 = \text{th}(u_2 - u_1);$$

$$\text{cth } n(u_2 - u_1) = \frac{\text{cth}(u_2 - u_1)}{n};$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} n^{-1} (\beta_n \cos nv - \alpha_n \sin nv) = \\ = R_1 A_m \cos(\alpha - \theta) + C. \quad (15)$$

Погрешность в этом случае, связанная с аналитическими преобразованиями, не превышает  $0,5 - 1\%$ . Поскольку имеют место соотношения

$$\cos v = \frac{\text{ch } u_1 \cos \alpha - 1}{\text{ch } u_1 - \cos \alpha}, \quad a = R_1 \text{ sh } u_1,$$

то при  $F = 0$  из уравнения (14) с учетом выражения (15) получим:

$$B_n \Big|_{u=u_1} = \mu_0 \text{cth}(u_2 - u_1) \text{ th } u_1 A_m \frac{\cos(\alpha - \theta) + k_1}{1 - \frac{1}{\text{ch } u_1} \cos \alpha}. \quad (16)$$

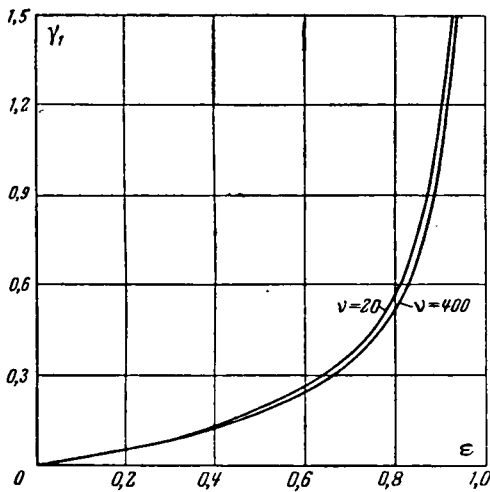


Рис. 4.

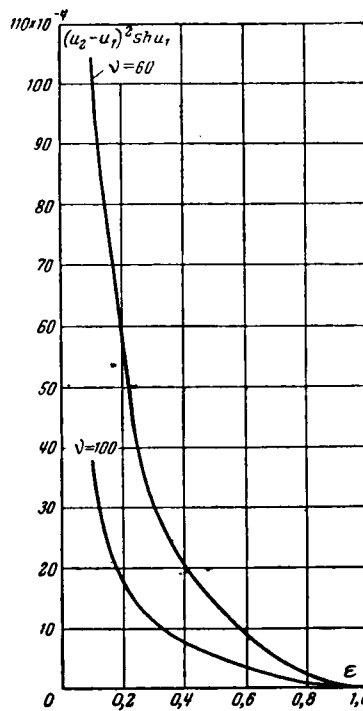


Рис. 5.

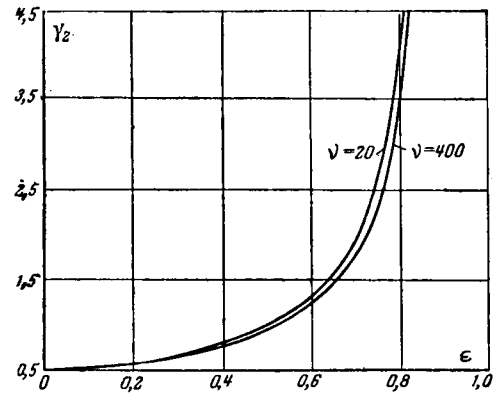


Рис. 6.

Уравнение (16) содержит произвольную постоянную  $k_1$ . Определить  $k_1$  можно из условия отсутствия потока самоиндукции, сцепленного с обмоткой якоря по пути потока униполярного подмагничивания (вдоль оси машины). Последнее справедливо с достаточной степенью точности для конструктивной схемы двигателя, приведенной на рис. 2. В соответствии с этим полный магнитный поток, обусловленный н. с. обмотки якоря, через поверхность рашотки статора равен нулю, т. е. при  $F=0$  имеем:

$$LR_1 \int_0^{2\pi} B|_{u=u_1} d\alpha = 0, \quad (17)$$

где  $L$  — осевая длина активной зоны двигателя (рис. 2).

Подставив в равенство (17) уравнение (16) и выполнив интегрирование, получим:

$$k_1 = \cos \theta (\text{sh } u_1 - \text{ch } u_1). \quad (18)$$

С учетом выражения (18) уравнение (14) может быть представлено в следующем виде:

$$B|_{u=u_1} = \mu_0 \text{cth}(u_2 - u_1) \text{th } u_1 A_m \frac{\cos(\alpha - \theta) + k_1 + k_2}{1 - \frac{1}{\text{ch } u_1} \cos \alpha}, \quad (19)$$

где

$$k_2 = \frac{F}{R_1 A_m}.$$

Таким образом, получено уравнение нормальной составляющей вектора магнитной индукции в эксцентрическом зазоре двигателя на поверхности рашотки статора.

Индукция  $B|_{u=u_1}$  зависит от величины линейной нагрузки статора ( $A_m$ ) и н. с. подмагничивания ( $F$ ), среднего радиального зазора и эксцентриситета ( $u_1, u_2$ ), относительного положения амплитуды волны н. с. обмотки статора ( $\theta$ ).

С учетом уравнения (2) результирующие силы магнитного притяжения, действующие вдоль осей  $x$

и  $y$  на активную часть статора (очевидно, такие же силы действуют на ротор), будут равны:

$$P_x = \frac{LR_1}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} B^2|_{u=u_1} \cos \alpha d\alpha; \quad (20)$$

$$P_y = \frac{LR_1}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} B^2|_{u=u_1} \sin \alpha d\alpha. \quad (21)$$

Подставив уравнение (19) в равенство (20) и выполнив интегрирование, получим:

$$P_{x_2} = P_{x_1} + P_{x_2} + P_{x_3}.$$

$P_{x_1}$  — сила одностороннего магнитного притяжения, действующая на ротор двигателя вдоль оси  $x$  при синусоидальном распределении тока на поверхности рашотки статора и отсутствии потока униполярного подмагничивания ( $F=0$ ):

$$P_{x_1} = 19,74 \cdot 10^{-7} \lambda D^2 \text{cth}^2(u_2 - u_1) \text{th}^2 u_1 A_m^2 \gamma_1 [\mu]; \quad (22)$$

$$\gamma_1 = 2 \text{ch}^2 u_1 (\text{cth } u_1 - 1) - \text{ch } u_1 \text{cth } u_1,$$

где  $D_1 = 2R_1, \quad \lambda = \frac{L}{D_1}.$

На рис. 4 приведены значения коэффициента  $\gamma_1$  в функции величины относительного эксцентриситета  $\epsilon$  для  $\nu=20$  и  $\nu=400$ .

При  $\epsilon=0$  (жоаксиальное положение)  $\gamma_1=0$ , следовательно, равна нулю сила  $P_{x_1}$ .

При  $\epsilon=1$  (ротор соприкасается с поверхностью статора) сила одностороннего притяжения теоретически становится равной бесконечности. Последнее, очевидно, противоречит действительности и может быть объяснено тем, что при выводе формулы магнитная проницаемость стали принималась равной бесконечности и считалось, что ток распределен в тонком слое рашотки статора. Можно считать, что численные значения коэффициента  $\text{cth}^2(u_2 - u_1) \text{th}^2 u_1$  не зависят от величины  $\epsilon$  и характеризуются соотношением

$$\text{cth}^2(u_2 - u_1) \text{th}^2 u_1 \approx \left(\frac{\nu}{2} + 1\right)^2. \quad (23)$$

Уравнение (23) справедливо тем больше, чем меньше относительный радиальный зазор.

$P_{x_2}$  — сила одностороннего магнитного притяжения, действующая вдоль оси  $x$  при униполярном

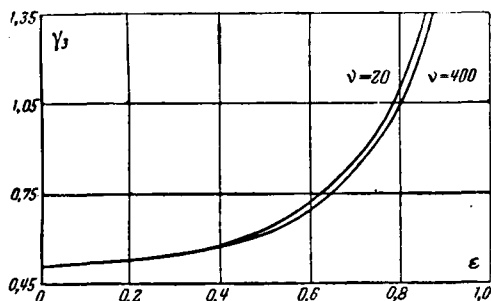


Рис. 7.

подмагничивании и отсутствии тока в двухполюсной  $m$ -фазной обмотке статора. Она равна:

$$P_{x_2} = 78,96 \cdot 10^{-7} \frac{\lambda F^2}{(u_2 - u_1)^2 \operatorname{sh} u_1} [\text{H}]. \quad (24)$$

На рис. 5 приведены значения коэффициента  $(u_2 - u_1)^2 \operatorname{sh} u_1$  в функции величины  $\epsilon$  для  $\nu = 60$  и  $\nu = 100$ .

Сила  $P_{x_2}$  при коаксиальном положении ротора и статора равна нулю. Равенство силы  $P_{x_2}$  бесконечности при  $\epsilon = 1$  объясняется тем, что магнитная проницаемость стали магнитопровода при расчетах была принята равной бесконечности.

$P_{x_3}$  — сила одностороннего магнитного притяжения, действующая вдоль оси  $x$  при сложении полей и соответствующая энергии связи полей якоря и подмагничивания, равна:

$$P_{x_3} = 39,48 \cdot 10^{-7} \lambda D_1^2 \operatorname{cth}^2(u_2 - u_1) \times \\ \times \operatorname{th}^2 u_1 A_m^2 k_2 \cos \theta \cdot \gamma_2 [\text{H}], \quad (25)$$

где  $\gamma_2 = \operatorname{ch}^2 u_1 + \operatorname{cth}^2 u_1 (2 - \operatorname{ch}^2 u_1)$ .

Сила  $P_{x_3}$  при отсутствии потока униполярного подмагничивания ( $F=0$ ) равна нулю. На рис. 6 зависимость коэффициента  $\gamma_2$  в функции величины  $\epsilon$  для  $\nu = 20$  и  $\nu = 400$ .

Подставив уравнение (19) в выражение (21) и выполнив интегрирование, получим:

$$P_y = 39,48 \cdot 10^{-7} \lambda D_1^2 \operatorname{cth}^2(u_2 - u_1) \operatorname{th}^2 u_1 A_m^2 k_2 \sin \theta \cdot \gamma_3 [\text{H}], \quad (26)$$

где  $\gamma_3 = \operatorname{ch}^2 u_1 (\operatorname{cth} u_1 - 1)$ .

Таким образом, при сложении полей в рабочем зазоре, обусловленных н. с. якоря и подмагничивания, появляется сила магнитного притяжения, действующая вдоль оси  $y$ . Эта сила создает относительно оси, проходящей через мгновенный центр вращения (место соприкосновения ротора и статора), вращающий момент.

По своей природе электромагнитный вращающий момент двигателя с катящимся ротором является синхронным. При  $k_2 = 0$  (т. е. при  $F=0$ )  $P_y = 0$ , следовательно, равен нулю электромагнитный момент двигателя с катящимся ротором. В действительности при отключении обмотки униполярного подмагничивания (рис. 1), как показывают экспе-

рименты, момент вращения не равняется нулю, хотя величина его относительно мала. Вращающий момент, возникающий при отключении обмотки униполярного подмагничивания, по существу является реактивным.

Как подтверждают аналитические и экспериментальные исследования, реактивный момент обусловлен проводимостью для потока самоиндукции обмотки якоря вдоль оси машины и насыщением стали в активной части магнитопровода. Указанное ведет к появлению неравенства проводимостей по продольной и поперечной осям машины.

В машине, конструктивная схема которой приведена на рис. 2, можно считать, что  $x_{ad} = x_{aq}$ , вследствие чего реактивный момент практически равен нулю. На рис. 7 приведена зависимость коэффициента  $\gamma_3$  в функции  $\epsilon$  для  $\nu = 20$  и  $\nu = 400$ .

При коаксиальном положении ротора и статора ( $\epsilon = 0$ ) из приведенных уравнений с учетом выражения (23) получим:

$$\left. \begin{aligned} P_x &= 4,93 \cdot 10^{-7} \lambda D_1^2 (\nu + 2)^2 A_m^2 k_2 \cos \theta; \\ P_y &= 4,93 \cdot 10^{-7} \lambda D_1^2 (\nu + 2)^2 A_m^2 k_2 \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Приведенные выше уравнения проверены экспериментально на статических моделях. Результаты расчетов достаточно близки к действительности.

**Заключение.** Полученные уравнения являются основными для анализа рабочего процесса электрических машин с катящимся ротором.

Используя выражения для определения сил одностороннего магнитного притяжения можно получить основное расчетное уравнение рассмотренной электрической машины.

Электромагнитные силы и моменты в двигателе с катящимся ротором в значительной степени зависят от величины относительного эксцентриситета.

Приведенные в статье уравнения пригодны для определения сил одностороннего магнитного притяжения, действующих на эксцентрически расположенные ферромагнитные цилиндры, в системах с униполярным намагничиванием (униполярные электрические машины, механизмы, аналогичные втяжным электромагнитам, и т. п.).

При выводе уравнений не учитывалось насыщение активной зоны магнитопровода и было принято, что магнитная проницаемость стали равна бесконечности. В соответствии с этим расчетные значения сил будут несколько завышены. Однако последнее в большей степени будет проявляться при больших значениях  $\epsilon$ . Кроме того, не было учтено влияние высших гармоник в кривой н. с. распределенной обмотки статора, что также снижает точность результатов расчета.

#### Литература

1. Москвитин А. И., Электрическая машина с катящимся ротором, «Электричество», 1947, № 3.
2. Schön R., Elektrische Wälzmaschinen, E. M., 1961, Н. 7.
3. Low-speed a. c. motor, «Control», 1961, v. 4, № 35.
4. Бухгольц Г., Расчет электрических и магнитных полей, Перев. с нем., Изд. иностранной литературы, 1961.
5. Уфлянд Я. С., Биполярные координаты в теории упругости, Гостехиздат, 1950.

[15.1.1964]

# К вопросу о числе подвесных изоляторов в натяжных гирляндах воздушных линий электропередачи

Инж. О. Г. ВЕКсельман

Харьков

**Введение.** В проекте ПУЭ, разработанном автором в 1955—1956 гг. по поручению техуправления б. МЭС, предусматривалось одинаковое число изоляторов в поддерживающей и в натяжной гирляндах, что обосновывалось совокупностью следующих доводов.

1. Число дефектных изоляторов в натяжных гирляндах выше, чем в поддерживающих, но таких изоляторов очень мало.

2. Контрольные проверки о состоянии изоляторов согласно инструкции по эксплуатации воздушных линий производятся в натяжных гирляндах более часто, чем в поддерживающих.

3. На линиях 35 и 110 кВ, сооруженных в военное время, в поддерживающих и натяжных гирляндах которых применялось одинаковое количество изоляторов при одновременном снижении их числа (до трех на металлических опорах 35 кВ; до пяти и шести — на деревянных и металлических опорах 110 кВ), не наблюдались какие-либо ненормальности в работе.

4. Мокроразрядные напряжения, по значениям которых производился выбор линейной изоляции, выше для натяжной гирлянды, чем для поддерживающей [Л. 1].

5. Разрядные напряжения гирлянды при импульсах очень мало зависят от ее расположения, и эта зависимость практически отсутствует [Л. 2].

В переработанных ПУЭ 1959 г. [Л. 3] было принято компромиссное, но правильное по направлению решение, по которому регламентируется одинаковое количество изоляторов в обеих гирляндах лишь для воздушных линий 150 кВ и выше, а для линий 35 и 110 кВ включительно количество подвесных изоляторов в натяжных гирляндах увеличивается на один элемент по сравнению с поддерживающими. Но поскольку во всех случаях отказ от увеличения числа изоляторов в гирляндах опор анкерного типа дает известный эффект, автор в настоящей статье еще раз анализирует этот вопрос и делает определенные выводы.

**Старение подвесных изоляторов.** Исследования «нулевых» изоляторов показывают, что наиболее распространенными дефектами, которые приводят к выходу их из строя, являются трещины в фарфоре и значительно реже пористость. Трещины образуются в результате внешних статических и динамических усилий, внутренних напряжений в фарфоре, возникающих при его обжиге, небольшой механической прочности фарфора, а также неправильной сборки в местах сочленения металлической арматуры с фарфором. Пористость образуется на производстве и в процессе эксплуатации, так как с течением времени изменяется структура фарфора из-за механических нагрузок, вибрации, переменного электрического поля и протекающих пьезокристаллических токов.

По лабораторным испытаниям [Л. 4] подвесных стандартных изоляторов  $254 \times 146$  мм<sup>2</sup>, снятых с воздушных линий 138 и 345 кВ, установлено, что их электромеханическая прочность с течением времени существенно снижается. При этом отмечается, что причинами ее снижения являются влияние постоянных температурных изменений, вибрация проводов и механическая нагрузка; возможны также изменения характеристик цемента, промазок и других материалов в изоляторе. Однако влияние вибрации на гирлянду изоляторов, как показали специальные испытания, незначительно [Л. 5]. Это также подтверждается наблюдениями по эксплуатации их в тяжелых условиях [Л. 6 и 7], в которых усталость арматуры вследствие возникающих при вибрации проводов изгибающих усилий в пестике, имеющих место при больших механических нагрузках на гирлянды опор анкерного типа, вызывающих заклинивание пестика в шапке, обычно наблюдается лишь в течение первых недель работы воздушных линий из-за перегрузок или повреждения изоляторов при монтаже. Здесь следует отметить французские уникальные замеры механических усилий изоляторов и их усталости, по которым [Л. 8] ударные усилия изоляторов промежуточных опор в 1,5—3 раза выше изоляторов анкерных опор. Объясняется это тем, что на промежуточных опорах имеет место резонанс между колебаниями изолятора и провода, а на анкерных опорах усилия, испытываемые изоляторами, являются слагающими колебаний проводов и опоры. Эти данные меняют наши представления о количественном и качественном влиянии вибрации на гирлянды изоляторов и дают основание считать, что их электромеханическая прочность зависит главным образом от величины и продолжительности приложения к ним статической нагрузки. Такой вывод подтверждается произведенным в Чехословакии детальным исследованием работы тарельчатых изоляторов в условиях их эксплуатации [Л. 9]. В этом исследовании, где методом математической статистики определены значения всех факторов, отражающихся на снижении электромеханической прочности тарельчатых изоляторов, показано, что основной причиной указанного снижения являются величина и время действия статической нагрузки. Следовательно, интенсивность старения изоляторов, или среднегодовой процент их повреждаемости в натяжных гирляндах опор анкерного типа, в особенности анкерно-угловых и концевых опор, должна быть значительно больше, чем в поддерживающих гирляндах промежуточных опор вследствие воздействия резко возросшей и постоянно действующей внешней механической нагрузки.

**Повреждаемость подвесных изоляторов.** Согласно первому обследованию, произведенному в сетях Уралэнерго [Л. 10], среднегодовой процент «нулевых» изоляторов типа ПГ-22 за пятилетний период

эксплуатации на воздушных линиях с нормальным расчетным тяжением проводов составлял в натяжных гирляндах 0,25 и в поддерживающих — 0,03, а по последующим данным в сетях Мосэнерго [Л. 11] процент отбраковки изоляторов того же типа за двухлетний период эксплуатации был равен соответственно 0,62 и 0,1%. Таким образом, разница в среднегодовом повреждении этих изоляторов на опорах анкерного типа и промежуточных достигала в первом случае восьмикратной, а во втором случае шестикратной величины. Значительное увеличение тяжения в проводе М-95 на одной из воздушных линий Уралэнерго, где среднеэксплуатационное напряжение (при температуре +15°С и отсутствии ветра) колебалось в отдельных анкерных пролетах в пределах 13,5—18 кг/мм<sup>2</sup>, привело за пятилетний период эксплуатации к увеличению годового процента отбраковки изоляторов типа ПГ-22 в натяжных гирляндах до 0,78% [Л. 10].

Зависимость старения изоляторов от величины внешних механических нагрузок сохраняется при разных типах и конструкциях иностранных и отечественных изоляторов.

Анализ роста удельной повреждаемости изоляторов на воздушных линиях, построенных в последние годы, позволяет утверждать, что определяющим фактором являлось ухудшение качества изготовления, а не старения изоляторов, тем более, что наименьший процент «нулевых» изоляторов приходится на ранее сооруженные линии. На увеличение процента отбраковки в отдельных системах также повлиял отказ от проверочных испытаний каждого элемента перед монтажом мегомметром на 2500 в в соответствии с требованиями ПУЭ [Л. 12]. Таким образом, выявление процента «нулевых» изоляторов может быть достигнуто при учете их лишь на тех воздушных линиях, на которых применялись изоляторы Славянских изоляторных заводов и подвергавшиеся указанным выше испытаниям. Этим условиям удовлетворяют данные, приведенные в [Л. 13], по которым отбраковка изоляторов П-4,5 и П-7 составляла 1,38%, в том числе 0,36% в поддерживающих и 2,88% в натяжных гирляндах.

Выборочное вскрытие демонтированных «нулевых» изоляторов подтвердило, что повышенная отбраковка являлась следствием неудовлетворительного выполнения защиты армировочного шва от увлажнений, в результате чего влага попадала под шапку изолятора и демпфирующих прокладок между шапкой изолятора и телом фарфора; пестики у отдельных изоляторов были заделаны с отклонением от вертикали на 3—4°, что приводило к возникновению дополнительных усилий в армировке и фарфоре. В повышении процента «нулевых» изоляторов сказалось также неудовлетворительная транспортировка их на отдельных линиях.

Мокроразрядные напряжения подвесных изоляторов в натяжных гирляндах. Зарубежные экспериментальные данные [Л. 1] и измерения, проведенные в НИИПТ [Л. 14], подтвердили, что на разрядные напряжения изоляторов гирлянды влияет ее расположение. Натяжная гирлянда благодаря одинаковым условиям смачивания всех ее элементов обладает при дожде более равномерным распределени-

ем электрического поля, чем поддерживающая ввиду чего мокроразрядное напряжение промышленной частоты для натяжной гирлянды получается существенно выше, чем для поддерживающей, и с ростом длины гирлянды приближается к сухоразрядному напряжению. Соотношение между  $\frac{U_{\text{мк.нат}}}{U_{\text{мк.под}}}$  при строительной длине гирлянды изоляторов типа П от 1 м и больше равно 1,13 [Л. 14]. Следовательно, при применении в натяжной гирлянде воздушной линии 110 кВ на металлической и железобетонной опорах семи изоляторов типа П-4,5 или П-7, т. е. того же количества, что и в поддерживающей, достигается повышение мокроразрядного напряжения в размере, примерно эквивалентного добавлению одного изолятора. В соответствии с этим на воздушных линиях напряжением от 150 кВ (девять изоляторов П-4,5) принимается согласно [Л. 3] неизменное количество изоляторов в гирлянде, не зависящее от ее расположения.

Мокроразрядное напряжение трех подвесных изоляторов типа П-4,5 в натяжной гирлянде воздушной линии 35 кВ равно 108 кВ · 1,05 = 114 кВ. Здесь 108 кВ — мокроразрядное напряжение трех изоляторов П-4,5 согласно измерениям НИИПТ при интенсивности дождя в 3 мм/мин и 1,05 — соотношение между  $\frac{U_{\text{мк.нат}}}{U_{\text{мк.под}}}$  при длине гирлянды изоля-

торов 0,5 м [Л. 14]. Требуемое ПУЭ мокроразрядное напряжение для воздушных линий с номинальным напряжением 35 кВ равно 80 кВ с допустимым снижением его при выборе числа изоляторов в гирлянде на 5%, т. е. до 76 кВ. Электрическая прочность натяжной гирлянды из трех изоляторов типа П-4,5 при появлении одного «нулевого» получается не меньше требуемого:  $\frac{114 \cdot 2}{3} = 76$  кВ. Аналогичные

значения имеют место при малогабаритных фарфоровых (ПМ-4,5) и стеклянных изоляторах (ПС-4,5). Таким образом, при предлагаемом одинаковом числе подвесных изоляторов в поддерживающей и натяжной гирляндах воздушных линий 110 и 35 кВ наличие «нулевого» изолятора в натяжной гирлянде не влечет за собой снижения регламентированного разрядного напряжения. Это обстоятельство очень важно, поскольку в случае превышения внутренних перенапряжений произойдет перекрытие, которое может из-за возможного разрушения гирлянды вследствие прохождения пути разряда внутри «нулевого» изолятора привести к аварии.

Импульсные разрядные напряжения подвесных изоляторов в натяжных гирляндах. Накопленный значительный эксплуатационный и экспериментальный опыт о поведении изоляции при внутренних и атмосферных перенапряжениях показал, что уровень изоляции, выбранный по условиям внутренних перенапряжений, обеспечивает при достаточно экономических заземляющих устройствах требуемую грозоупорность. Поэтому в последние годы уровень изоляции устанавливается, исходя лишь из расчетной кратности внутренних перенапряжений, что означает допущение известного увеличения вероятности грозозащитных отключений. Требования грозозащи-



ты являются наиболее определяющими для воздушных линий напряжением 110 кВ и ниже, обладающих меньшим защитным уровнем, чем линии более высоких классов напряжений. Унифицированные металлические и железобетонные опоры одноцепные с треугольным расположением проводов («крымского» типа) и двухцепные с шестиугольным расположением проводов (типа «бочка») приводят к значительному снижению грозоупорности линий в результате применения одного троса, уменьшающего коэффициенты связи между проводами и тросом, повышенного волнового сопротивления опоры, неизменного числа малогабаритных изоляторов типа ПМ (благодаря повышенным примерно на 15% мокроразрядным градиентам), имеющим импульсные разрядные напряжения в среднем на 18% меньше, чем изоляторы типа П, а также из-за большей высоты, вызывающей увеличенную грозопоражаемость. Приводимые ниже результативные расчеты грозоупорности воздушных линий производились по методике [Л. 15], поскольку по этой же методике определялась грозоупорность линий на унифицированных опорах при их проектировании и линий на эксплуатируемых много лет опорах. Расчеты (таблица) показывают, что при сопоставлении заземляющих устройств 10 Ом согласно [Л. 3] защитные уровни линий 110 кВ на одноцепных и двухцепных анкерно-угловых металлических и железобетонных опорах составляют от уровней грозоупорности эксплуатируемых линий

с двумя тросами 60—71% при семи изоляторах и 52—62% при шести изоляторах типа ПМ-4,5. По этим расчетам удельное число отключений (на 100 км линий и 30 грозových часов, что эквивалентно примерно 20 грозovým дням) будет значительно больше, чем для эксплуатируемых воздушных линий. Но они при железобетонных опорах, на которых в настоящее время, как правило, сооружаются линии 110 кВ, в шести изоляторах типа ПМ-4,5 меньше, чем при металлических опорах и семи изоляторах ПМ-4,5. Отключения, произошедшие вследствие непосредственного поражения проводов при защитном угле отклонения троса на унифицированных опорах, равно  $\sim 30^\circ$ , не учитывались, поскольку при приведенных выше относительно небольших уровнях грозоупорности отключения определяются в основном обратными перекрытиями. Так, удельное число отключений от прямых ударов в проводах эксплуатируемых воздушных линий 110 кВ с одноцепными и двухцепными опорами при защитном угле троса  $25\text{—}30^\circ$  составляет 0,2—0,1 [Л. 16].

Высота опор, большая 20—25 м, способствует при поражении молнией возрастанию их индуктивности и, следовательно, потенциала на их вершине при быстром нарастании тока на крутом фронте волны; вероятность таких перекрытий не зависит от сопротивления опор. Кроме того, с увеличением высоты линии при неизменном защитном угле троса ухудшается экранирующее действие тросовой защиты, и тем самым повышается вероятность прорыва молнии через нее [Л. 17]. Эти неучтенные в таблице дополнительные перекрытия изоляции не будут иметь место при одноцепных железобетонных опорах и будут ощутимо меньше при двухцепных из-за их меньшей высоты (таблица). Однако при найденном увеличении числа отключений по отношению к отключениям на эксплуатируемых линиях можно полагать, что АПВ, коренным образом изменившее качественную сторону противогрозовой защиты, обеспечит хорошие показатели воздушных линий на унифицированных опорах. Так, согласно [Л. 16] отключения, допускавшие немедленное включение для линии 110 кВ на металлических опорах с тросами, составляли 91%, из которых было локализовано 76% грозových поражений однофазными короткими замыканиями. Вместе с тем ожидаемое число отключений не является чрезмерным в отношении возрастания опасности разрегулировки механизма выключателей, тем более при применении ОАПВ; в этом случае, как известно, работа выключателей происходит в более легких условиях, чем отключение междуфазовых коротких замыканий, и увеличивается эксплуатационная надежность воздушных линий. Эта оценка находит подтверждение в удовлетворительной работе линий 35 кВ на металлических опорах без тросов в сетях с дугогасящей катушкой с удельным числом отключений 1,2, которые характеризуются преобладающим числом междуфазовых коротких замыканий, из которых 86% [Л. 16] допускали немедленное включение в работу. Все изложенное позволяет сделать вывод, что при перенапряжениях, связанных с прямым ударом молнии, когда зона повышенных напряжений охватывает всего лишь несколько опор, вероятность со-

Показатели грозоупорности воздушных линий 110 кВ с тросами на металлических и железобетонных опорах

Тип опоры	Металлические		Железобетонные	
	С треугольным расположением проводов («крымский» тип)	С шестиугольным расположением проводов (типа «бочка»)	С треугольным расположением проводов («крымский» тип)	С шестиугольным расположением проводов (типа «бочка»)
Высота троса на унифицированных анкерно-угловых опорах, м . . . . .	25,7	29,3	19,0	25,3
Высота троса на эксплуатационных опорах, м . . . . .	21,6	22,7—23,4	—	—
Уровень грозоупорности ВЛ на унифицированных опорах, ка				
а) при 7 изоляторах ПМ-4,5 . . . . .	75	70	80	75
б) при 6 изоляторах ПМ-4,5 . . . . .	65	60	70	65
Уровень грозоупорности ВЛ на эксплуатируемых ВЛ при 7 изоляторах П-4,5 [Л. 16], ка . . . . .	120	105	—	—
Удельное число отключений из-за превышения уровня грозоупорности для ВЛ с унифицированными опорами				
а) при 7 изоляторах ПМ-4,5 . . . . .	1,0	1,3	0,55	1,0
б) при 6 изоляторах ПМ-4,5 . . . . .	1,35	1,75	0,85	1,35
То же для эксплуатируемых ВЛ [Л. 16] . . . . .	0,06—0,14	0,09—0,18	—	—

впадения места удара с местом появления «нулевого» изолятора в натяжных гирляндах при небольшом числе последних на воздушных линиях настолько ничтожна, что с таким совпадением совершенно не приходится считаться. Но в этих абсолютно исключительных случаях линия, отключающаяся из-за перекрытия по поверхности линейной изоляции, которое не приводит к ее повреждению, тотчас же, как правило, включится в работу при помощи АПВ<sup>1</sup>. Дополнительно в отношении воздушных линий 35 кВ на металлических и железобетонных опорах без троса может быть указано, что прочность изоляции линий при трех изоляторах типа ПМ-4,5 в гирлянде, имеющих разрядное напряжение при положительной волне 330 кВ, превышает основную массу индуктированных перенапряжений. При снижении разрядного напряжения до 225 кВ, соответствующего гирлянде из двух изоляторов ПМ-4,5, вероятность превышений амплитуд индуктированных перенапряжений при ударах молнии в землю для средней высоты подвеса 10 м увеличивается в 3 раза, но абсолютное их число, учитывая небольшие протяженности линий 35 кВ, остается небольшим (4—5 случаев в год на 100 км линии [Л. 18]). С другой стороны, амплитуда индуктированных напряжений при разрядах молнии в землю может быть согласно [Л. 15] приблизительно оценена по выражению

$$U_{\text{инд}} = 25 \frac{I_m h_{\text{ср}}}{S},$$

где  $I_m$  — амплитуда тока молнии для линии 35 кВ на металлических или железобетонных опорах без троса, при гирлянде из трех изоляторов типа ПМ-4,5 и импульсном сопротивлении заземления 8 Ом, равная 40 кА;  $h_{\text{ср}}$  — средняя высота подвеса провода  $\approx 10$  м;  $S$  — расстояние от линии до места прямого удара молнии, не менее  $4h_{\text{ср}}$  или 40 м.

При этих параметрах  $U_{\text{инд}} = 25 \frac{40 \cdot 10}{40} = 250 \text{ кВ} \approx \approx 225 \text{ кВ}$ .

Электрическая прочность загрязненных подвесных изоляторов в натяжных гирляндах. В районах с промышленными загрязнениями, как показывают эксплуатационные данные, изоляторы при их горизонтальном расположении более стойки к воздействию загрязнений, чем при вертикальном [Л. 19 и 20]. Так, отношение числа перекрытий поддерживающих гирлянд к числу перекрытий натяжных гирлянд при одинаковом числе изоляторов одного типа в гирляндах составляло по наблюдениям в ФРГ 30:1, а по английским данным 10:1. Согласно экспериментальным исследованиям, произведенным во Франции, в горизонтальных гирляндах ток утечки в 5 раз меньше, чем в вертикальных при их значительно большем разрядном напряжении; в Германии это соотношение также равно 4—5, и разрядные напряжения не менее чем на 20% больше

по сравнению с вертикальным расположением изоляторов.

Причины этого явления следующие. В поддерживающих гирляндах соединению частичных перекрытий в общее способствует поток тепла, а в натяжных гирляндах этот поток разрывается облегченными условиями многократного разрыва частичных разрядов, ток которых ограничен поверхностным сопротивлением последовательно включенных неперекрываемых участков. Возможно, сказывается также и то, что нагретый и ионизированный воздух не скользит вдоль всей натяжной гирлянды, а рассеивается. Кроме того, установка в натяжных гирляндах изоляторов ребристыми поверхностями в сторону, противоположную расположению основных источников загрязнения, т. е. направление гладкой стороны изоляторов в сторону основного источника загрязнения способствует легкому его сдуванию при ветре и дожде, что приводит к увеличению напряжения перекрытия. Однако в условиях морского побережья с солевыми отложениями поддерживающие гирлянды согласно английским наблюдениям ведут себя лучше, чем натяжные, что может быть объяснено тем, что поверхность последних более открыта для ветра, несущего соленые брызги.

По этим данным натяжные гирлянды вблизи моря с солевыми отложениями переключаются в 20 раз чаще, чем поддерживающие. В то же время отечественный опыт эксплуатации воздушных линий, проходящих в районах с солончаковыми (и лессовыми) грунтами, показал, что из 46 случаев перекрытий линий из-за загрязнений изоляторов только два случая произошли на натяжных гирляндах [Л. 21].

Что же касается импульсных перекрытий при загрязнениях, то они уменьшаются столь незначительно, что их влиянием на импульсную прочность изоляторов вполне можно пренебречь при любом расположении гирлянды на воздушных линиях 220 кВ и выше.

За рубежом количество изоляторов в натяжной гирлянде по сравнению с поддерживающей принимается по-разному: меньше (Великобритания), равное (Австралия, Япония, Франция, Швейцария, Германия), равное и больше (Италия, Канада), больше (США, Аргентина, Норвегия, Финляндия). В последнее время в США сооружены отдельные воздушные линии с одинаковым числом изоляторов в гирляндах промежуточных и анкерных опор. Там в настоящее время считают, что одним из упрощающих мероприятий является применение одинакового числа изоляторов для горизонтальных и вертикальных гирлянд.

**Вывод.** Приведенные экспериментальные, расчетные и эксплуатационные данные позволяют принять одинаковое количество подвесных изоляторов в подвесной и натяжной гирляндах для воздушных линий всех напряжений.

#### Литература

<sup>1</sup> Число этих возможных перекрытий будет на ряде линий больше по поддерживающим гирляндам, чем по натяжным, несмотря на большую вероятность «нулевых» изоляторов в них, поскольку с 1958 г. линии сооружаются без применения «двойного подвеса», и переходы через препятствия во многих случаях осуществляются на промежуточных опорах.

1. Грей Н. А., Хьюли К. А., Normal frequency arc cover values of insulators as affected by size and humidity, «Transactions AIEE», 1932, т. 51, № 3, p. 690.

2. Ефимов А. В., Кожухов В. К., Алмазов А. В., Изоляторы, Госэнергоиздат, 1941, стр. 73.

3. Правила устройства электротехнических установок, Госэнергоиздат, 1959, раздел II, гл. II-5.  
 4. Zobel E. S., Insulators lose strength with age tests show, «Electr. world», 1962, 158, № 13, p. 40, 77.  
 5. Vinjar Asbjorn. Pince du suspension pour conducteurs de lignes aériennes de transport, «Conf. internat. grands rés. électr. haute tens. Paris. 1960», Paris, 1960, rapp. № 205.  
 6. Taylor I. I., Lautz A. D., Jr Influence des ambiances difficiles sur la conception et l'utilisation des isolateurs, «Conf. internat. grands rés. électr. haute tens. Paris. 1960», Paris, 1960, rapp. № 211.  
 7. Poffenberger I. C., Vibration problems plaquerural lines, «Electr. Light and Power», 1960, 38, № 22, p. 78, 118.  
 8. Gorbéry H., Roux H., Contraintes mécaniques internes d'origine vibratoire dans les isolateurs en porcelaine d'une ligne de transport d'nergie en service, «Revue General de Electricite», 1958, 67, № 9, p. 485.  
 9. Hayelko Jan., Elektromechanicka pevnost Závésných talifových izolátoru, «Energetika», (CSSR), 1962, 12, № 9, 449.  
 10. Ефимов А. В., Старение подвесных изоляторов, «Электричество», 1935, № 22.  
 11. Либерман А. Я., Влияние механической нагрузки на старение подвесных изоляторов, «Электрические станции», 1939, № 7.  
 12. Правила устройства электротехнических установок, Госэнергоиздат, 1957, раздел I, гл. 1—8.  
 13. Шур Ю. Б., Повреждаемость подвесных изоляторов

на линиях электропередачи 110 и 220 кв, «Электрические станции», 1962, № 3.  
 14. Беляков Н. Н. и Рашкес В. С., Основы выбора изоляции воздушных линий электропередачи на металлических опорах, Труды ВНИИ, 1961, сборник XI.  
 15. Руководящие указания по защите от перенапряжений электротехнических установок переменного тока, Госэнергоиздат, 1954.  
 16. Бургсдорф В. В., Грозозащита воздушных линий электропередачи и опыт ее эксплуатации в СССР, Сборник «Перенапряжения и высоковольтная изоляция в электрических системах», Госэнергоиздат, 1959, стр. 109.  
 17. Костенко М. В., Половой И. Ф. и Розенфельд А. Н., Роль прорывов молнии на провода мимо тросов для грозозащиты линий высших классов напряжений, «Электричество», 1961, № 4.  
 18. Разевиг Д. В., Атмосферные перенапряжения на линиях электропередачи, Госэнергоиздат, 1959.  
 19. Малкасян Н. В., Аварии вследствие загрязнения изоляторов атмосферными осадками в системе Донэнерго, «Электрические станции», 1937, № 9.  
 20. Тихонов Н. Ф., Эксплуатация изоляции открытой подстанции в сильно загрязненном районе, «Электрические станции», 1949, № 3.  
 21. Егоров В. М., Иногамов А. А., Эксплуатация линейных изоляторов в Средней Азии, «Электрические станции», 1960, № 11.

[11.10.1963]



УДК 621.02

## О распределении напряженности электрического поля в цилиндрическом конденсаторе

Инж. Ю. Г. ЕСИҚОВ

Московский энергетический институт

В практике электрических расчетов высоковольтной изоляции цилиндрического типа широко распространено утверждение о выравнивании и регулировании напряженности электрического поля в радиальном направлении путем изготовления изоляции в виде серии последовательно включенных конденсаторов [Л. 1—3].

Возьмем цилиндрический конденсатор с внутренним радиусом  $r_0$  и наружным  $r_n$ . Согласно формуле для расчета распределения напряженности в цилиндрическом конденсаторе максимальная и минимальная напряженности могут быть выражены следующим образом

$$E_{\text{макс}} = \frac{U}{r_0 \ln \frac{r_n}{r_0}}; \quad (1)$$

$$E_{\text{мин}} = \frac{U}{r_n \ln \frac{r_n}{r_0}}. \quad (2)$$

так, чтобы  $C_1 = C_2$  и  $\Delta_1 = \Delta_2$ , где  $C_1$  и  $\Delta_1$  — емкость и толщина изоляции внутреннего конденсатора,  $C_2$  и  $\Delta_2$  — то же для наружного. Тогда максимальные и минимальные значения напряженности в каждом конденсаторе будут:

$$E'_{\text{макс}} = \frac{U}{2r_0 \ln \frac{r_0 + \Delta}{r_0}}; \quad (3)$$

$$E'_{\text{мин}} = \frac{U}{2(r_0 + \Delta) \ln \frac{r_0 + \Delta}{r_0}}; \quad (4)$$

$$E''_{\text{макс}} = \frac{U}{2(r_0 + \Delta) \ln \frac{r_0 + 2\Delta}{r_0 + \Delta}}; \quad (5)$$

$$E''_{\text{мин}} = \frac{U}{2(r_0 + 2\Delta) \ln \frac{r_0 + 2\Delta}{r_0 + \Delta}}. \quad (6)$$

Расположим внутри рассматриваемого конденсатора еще один цилиндр из проводящего материала

где  $E'$  — напряженность во внутреннем конденсаторе;  $E''$  — в наружном конденсаторе.

Сравним максимальные (1) и (3) и минимальные (2) и (6) значения напряженностей

$$\frac{E_{\max}}{E'_{\max}} = \frac{U2r_0 \ln \frac{r_0 + \Delta}{r_0}}{r_0 \ln \frac{r_n}{r_0} U} = \frac{\ln \left( 1 + \frac{2\Delta}{r_0} + \frac{\Delta^2}{r_0^2} \right)}{\ln \left( 1 + \frac{2\Delta}{r_0} \right)}; \quad (7)$$

$$\frac{E_{\min}}{E''_{\min}} = \frac{U2(r_0 + 2\Delta) \ln \frac{r_0 + 2\Delta}{r_0 + \Delta}}{r_n \ln \frac{r_n}{r_0} U} = \frac{\ln \left( \frac{r_0 + 2\Delta}{r_0 + \Delta} \right)^2}{\ln \frac{(r_0 + 2\Delta)^2}{r_0^2 + 2r_0\Delta}}. \quad (8)$$

Из (7) и (8) следует, что  $E'_{\max} < E_{\max}$ , а  $E_{\min} < E''_{\min}$ . Казалось бы, что действительно имеет место регулирование и выравнивание напряженности электрического поля. Рассмотрим, что же происходит на промежуточном цилиндре.

Так как в любой точке электрического поля при заданных условиях не может быть двух различных по величине напряженностей, то мы вправе потребовать выполнения равенства между (4) и (5), поскольку точки, расположенные на внутренней и внешней поверхностях промежуточного цилиндра, соединены проводником. Приравнявая (4) и (5), имеем:

$$\frac{1}{\ln \frac{r_0 + \Delta}{r_0}} = \frac{1}{\ln \frac{r_0 + 2\Delta}{r_0 + \Delta}}$$

или

$$r_0^2 + 2r_0\Delta + \Delta^2 = r_0^2 + 2\Delta r_0. \quad (9)$$

Равенство (9) выполняется лишь в единственном, нереальном случае, а именно, когда  $\Delta = 0$ .

Еще к большему недоразумению можно прийти, рассматривая влияние радиуса закругления на электрическую прочность конденсатора. Представим два цилиндрических конденсатора, имеющих одинаковый радиус наружного электрода ( $r_n = 30$  мм) и внутренние ( $r_0$ ) радиусы 10 и 1 мм соответственно.

Известно, что разрядные процессы начинают развиваться при достижении определенной, критической напряженности электрического поля  $E_k$ . Подсчитаем пробивное напряжение первого и второго конденсаторов:

$$U''_{пр} = E_k r_0 \ln \frac{r_n}{r_0} = 10 \cdot 2,3 \cdot 0,477 E_k = 2,3 \cdot 4,77 E_k;$$

$$U''_{пр} = E_k r_0 \ln \frac{r_n}{r_0} = 1 \cdot 2,3 \cdot 1,477 E_k = 2,3 \cdot 1,477 E_k.$$

Отношение этих величин составляет 3,23, иными словами, увеличение разрядного промежутка на 45% приводит к уменьшению пробивного напряжения на 70%.

Все это требует экспериментального исследования распределения напряженности электрического поля в цилиндрических конденсаторах с сильными полями. К тому же в [Л. 4] показано, что в случае плоского однородного конденсатора введение металлических обкладок, представляющих собой эквипотенциальные поверхности, не приводит к искажению и перераспределению электрического поля.

Из формулы (1) следует, что наибольшего различия в максимальных напряженностях цилиндрического конденсатора можно ожидать при уменьшении диаметра внутреннего электрода, сохраняя постоянным расстояние между электродами, а также при изменении расстояния между электродами, оставая постоянным один из диаметров электродов. В связи с этим для исследования указанных зависимостей была изготовлена серия цилиндрических конденсаторов из медных тянутых труб. Для устранения краевого эффекта торцы наружных обкладок конденсаторов были развальцованы, а длина внутренних электродов значительно превышала длину наружных. Установление концентричности цилиндров достигалось микроманипулятором, позволявшим перемещать укрепленный на подвижной станции внутренний цилиндр исследуемого конденсатора в двух взаимно перпендикулярных направлениях в горизонтальной плоскости с точностью до 0,1 мм.

В качестве диэлектрика использовался окружающий воздух. Испытания проводились на пробивной установке переменного тока промышленной частоты при температуре 20,8°С и давлении 756 мм рт. ст. Измерение пробивного напряжения непосредственно на образце осуществлялось статическим киловольтметром типа С-96, класса точности 1,5.

В табл. 1 и 2, на рис. 1 и 2 представлены геометрические размеры исследуемых конденсаторов, экспериментальные и расчетные данные. Величины пробивных напряжений представляют собой средние значения пяти измерений при скорости нарастания напряжения 1 кв/сек.

Таблица 1

Изменение пробивного напряжения цилиндрического конденсатора в зависимости от внутреннего радиуса  $r_0$  при  $r_n - r_0 = \text{const}$

$r_0$ , мм	0,25	1,75	13,9	27
$r_n$ , мм . . . . .	3,8	5	17,6	30
$r_n - r_0$ , мм . . . . .	3,55	3,25	3,7	3
$U^*_{пр}$ , кв . . . . .	5,69**	6,68	7,05	6,12
$E_{\max}$ по (1), кв/мм . . . . .	8,31	3,62	2,12	2,14
$E_{пр}$ по (10), кв/мм . . . . .	1,6	2,05	1,91	2,05
Разница в $E$ по (1) и (10), %	422	75,0	11,1	4

\* Во всех случаях пробой происходил внутри конденсатора внешне, без развития ионизационных процессов.

\*\* Некоторое снижение пробивного напряжения следует отнести за счет технических трудностей центрирования внутреннего электрода весьма малого диаметра (голая медная проволока диаметром 0,5 мм).

Таблица 2

Зависимость пробивного напряжения цилиндрического конденсатора от величины зазора  $r_n - r_0$  при  $r_n = 30$  мм

$r_0$ , мм	27,0	22,5	19,0	5,0	3,0	1,75	1,0
$r_n - r_0$ , мм . . . . .	3,0	7,5	11,0	25,0	27,0	28,25	29,0
$U_{пр}$ , кв . . . . .	6,12	13	18,5	27,2	27,6	28	28,9
$E_{\max}$ по (1), кв/мм	2,14	2,03	2,12	3,02	4,0	6,25	8,5
$E_{пр}$ по (10), кв/мм	2,05	1,735	1,675	1,09	1,025	0,99	0,996
Разница в $E$ по (1) и (10), % . . . . .	4	17,0	26,5	177	290	530	753

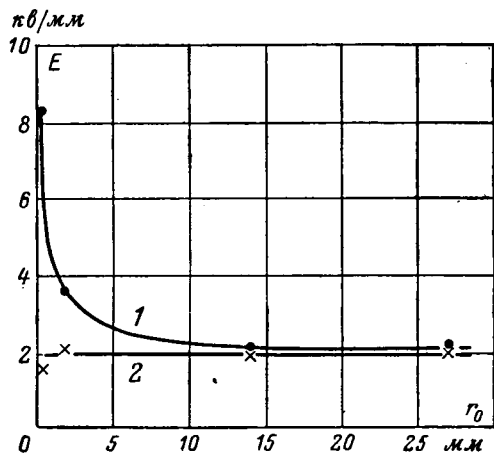


Рис. 1. Пробивная напряженность цилиндрического конденсатора в зависимости от внутреннего радиуса.  
1 — по формуле (1); 2 — по формуле (10).

Кривая 1 на рис. 1 показывает, что максимальная напряженность электрического поля, подсчитанная по формуле (1), при уменьшении внутреннего диаметра быстро растет, достигая значения 83,1 кВ/см при  $r_0 = 0,25$  мм. Такое резкое увеличение напряженности не поддается никакому физическому объяснению, так как известно, что даже в практически однородных полях при зазоре между электродами 3 мм электрическая прочность воздуха не превышает 24 кВ/см при нормальных атмосферных условиях.

Не меньшее удивление вызывает изменение напряженности электрического поля по формуле (1) при увеличении расстояния между электродами (кривая 2 на рис. 2).

Из большого числа опубликованных работ, посвященных исследованиям электрической прочности диэлектриков, следует, что с увеличением расстояния между электродами пробивная напряженность электрического поля падает, что находит объяснение в увеличении степени неоднородности поля. Чем же тогда объяснить увеличение пробивной напряженности поля в 4 раза при увеличении расстояния между электродами в 2,6 раза (кривая 2 на рис. 2).

Экспериментальные данные, приведенные в настоящей работе, дают основание утверждать, что в сильных электрических полях распределение напряженности в цилиндрическом конденсаторе не подчиняется распространенной зависимости (1). Не подтвердилось также экспериментально мнение о влиянии изменения внутреннего радиуса на пробивное напряжение цилиндрического конденсатора при постоянстве зазора между электродами.

Кривые 2 (рис. 1) и 3 (рис. 2) показывают изменение пробивной напряженности цилиндрических конденсаторов, определяемой по следующей зависимости:

$$E_{пр} = \frac{U_{пр}}{(r_n - r_0)} \quad (10)$$

Характер изменения пробивной напряженности по формуле (10), известной в литературе как сред-

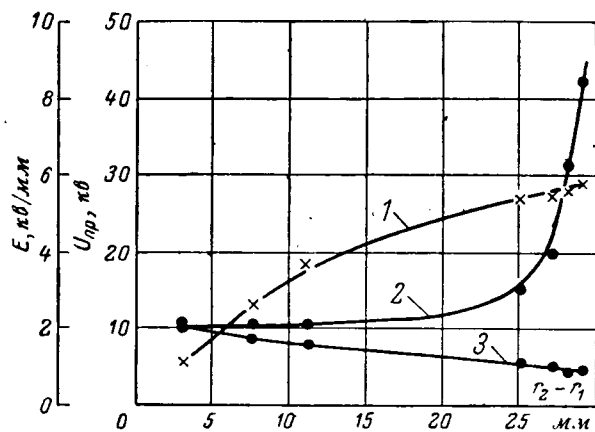


Рис. 2. Пробивное напряжение и пробивная напряженность в зависимости от расстояния между цилиндрами.

1 —  $U_{пр} = f(r_n - r_0)$  при  $r_n = \text{const}$ ; 2 — пробивная напряженность по формуле (1); 3 — пробивная напряженность по формуле (10).

няя напряженность цилиндрического конденсатора, обнаруживает вполне закономерные явления:

а) при постоянном расстоянии между электродами пробивная напряженность электрического поля не изменяется, что обуславливает постоянное пробивное напряжение;

б) с увеличением расстояния между электродами имеет место уменьшение пробивной напряженности, как и во всех неравномерных полях.

В связи с этим в расчетах высоковольтной изоляции конденсаторного типа следует исходить из зависимости, находящейся в соответствии с экспериментальными данными.

Оказывается сомнительным и положение об увеличении пробивного напряжения цилиндрической конструкции за счет секционирования изоляции [Л. 5], о чем свидетельствуют данные табл. 3. В качестве диэлектрика была использована триацетатная пленка толщиной 0,05 мм. Предварительные исследования показали, что при толщине изоляции пять слоев практически исключается влияние слабых мест на пробивное напряжение: максимальное и минимальное отклонения от среднего значения не превышали 1,3%. Исходя из этого, толщина изоляции элементарного конденсатора составила 0,25 мм. Для сравнения были изготовлены и испытаны по три конденсатора каждого типа:

1. Цилиндрический конденсатор с толщиной изоляции 0,5 мм.

2. Цилиндрический конденсатор, представляющий собой сумму двух последовательно включенных элементарных конденсаторов с общей толщиной изоляции 0,5 мм.

3. Цилиндрический конденсатор с толщиной изоляции 0,75 мм.

4. Цилиндрический конденсатор, представляющий собой сумму трех последовательно включенных элементарных конденсаторов с общей толщиной изоляции 0,75 мм.

Диаметр внутреннего электрода во всех случаях был равен 28,3 мм. Наружными и промежуточными электродами служила алюминиевая фольга толщиной 0,01 мм. Намотка пленки производилась

Таблица 3

Данные исследованных конденсаторов и результаты испытаний

Схема конденсатора $n \times \Delta^*$	Толщина изоляции $\Delta$ , мм	Отношение емкостей элементарного конденсатора	Пробивное напряжение $U$ , кВ**	Расчетное пробивное напряжение $U' = nU'$ ***, кВ	Разница, %
Элементарный конденсатор . . . . .	0,25	1	17	—	—
Без промежуточных обкладок . . . . .	0,5	—	27,1	—	—
$2 \times 0,25$ . . . . .	0,5	1:0,98	26,7	34	27,5
Без промежуточных обкладок . . . . .	0,75	—	35	—	—
$3 \times 0,25$ . . . . .	0,75	1:0,97:0,94	34,3	51	49

\* Произведение цифр означает: первая  $n$  — число последовательно включенных конденсаторов, вторая  $\Delta$  — толщина изоляции элементарного конденсатора.

\*\* Испытания производились на переменном токе по описанной выше методике; данные являются средними значениями трех измерений.

\*\*\*  $U'$  — пробивное напряжение элементарного конденсатора.

с постоянным тяжением, равным  $200 \text{ Г/см}$ . Поскольку толщина элементарного конденсатора составляла всего  $0,25 \text{ мм}$ , то, оставляя одинаковые длины промежуточных и наружных обкладок, уда-

валось получать близкие (в пределах  $5\%$ ) значения емкостей элементарных конденсаторов.

Результаты экспериментов, приведенные в табл. 3, показывают, что никакого увеличения пробивного напряжения за счет секционирования изоляции не происходит. Это объясняется тем, что пробой как секционированной, так и несекционированной изоляции происходит на краю внешней обкладки, т. е. в месте максимальной напряженности электрического поля, обусловленной краевым эффектом. Очевидно, что степень неоднородности электрического поля при секционировании изоляции не изменяется и определяется суммирующим действием краевых эффектов последовательно включенных элементарных конденсаторов.

## Литература

1. Сиротинский Л. И., Техника высоких напряжений, т. 2, Госэнергоиздат, 1953.

2. Залесский А. М. и Бачурин Н. И., Метод расчета изоляции конденсаторного типа, «Электричество», 1954, № 7.

3. Федоров Л. И., Расчет маслонаполненных вводов, «Электричество», 1961, № 2.

4. Peek F., Dielectric phenomena in high-voltage engineering, New York, 1929.

5. Калачихин А. Ф., К расчету высоковольтных вводов конденсаторного типа, «Вестник электропромышленности», 1960, № 5.

[15.11.1963]



## О ПОРЯДКЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

(Статья А. Е. Каплянскогo и С. Г. Гинзбургa, «Электричество», 1962, № 10)

**Б. И. ЯХИНСОН**

Одесса

1. Появление обсуждаемой работы свидетельствует об актуальности задачи определения порядка переходного процесса в линейной электрической цепи. Несмотря на то что рассматриваемая тема нашла отражение во многих учебниках и монографиях, ее нельзя считать исчерпанной.

Авторы обратили внимание на ошибочные рекомендации и расхождение результатов расчетов, опирающихся на методику, описанную в различных источниках. К сожалению, перечень работ, недостаточно точно освещающих вопрос о порядке переходного процесса и способах его определения, не ограничивается источниками, приведенными авторами.

2. В поисках правильного решения авторы связали задачу о порядке переходного процесса с числом независимых начальных условий для упрощенной цепи; под упрощением понимается объединение соответственно сопротивлений, индуктивностей и емкостей, «соединения между которыми являются последовательными или параллельными или приводятся к ним». Правомочность такого подхода не вызывает сомнений, возникает лишь вопрос о том, насколько этот подход целесообразен с точки зрения получения окончательного решения. Для того чтобы ответить на этот вопрос, рассмотрим разветвленную цепь на рис. 1.

Следуя рекомендации авторов, упростим цепь, заменив индуктивности  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_3$  одной эквивалентной индуктивностью. Для цепи на рис. 2, полученной в результате упрощения, порядок переходного процесса совпадает с числом независимых начальных условий, чем авторы и рекомендуют воспользоваться. Однако, как определить число начальных условий, в рекомендациях не указано. Между тем для разветвленных цепей решение этого вопроса не всегда является очевидным.

Направивается вывод о том, что замена задачи определения порядка переходного процесса в разветвленной цепи задачей определения числа независимых начальных условий не приближает нас к конечной цели исследования и не может поэтому быть рекомендована как метод определения порядка цепи.

3. Однозначное и полное решение вопроса может быть получено двумя путями. Первый путь, предложенный Оттер-

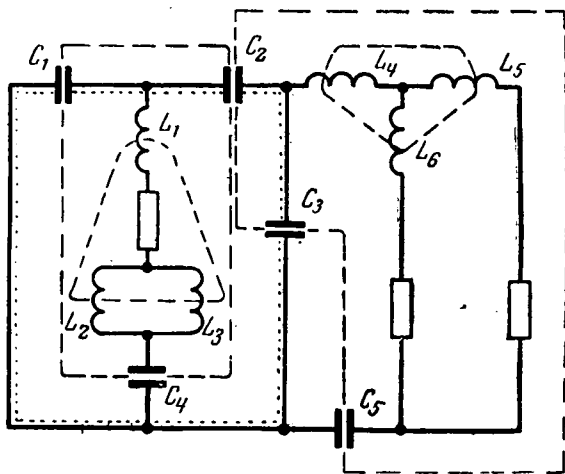


Рис. 1.

маном, заключается в том, что порядок цепи связывается с числом энергоемких элементов, независимо запаасающих электромагнитную энергию [Л. 1]. Сущность его сводится к следующему: порядок цепи меньше числа реактивных элементов цепи на число внутренних связей системы. Под последними понимаются уравнения первого и второго законов Кирхгофа, записанные для токов и напряжений однопольных реактивных элементов, т. е. имеются в виду уравнения видов

$$\sum i_{Lk} = 0; \sum i_{Ck} = 0;$$

$$\sum u_{Lk} = 0; \sum u_{Ck} = 0.$$

Второй метод заключается в определении порядка цепи через число независимых контуров [Л. 2]. Сущность его сводится к следующему: порядок цепи совпадает с суммой порядков совокупности независимых контуров, выбранной таким образом, чтобы эта сумма была наименьшей. Если  $n$ -контурная цепь содержит  $\alpha$  однохарактерных и  $\beta$  однореактивных контуров, ее порядок равен:

$$r = 2n - 2\alpha - \beta.$$

4. Определим порядок цепи на рис. 1 методом Оттермана:
  - а) число всех реактивных элементов равно 11;
  - б) число связей типа  $\sum i_L = 0$  равно 2 (пунктирные линии, проходящие по элементам  $L_1, L_2, L_3$  и  $L_4, L_5, L_6$ );
  - в) число связей типа  $\sum i_C = 0$  равно 2 (пунктирные линии, проходящие по элементам  $C_1, C_2, C_4$  и  $C_2, C_3, C_5$ );
  - г) число связей типа  $\sum u_L = 0$  равно 1 (контур, проходящий по элементам  $L_2, L_3$ );
  - д) число связей типа  $\sum u_C = 0$  равно 1 (контур, проходящий по элементам  $C_1, C_2, C_3$ );
  - е) порядок цепи

$$r = 11 - (2 + 2 + 1 + 1) = 5.$$

Своей рекомендацией по упрощению цепи авторы предварительно освободились от двух индуктивностей, используя по существу условие «г» и одно из условий «б». Порядок упрощенной цепи на рис. 2 неочевиден; его необходимо определить каким-либо из методов, например снова по Оттерману. Число реактивных элементов в этом случае равно 9, а числа связей (соответственно пп. б, в, г, д) составляют 1, 2, 0, 1, т. е.

$$r = 9 - (1 + 2 + 0 + 1) = 5.$$

Предварительное упрощение цепи за счет исключения нескольких реактивных элементов по существу разделило решение на два этапа. Такая процедура не выглядит убедительной, невзирая на то, что результаты расчета совпали.

Нам представляется, что однократное применение метода Оттермана к исходной цепи либо определение ее порядка через число независимых контуров заслуживают предпочтения.

5. Изложенные замечания относятся к порядку линейной цепи с сосредоточенными параметрами, совпадающему с порядком дифференциального уравнения цепи или степенью соответствующего характеристического уравнения. Порядок цепи или, как его иногда называют, наивысший порядок определяется конфигурацией цепи и качественными особенностями составляющих ее элементов при условии, что между параметрами нет специально подобранных соотношений.

Встречаются случаи, когда коэффициенты некоторых слагаемых переходного процесса в отдельных ветвях обращаются в нуль, так что составы экспоненциальных слагаемых токов и напряжений для различных участков разветвленной цепи в переходном режиме оказываются неодинаковыми.

В обсуждаемой работе авторы уделили большое внимание порядку переходного процесса в подобных ветвях разветвленной цепи. Они обратили внимание на то, что порядок переходного процесса в подобных ветвях не совпадает с порядком переходного процесса в остальных частях сложной цепи

вне зависимости от численных значений параметров пассивных элементов подобных ветвей, если в подобных ветвях включены источники э. д. с. либо если в них к началу переходного процесса была запасена электромагнитная энергия (ненулевые начальные условия). В этом заключается главная ценность работы.

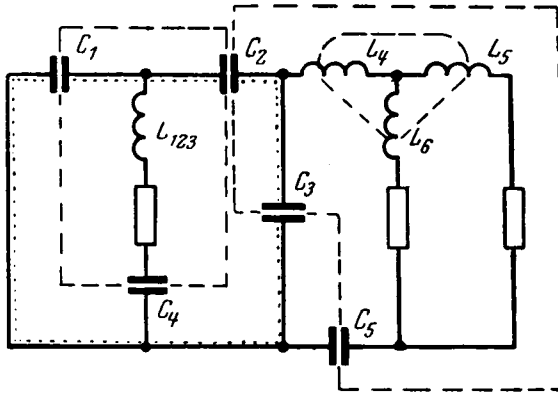


Рис. 2.

Приходится сожалеть о том, что авторы преподнесли этот интересный материал в виде протеста против неверных рекомендаций определения порядка цепи; между тем он имеет право на самостоятельное существование.

## Литература

1. Otterman J., On the order of the differential equation describing an electrical network, Proc., IRE, 1957, № 7.
2. Яхинсон Б. И. и Князь А. И., О порядке линейной электрической цепи, «Радиотехника», 1963, № 1.

## А. Е. КАПЛЯНСКИЙ

Ленинград

УДК 621.3.011.1

В своей заметке Б. И. Яхинсон, помимо положительной оценки нашей статьи, делает одно критическое замечание: мы заменили задачу определения порядка уравнения задачей подсчета числа независимых начальных условий для упрощенной цепи, а рекомендаций по этому подсчету не дали. Замечание справедливое, и я пользуюсь случаем дать эту рекомендацию, вытекающую из метода Оттермана: «Число независимых начальных условий для упрощенной цепи равно числу реактивных ее элементов за вычетом: 1) числа контуров, образованных только индуктивностями или только емкостями, и 2) числа узлов, в которых сходятся ветви, каждая из которых содержит индуктивность или каждая из которых содержит емкость». Например, упрощенная схема на рис. 2 в заметке Б. И. Яхинсона содержит девять реактивных элементов. один контур  $C_1, C_2, C_3$  и три узла указанного типа: 1)  $L_4, L_5, L_6$ , 2)  $C_1, C_2, C_4$  и 3)  $C_1, C_4, C_3, C_5$ . Следовательно, порядок уравнения равен  $9 - 4 = 5$ .

Б. И. Яхинсон считает более целесообразным использовать либо метода Оттермана, либо метода, предложенного им самим. Оттерман применяет первый закон Кирхгофа в необычной форме, относя его не к узлам, а замкнутым поверхностям, и рекомендует ход расчета, состоящий из шести этапов. Метод Б. И. Яхинсона требует подсчета числа независимых контуров различных типов с удалением отдельных элементов, обрывом связей и т. д.

Наш метод оперирует с обычными понятиями теории цепей — узлами и контурами; он сводится к элементарному упрощению цепи и подсчету в ней общего числа реактивных элементов и узлов и контуров, ими образованных. Поэтому наш метод представляется наиболее простым.

## О. М. БОГАТЫРЕВ

Москва

Известные правила для определения числа свободных токов в переходном процессе в сложной цепи или, что то же, числа корней характеристического уравнения для того или иного тока непосредственно по структуре цепи сводятся в основном к объединению и подсчету числа индуктивностей и емкостей с учетом условий, вытекающих из законов Кирхгофа при разрывах и коротких замыканиях в схеме, и т. д. Наиболее полно эти правила изложены в [Л. 1 и 2]. Однако эти правила не всегда дают верный ответ. Другие, более сложные приемы требуют составить и приравнять нулю или определитель системы алгебраизованных дифференциальных уравнений для свободных токов, или входное операторное сопротивление всей цепи относительно любых двух точек разрыва, или входную операторную проводимость между двумя какими-либо узлами цепи. Однако и в этом случае ответ может получиться неправильным.

Попытка А. Е. Каплянско и С. Г. Гинзбурга уточнить эти правила путем учета места включения источников, численных соотношений между параметрами элементов цепи или их подобия вскрывает некоторые особенности цепей, но опять-таки не отвечает правильно на поставленный вопрос.

Все указанные методы могут дать только максимально возможное число корней. В действительности же число корней может быть меньше и притом для разных функций на разное число. Это зависит как от параметров цепи, так и от соотношений между ними, от расположения источников и от начальных условий. Короче говоря, вряд ли можно найти такое правило, которое бы всегда безошибочно отвечало на поставленный вопрос. Для иллюстрации рассмотрим несколько примеров.

*Пример 1.* Схема цепи показана на рис. 1. Цепь включается на синусоидальное напряжение  $u = U_m \cos \omega t$ , которое для достаточно малого времени переходного процесса можно принять постоянным и равным  $U_m$ . Начальные условия нулевые.

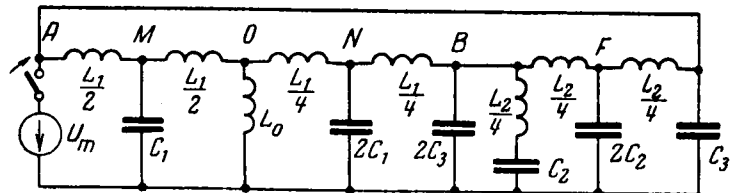


Рис. 1.

Составление уравнений операторным методом для узлов  $M, O, N, B, F$  по методу узловых потенциалов и последующее их решение дают следующие результаты (все функции в операторном виде по Лапласу):

$$U_N = \frac{U_A D_1(p^4)}{A(p^8)}; \quad U_B = \frac{U_A D_2(p^4)}{A(p^8)}; \quad U_O = \frac{U_A D_3(p^6)}{A(p^8)};$$

$$U_M = \frac{U_A D_4(p^6)}{A(p^8)}; \quad U_F = \frac{U_A D_5(p^6)}{S_2^2 A(p^8)},$$

где

$$U_A = -\frac{U_m}{p}; \quad S_2^2 = L_2 C_2 p^2 + 4;$$

$A(p^8), D_1(p^4), D_2(p^4), \dots$  и т. д. — полиномы от  $p$  соответствующей степени. Например,

$$\begin{aligned} A(p^8) = & \left\{ \frac{1}{4} C_3 L_1 L_2 \left( 3 + \frac{L_1}{2L_0} \right) S_1^4 S_2^2 p^2 + \right. \\ & + \left( 3 + \frac{L_1}{2L_0} \right) \left( \frac{L_2}{2} + L_1 \right) S_1^4 S_2^2 - \frac{3}{2} C_3 L_1 L_2 p^2 S_2^2 S_1^2 - \\ & - 3L_1 \left( 3 + \frac{L_1}{2L_0} \right) S_1^4 - \left[ 6L_2 + 6L_1 + \frac{L_2 L_1}{2L_0} \right] S_2^2 S_1^2 + \\ & \left. + 18L_1 S_1^2 + 2L_2 S_2^2 \right\}; \end{aligned}$$



$$D_1(p^4) = C_3 L_1 L_2 p^2 S_2^2 + 2(L_2 + L_1) S_2^2 + L_1 \left( 6 + \frac{L_1}{L_0} \right) S_1^2 + 2L_1(L_2 C_2 p^2 - 4);$$

$$D_5(p^8) = S_1^4 \left[ \frac{1}{2} C_3 L_1 L_2 \left( 3 + \frac{L_1}{2L_0} \right) p^2 S_2^2 + (L_2 + L_1) \left( 3 + \frac{L_1}{2L_0} \right) S_2^2 + L_1 L_2 C_2 \left( 3 + \frac{L_1}{2L_0} \right) p^2 \right] - S_1^2 \left[ 3C_3 L_1 L_2 p^2 S_2^2 + \left( 12L_2 + 6L_1 + \frac{L_2 L_1}{L_0} \right) S_2^2 + 6L_1 L_2 C_2 p^2 \right] + 8L_2 S_2^2.$$

Здесь  $S_1^2 = L_1 C_1 p^2 + 4$ .

Таким образом, напряжения  $U_N$ ,  $U_B$ ,  $U_O$  и  $U_M$  имеют 8 корней (4 пары мнимых сопряженных), а напряжение  $U_F$  — 10 корней (5 пар мнимых сопряженных). Может показаться, что числитель выражения для  $U_F$  имеет множитель  $S_2^2$  и его можно сократить. Но подробное исследование показало, что такого множителя в числителе нет, и дробь сокращению не поддается.

Если подсчитать число корней непосредственно по схеме, пользуясь, например, правилами из [Л. 1 и 2], то получим 10 корней при 14 элементах  $L$  и  $C$ . По другим правилам, например из учебников, получается 12 корней. Таким образом, заранее предвидеть в этой системе восьмой порядок невозможно. Кроме того, даже решив задачу, трудно обосновать, почему все напряжения имеют восьмой порядок, а напряжение  $U_F$  — десятый. Этот пример наглядно говорит о ненадежности рекомендуемых правил.

**Пример 2.** Рассмотрим простую цепь (рис. 2) с соотношением параметров  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ . Пусть  $U_0 = \text{const}$  и заданы начальные условия  $i_{L0}$  и  $u_{C0}$ .

Расчет этой цепи приводит к следующим выражениям для корней, токов и напряжений:

$$p_{1,2} = -\delta = -\frac{\rho}{L} = -\frac{i}{\rho C};$$

$$i = \frac{U_0}{r + \rho} + \frac{\rho i_{L0} - u_{C0}}{r + \rho} e^{-\delta t};$$

$$u_C = \frac{U_0 \rho}{r + \rho} + \left[ -\frac{U_0 \rho}{r + \rho} + u_{C0} + \frac{r \rho (u_{C0} - \rho i_{L0})}{L(r + \rho)} t \right] e^{-\delta t};$$

$$i_C = \left[ \frac{U_0 - \rho i_{L0} - u_{C0}}{r + \rho} + \frac{r \rho i_{L0} - r u_{C0}}{L(r + \rho)} t \right] e^{-\delta t};$$

$$i_L = \frac{U_0}{r + \rho} + \left[ \left( \frac{-U_0}{r + \rho} + i_{L0} \right) + \frac{r (u_{C0} - \rho i_{L0})}{L(r + \rho)} t \right] e^{-\delta t}.$$

Из этих выражений видно, что входной ток  $i$  содержит только одну свободную составляющую, да и то зависящую от начальных условий (при  $i_{L0} = 0$  и  $u_{C0} = 0$  она равна нулю). Другие токи и напряжение  $u_C$  имеют обе составляющие, соответствующие двум равным корням, причем вторая составляющая  $Ate^{-\delta t}$  всюду пропадает при нулевых начальных условиях.

Таким образом, данная цепь в общем случае является цепью второго порядка, однако при указанных соотношениях между параметрами входной ток  $i$  имеет первый порядок всегда, а все другие функции — при нулевых начальных условиях.

В данном случае входное сопротивление относительно зажимов источника равно:

$$Z_{вх}(p) = r + \frac{(\rho + Lp) \left( \rho + \frac{1}{Cp} \right)}{2\rho + Lp + \frac{1}{Cp}} = r + \frac{(\rho + \rho^2 Cp)(\rho Cp + 1)}{2\rho Cp + \rho^2 Cp^2 C + 1} = r + \rho,$$

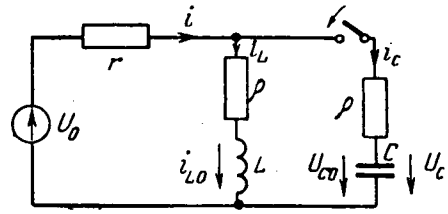


Рис. 2.

что указывает на отсутствие всяких корней. Значит нельзя определять корни разрывом цепи в любом месте, как это часто делают.

**Пример 3.** Схема цепи показана на рис. 3\*. Расчет этой цепи операторным методом при ненулевых начальных условиях  $i_{10} = i_{20} + i_{30}$  (два из этих значений заданы) дает следующие результаты:

$$I_1 = \frac{E_1(Z_2 + Z_3) + E_2 Z_3 + i_{10}[L_1(Z_2 + Z_3) + L_3 Z_2] + i_{20}(L_2 Z_3 - L_3 Z_2)}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3};$$

$$I_2 = \frac{E_1 Z_3 + E_2(Z_1 + Z_3) + i_{10}(L_1 Z_3 - L_3 Z_1) + i_{20}(L_2 Z_1 + L_3 Z_1 + L_2 Z_3)}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}.$$

Здесь  $Z_1 = r_1 + L_1 p$ ;  $Z_2 = r_2 + L_2 p$ ;  $Z_3 = r_3 + L_3 p$ ; величины  $E_2$ ,  $I_1$ ,  $I_2$  — функции от  $p$ .

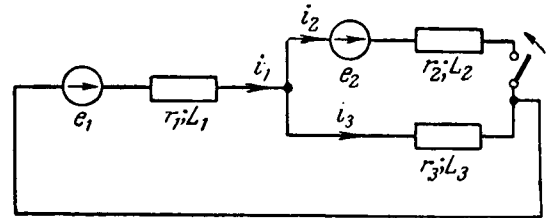


Рис. 3.

После раскрытия и приведения подобных членов знаменатель у этих дробей принимает вид:

$$Z(p) = (L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3) p^2 + (L_1 r_2 + L_3 r_2 + L_1 r_3 + r_1 L_2 + r_3 L_2 + r_1 L_3) p + (r_1 r_2 + r_1 r_3 + r_2 r_3),$$

что говорят о системе второго порядка в общем случае.

Исследование этих выражений показывает, что при пропорциональности параметров, т. е. при  $\frac{L_2}{r_2} = \frac{L_3}{r_3}$  или  $Z_3 = kZ_2$ , ток  $I_1$  имеет первый порядок:

$$I_1 = \frac{E_1(1 + k) + E_2 k + i_{10}(L_1 + L_1 k + L_3) + i_{20}(L_2 k - L_3)}{Z_1 + kZ_1 + kZ_2},$$

а ток  $I_2$  при этом остается второго порядка и лишь при нулевых начальных условиях и  $E_2 = 0$  также определяется уравнением первого порядка:

$$I_2 = \frac{E_1 k}{Z_1 + kZ_1 + kZ_2}.$$

Таким образом, порядок того или иного тока зависит и от параметров, и от начальных условий, и от места приложения э. д. с., что и хотели показать авторы обсуждаемой статьи. Но ошибочность их суждений заключается в том, что установить какие-то правила, по которым можно было бы точно определить порядок того или иного тока непосредственно по структуре цепи в сложных цепях, невозможно.

\* Пример взят из обсуждаемой статьи А. Е. Каплянского и С. Г. Гинзбурга.

В заключение необходимо отметить, что сам вопрос о точном определении порядка системы по структуре цепи и коммутационным условиям практически бесцелен и имеет чисто академический интерес. Так, например, если нужно как-то подобрать параметры цепи, чтобы переходный процесс имел заданные характеристики, то безусловно надо сначала вывести выражения для токов в общем виде, а затем подбирать параметры и коммутационные условия. Если же нужно рассчитать заданную цепь, то какой смысл узнавать заранее, сколько будет корней и какой они имеют характер? Все это выявится в процессе решения задачи. Наконец, если ставится задача определить только характер переходного процесса в сложной заданной цепи, то нужно определять не столько число корней, сколько сами корни, а для этого составить операторное выра-

жение для того или иного тока незначительно труднее, чем определить входное сопротивление относительно каких-либо двух точек разрыва цепи. При этом возможность ошибки исключается.

### Литература

1. Otterman J., Proc. IRE, 1957, № 7.
2. Яхинсон Б. И. и Князь А. И., О порядке линейной электрической цепи, «Радиотехника», 1963, № 1.
3. Харкевич А. А., Теоретические основы радиосвязи, Гостехиздат, 1957.
4. Вебер Э., Переходные процессы в линейных цепях, изд-во «Советское радио», 1958.

УДК 621.31

## О СТАТЬЕ К. А. СМЕРНОВА «ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ПРИРОСТОВ ДЛЯ РАСЧЕТА ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МОЩНОСТИ В ЭНЕРГОСИСТЕМАХ С УЧЕТОМ РЕЖИМНЫХ ОГРАНИЧЕНИЙ»

Кандидат техн. наук В. М. ГОРНШТЕЙН

Для ответа на поставленный в начале статьи К. А. Смирнова вопрос о возможности учета режимных ограничений при использовании обычных уравнений метода относительных приростов заметим, что рассматриваемая в статье задача сводится к минимизации целевой функции многих переменных:

$$B = \sum_0^n B_i,$$

где  $B_i = f(P_i)$  — часовой расход условного топлива или издержки  $i$ -ой станции;

$P_i$  — активная мощность  $i$ -ой станции.

На изменения переменных наложены ограничения в форме равенств (условия баланса мощностей) и неравенств. Реактивные мощности  $Q_i$  непосредственно в целевую функцию не входят. От них зависят потери активной мощности  $\pi$ , входящие в уравнение баланса активных мощностей. Ограничения в форме неравенств многие авторы, в том числе и К. А. Смирнов, сводят к равенствам, закрепляя (после надлежащего исследования, какие именно переменные следует закрепить) часть переменных на их предельных значениях. Ограничения обуславливают связи между переменными  $Q_i$  и  $P_i$ , вследствие чего они не являются независимыми.

Как показано в любом курсе математического анализа, взаимосвязь между переменными при отыскании экстремума функции многих переменных можно учесть указанными ниже, вполне эквивалентными способами.

**Первый способ.** Часть переменных (по числу уравнений связи) выражается через другие и таким образом исключается из выражения для минимизируемой функции. Оставшиеся переменные являются независимыми и экстремум по ним определяется путем приравнивания нулю частных производных по этим переменным.

Однако эти частные производные вычисляются с учетом вынужденного изменения исключенных переменных (по правилам дифференцирования сложных функций).

**Второй способ (метод Лагранжа).** Отыскание экстремума функции  $B$  заменяется отысканием экстремума функции Лагранжа:

$$F = B + \sum_s \lambda_s \varphi_s, \quad (2)$$

где  $\varphi_s$  — левые части равенств, связывающих переменные;

$\lambda_s$  — постоянные множители Лагранжа.

При дифференцировании этой функции все переменные рассматриваются как независимые.

Эти способы можно, разумеется, комбинировать.

Если при выводе условий оптимального режима применить метод Лагранжа, подставив в уравнение (2) только одно ограничивающее условие — баланс активных мощностей

$$\varphi_p = \sum_0^n P_i - \sum_0^n P_i^H - \pi = 0, \quad (3)$$

где  $P_i^H$  — нагрузки потребителей,

то получим (при неучете статических характеристик потребителей и ущерба для них) общеизвестные условия оптимального режима по активной и реактивной мощностям:

$$\frac{b_i}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_i}} = b_0, \quad (4a)$$

$$\frac{\partial \pi}{\partial Q_i} = 0. \quad (4b)$$

Остальные ограничения можно учесть, вычисляя частные производные, входящие в уравнения (4) по первому способу. В частности, если в результате наложенных ограничений некоторые из реактивных мощностей  $Q_s$  зависят от  $P_i$  и  $Q_i$ , то по правилам дифференцирования сложных функций имеем.

$$\frac{\partial \pi}{\partial P_i} = \left( \frac{\partial \pi}{\partial P_i} \right) + \sum_s \left( \frac{\partial \pi}{\partial Q_s} \right) \frac{\partial Q_s}{\partial P_i} \quad (5a)$$

$$\frac{\partial \pi}{\partial Q_i} = \left( \frac{\partial \pi}{\partial Q_i} \right) + \left( \frac{\partial \pi}{\partial Q_s} \right) \frac{\partial Q_s}{\partial Q_i}, \quad (5b)$$

где в скобки заключены частные производные, вычисленные в предположении независимости всех переменных (т. е. постоянства всех переменных, кроме той, по которой производится дифференцирование).

Применение этого способа для учета ограничений изменения напряжений в узлах электрической сети рассмотрено в [Л. 2, формула (IX, 16)]. Однако формулы (4) при вычислении частных производных по формулам (5) остаются справедливыми, независимо от того, чем вызвана зависимость  $Q_s$  от  $P_i$  и  $Q_i$  и на какое число переменных она распространяется. Таким образом, уравнения (4) при правильном вычислении входящих в них производных, позволяют учесть любые ограничения.

Приведенные в статье К. А. Смирнова формулы (2) и (3) И. М. Марковича учитывают только одно, дополнительное к (3) ограничивающее условие — по балансу реактивных мощностей, имеющее место в случае отсутствия регулируемого источника реактивной мощности в балансирующем узле. Это ограничение учтено по второму способу, т. е. введем в функцию Лагранжа дополнительное условия баланса реактивных мощностей. Поэтому все входящие в его формулы частные производные вычисляются без учета связи между  $Q_i$  и  $P_i$ , т. е. представляют собой в наших обозначениях

$\left(\frac{\partial \pi}{\partial P_i}\right)$ , а не  $\frac{\partial \pi}{\partial P_i}$ ;  $\left(\frac{\partial \pi}{\partial Q_i}\right)$ , а не  $\frac{\partial \pi}{\partial Q_i}$  и т. п. Эту разницу в методе вычисления частных производных необходимо иметь в виду при сравнении формул И. М. Марковича с формулами (4). Кроме того, формулы И. М. Марковича справедливы только для того частного случая, для которого они выводились. При учете дополнительных ограничений в функцию Лагранжа необходимо ввести дополнительные условия, выражающие эти ограничения, что приведет к появлению дополнительных членов в расчетных формулах.

Основное отличие выведенной в статье К. А. Смирнова формулы (6) от формулы (4а) состоит в том, что К. А. Смирнов учел зависимость  $Q_s$  от  $P_i$ , обусловленную ограничением по напряжению по первому способу. Составляющую той же зависимости, обусловленную отсутствием регулируемого источника реактивной мощности в балансирующем узле (в методе базисных приростов К. А. Смирнова балансирующий узел выбирается именно в узле, не имеющем источника реактивной мощности), автор учел по методу Лагранжа. Этим и объясняется своеобразный вид формулы (6) [Л. 1]. Если бы при вычислении частных производных  $\frac{\partial \pi}{\partial P_i}$  зависимость  $Q_s$  от  $P_i$  была учтена полностью, то формула (6) свелась бы к формуле (4а), приведенной в этом письме. Если пойти по пути, избранному И. М. Марковичем, т. е. все ограничения учитывать по методу Лагранжа, то в знаменатель формулы (6) [Л. 1] вошли бы дополнительные члены вида

$$\sum_s \left(\frac{\partial \pi}{\partial Q_s}\right) \frac{\partial Q_s}{\partial P_i}; \quad \sum_s \left(\frac{\partial \pi}{\partial Q_s}\right) \frac{\partial Q_s}{\partial Q_i} \quad \text{и т. п.}$$

Другая особенность формулы К. А. Смирнова заключается в наличии в числителе дополнительных членов, учитывающих издержки станций на выработку реактивной мощности. Это отличие несущественно, так как если под величиной  $\pi$  понимать потери активной мощности во всей электрической части энергосистемы, включая потери в генераторах (или пренебречь последними), то дополнительные члены числителя обратятся в нуль.

Способ учета ограничений, избранный автором, хотя и правилен, но представляется несколько искусственным, хотя возможно, что в рамках метода К. А. Смирнова этот способ дает какие-то удобства. Однако, как следует из предыдущего, он не является единственным. Поэтому нельзя согласиться с мнением автора будто «при учете любых ограничений метод относительных приростов развивается до метода базисных приростов». Наоборот, метод базисных приростов является разновидностью метода относительных приростов, также дающего возможность учесть любые ограничения.

Вычислить частные производные  $\frac{\partial \pi}{\partial P_i}$ , входящие в уравнение (4) с учетом любых ограничений, можно, в частности, по методу вариаций мощностей станций, применяемым В. С. Шахановым, если исправить допущенные последним ошибки [Л. 3 и 4].

Вызывает возражения также оценка К. А. Смирновым метода В. С. Шаханова, как «одной из наиболее полных разработок методики расчета по методу относительных приростов». В действительности, В. С. Шаханов сделал попытку реализовать на цифровых вычислительных машинах расчеты для широкого круга задач, методика решения которых была разработана рядом авторов до него, но, как показано в [Л. 3 и 4], допустил при этом ряд существенных ошибок. Относительно эти ошибки на счет метода относительных приростов нет никаких оснований.

#### Литература

1. Смирнов К. А., Применение метода относительных приростов для расчета оптимального распределения мощности в энергосистемах с учетом изменений режима, «Электричество», 1964, № 7.
2. Горнштейн В. М., Наивыгоднейшее распределение нагрузок между параллельно работающими станциями, Госэнергоиздат, 1949.
3. Горнштейн В. М., Об определении наивыгоднейшего режима энергосистем, «Электричество», 1964, № 6.
4. Горнштейн В. М., О дополнении В. С. Шаханова к его статье в журнале «Электричество», № 3 за 1962 г., «Электричество», 1964, № 7.

УДК 621.31

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ ЭНЕРГОСИСТЕМ<sup>1</sup>

*Инж. А. С. ГОНЧАРЕНКО, инж. А. Н. КУРЗАНОВ,  
кандидат техн. наук Ю. Н. РУДЕНКО  
и кандидат техн. наук С. А. СОВАЛОВ*

**Введение.** Вопросам определения оптимальных режимов работы энергосистем в отечественной и зарубежной литературе уделяется значительное внимание.

По мере укрупнения энергосистем и объединения их на параллельную работу определение экономически наивыгоднейших режимов работы энергосистем приобретает все большее значение, экономический эффект оптимизации режима возрастает. Вместе с тем усложнение структуры энергосистем по мере их развития делает эту задачу все более сложной.

Открывшиеся в последние годы возможности использования вычислительных машин для решения сложных задач электроэнергетики позволяют значительно облегчить и повысить точность определения оптимальных режимов энергосистем и их объединений.

Неслучайно поэтому, что большое число специалистов проводит исследования по использованию вычислительных машин, в особенности цифровых вычислительных машин (ЦВМ), для расчетов оптимальных режимов энергосистем.

Разработка вопросов оптимизации режимов энергосистем была начата в 30-х годах (Н. А. Сахаров, Е. А. Иванов, Б. А. Шифринсон) и продолжается по настоящее время как

в направлении углубления теории и расширения математической базы, так и в направлении усовершенствования расчетной методики в связи с усложнением задач и использованием новых вычислительных средств.

В области теории исследования развиваются в трех основных направлениях: использования метода неопределенных множителей Лагранжа и более общих вариационных методов; использования градиентных методов; использования комбинированных методов, основанных на сочетании вариационных и градиентных методов.

С конца 30-х годов разработка вопросов оптимизации режимов энергосистем в СССР продолжалась В. В. Болотовым, В. М. Горнштейном, И. М. Марковичем и рядом других авторов. Кроме работ теоретического, принципиального характера [Л. 1—6, 9, 10, 12, 13, 15—17, 20, 23—25, 29, 38—40, 42, 43—47, 51, 53, 54, 58, 63, 74 и др.], опубликовано большое число работ, посвященных вопросам использования аналоговой и цифровой вычислительной техники для решения задачи оптимизации режима энергосистем.

В настоящее время разработан ряд специализированных аналоговых устройств для экономического распределения мощностей между агрегатами электростанций [Л. 30 и 59], между электростанциями энергосистем [Л. 30 и 48] и между энергосистемами энергообъединений [Л. 35].

Дальнейшее развитие работ в этом направлении характеризуется тенденцией комбинированного использования аналоговых и цифровых элементов в специализированных машинах.

Основные работы в области цифровой техники ведутся применительно к использованию универсальных ЦВМ. Вопрос о создании специализированных цифровых машин для объ-

<sup>1</sup> Публикуя эту статью, написанную по просьбе редакции и с основными положениями которой она согласна, редакция заканчивает дискуссию, начатую статьей В. М. Горнштейна («Электричество», 1961, № 8).

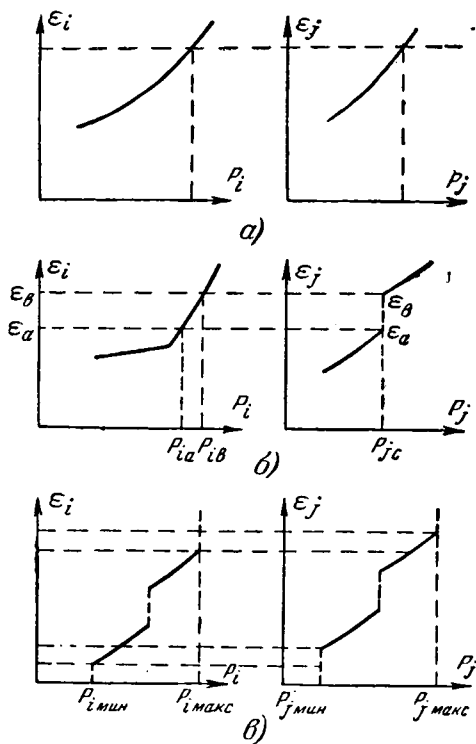


Рис. 1. Характеристики относительных приростов электростанций.

единенных диспетчерских управлений (ОДУ) и крупных энергосистем находится в стадии разрешения.

Использованием универсальных ЦВМ для расчетов оптимальных режимов энергосистем занято большое число научно-исследовательских организаций.

Развитие работ, связанных с применением ЦВМ, характеризуется широким фронтом исследований, поиском различных путей решения задачи как в части принципов решения, так и в части разработки алгоритмов и программ к ЦВМ.

Проведение параллельных исследований оправдывается сложностью задачи, но нельзя не отметить необходимость большей координации работ, которая позволила бы ускорить решение задачи и облегчила бы выбор наиболее целесообразных методов решения.

При разработке теории и практических методов решения задачи оптимизации режимов энергосистем, связанных в основном с применением ЦВМ, возник ряд спорных вопросов, невыясненность которых препятствует успешному решению проблемы.

В течение уже ряда лет на страницах журналов «Электричество», «Электрические станции» и «Теплоэнергетика» ведется незавершенная до сих пор дискуссия, охватывающая в основном вопросы:

значения и области применения метода относительных приростов;

учета гидроэлектростанций при оптимизации режимов (выбор и корректировка коэффициентов  $\lambda$  и учет нестационарных режимов в нижних бьефах ГЭС);

учета потерь в сетях;

выбора наиболее выгодного состава оборудования.

Настоящая работа ограничена рассмотрением этих спорных вопросов, причем рассматриваются те дискуссионные положения, которые по мнению авторов являются наиболее существенными.

Работа проведена по просьбе Государственного комитета по координации научно-исследовательских работ СССР и редакции журнала «Электричество», созданной при ОДУ ЕЭС группой начальников служб режимов ОДУ ЕЭС и объединений Юга, Урала и Западной Сибири в составе: С. А. Савалова (руководитель группы), А. С. Гончаренко, А. Н. Курзанова и Ю. Н. Руденко.

Методы оптимизации суточных режимов. В последнее время в ряде работ, посвященных оптимизации режимов энергосистем, затрагивался вопрос о значении и области использования развитого советскими энергетиками «метода относительных приростов».

Этот вопрос был одним из основных, по которым велась широкая дискуссия. Возникшие разногласия связаны в основном с тем, что в понятие «метод относительных приростов» рядом авторов вкладывалось различное содержание [Л. 3, 7, 9, 15, 23, 25, 26, 33, 40, 46, 49, 52, 64, 70, 71, 72].

В работах советских и зарубежных авторов, начиная с 30-х годов и до последних лет, метод относительных приростов не сужался до сужения определенных расчетных приемов (собственно расчетная методика), а прежде всего подчеркивалась принципиальная, теоретическая основа метода, в соответствии с которой были развиты расчетные приемы, имеющие различные модификации при общей теоретической базе.

В отечественной литературе термин «относительный прирост» был впервые введен И. М. Марковичем в 1936 г. (в реферате на статью Стейнберга и Смита). В дальнейшем использовался также термин «удельный прирост» — вполне тождественное понятие.

Развитие метода относительных приростов началось с простейшей задачи экономического распределения мощностей между тепловыми электростанциями без учета влияния потерь в сетях. Оптимальным считался режим энергосистемы (электростанции), при котором покрытие заданных нагрузок (при неучете влияния изменения потерь, однозначно определяющих сумму активных мощностей электростанций) обеспечивается при минимальном расходе условного топлива (или затрат).

Было показано, что при расходных характеристиках (зависимость расхода топлива от нагрузки агрегата, электростанции), имеющих непрерывную производную, не убывающую<sup>2</sup> с увеличением нагрузки, т. е. при непрерывной неубывающей характеристике относительных приростов, критерием экономичности распределения мощностей между агрегатами (электростанциями) служит равенство\*:

$$\epsilon_i = \epsilon_j, \quad (1)$$

где

$$\epsilon_i = \frac{dB_i}{dP_i}; \quad \epsilon_j = \frac{dB_j}{dP_j},$$

$i$  и  $j$  — относятся к любой из  $n$  тепловых электростанций — объектов распределения.

Этот критерий, выраженный равенством отношений приростов расхода условного топлива в единицу времени к изменению мощности (тонн условного топлива на  $1 \text{ Мвт} \cdot \text{ч}$ ), и для названия всему методу, развивавшемуся далее по мере усложнения задачи и учета ряда других факторов.

Рисунок 1,а поясняет критерий экономичности на примере двух электростанций ( $i, j$ ).

В применении к разрывным характеристикам относительных приростов и при учете ограничений по минимальным и максимальным мощностям условия экономичности формулировались как требования загрузки в порядке возрастания относительных приростов, разгрузки в порядке их убывания (в пределах имеющихся ограничений по мощности). Критерием экономичности в этом более общем случае для области разрыва (рис. 1, б), ограниченной суммарной мощностью от  $P_{iа} + P_{jа}$  до  $P_{iб} + P_{jб}$ , служит неравенство:

$$\epsilon_a \leq \epsilon_i \leq \epsilon_b. \quad (2)$$

Если условно принять характеристику относительных приростов непрерывной и выходящей за действительные границы существования  $\epsilon$ , как показано пунктиром на рис. 1,б, то можно воспользоваться критерием экономичности в форме условия (1) и в случае разрывных характеристик.

Физический смысл указанных требований очевиден; отклонения от условия (1) характеризуют отклонения от экономичного режима, и легко может быть определен вызванный этим отклонением перерасход условного топлива.

Аналогично учитываются и ограничения по минимальным и максимальным мощностям электростанций (рис. 1,в).

<sup>2</sup> В случае, если характеристика относительных приростов на отдельных участках имеет отрицательную производную, обычно эта характеристика стилизуется или используются специальные расчетные приемы.

\* Основные обозначения приведены в приложении.

Математически рассмотренная простейшая задача формулируется как задача на отыскание условного экстремума функции

$$B = \sum_1^n B_i(P_i) \quad (3)$$

при наложенной связи

$$\varphi_1 = \sum_1^n P_i - \sum_1^s P_{n1} - \pi_0 = 0, \quad (4)$$

где  $s$  — число узловых точек с нагрузками.

Потери активной мощности в сети  $\pi_0$  принимаются не зависящими от распределения мощностей (или, в частном случае, равными нулю).

Решение, как известно, сводится к нахождению экстремума функции Лагранжа

$$F = B + \lambda_1 \varphi_1 \quad (5)$$

и приводит к уравнениям вида

$$\frac{\partial F}{\partial P_i} = \frac{dB_i}{dP_i} + \lambda_1 = 0, \quad (6)$$

откуда следует условие (1).

Характер экстремума может быть проверен обычными методами, но в данной задаче в такой проверке практически нет необходимости.

Дальнейшее развитие метода относительных приростов заключалось в учете влияния изменения потерь активной мощности в сети. Были использованы те же принципы анализа, что привело к введению понятия «относительный прирост потерь» [Л. 1].

При приближенных методах, которые были предложены на первых этапах исследований, не учитывалось влияние изменения реактивных мощностей и уровней напряжений на величину потерь активной мощности. При этом допущении величина потерь активной мощности  $\pi$  зависит только от активных мощностей всех электростанций, кроме одной (в базисной точке), мощность которой определяется условиями общего баланса, и вывод, аналогичный изложенному выше, приводит к критерию экономичности в виде:

$$\frac{\epsilon_i}{1 - \sigma_i} = \frac{\epsilon_j}{1 - \sigma_j}, \quad (7)$$

где относительные приросты потерь

$$\sigma_i = \frac{\partial \pi}{\partial P_i}, \quad \sigma_j = \frac{\partial \pi}{\partial P_j}.$$

Это условие может быть сформулировано как условие равенства относительных приростов расхода условного топлива (или затрат) на изменение мощности в базисной точке (базисный относительный прирост).

Задача экономичного распределения реактивных мощностей сначала рассматривалась как самостоятельная. Было введено понятие «относительного прироста потерь активной мощности от реактивной» [Л. 1]. Исследование вопросов совместной оптимизации режима энергосистем по активной и реактивной мощностям также шло по линии развития метода относительных приростов.

Способы приближенного решения комплексной задачи распределения активных и реактивных мощностей (при наличии ограничений по напряжениям в узлах) были рассмотрены В. М. Горнштейном в [Л. 3].

И. М. Марковичем [Л. 6] было дано строгое решение задачи совместного экономичного распределения активных и реактивных мощностей без учета влияния изменения напряжения в сети, но при произвольном выборе балансирующего узла (затраты на генерацию реактивной мощности не учитывались).

Для этого случая функция Лагранжа

$$F = B + \lambda_1 \varphi_1 + \lambda_2 \varphi_2; \quad (8)$$

$$\varphi_1 = \sum_1^n P_i - \sum_1^s P_{n1} - \pi; \quad (9)$$

$$\varphi_2 = \sum_1^r Q_i - \sum_1^s Q_{n1} - \chi, \quad (10)$$

где  $r$  — число источников реактивной мощности (эквивалентных генераторов и синхронных компенсаторов).

Потери активной мощности  $\pi$  и потери реактивной мощности  $\chi$  принимаются зависящими только от  $(n-1)$  активных и  $(s-1)$  реактивных мощностей генерирующих источников ( $P_i$  и  $Q_i$ ). Режим определяется при этом также заданием напряжения в одной из точек энергосистемы.

Критериями экономичности в этом случае служат равенство относительных приростов расхода условного топлива, подобное выражению (7), и равенство относительных приростов потерь активной мощности при изменении реактивной мощности (отнесенное к изменению реактивной мощности в базисной точке):

$$\frac{\epsilon_i}{1 - \sigma_i} = \frac{\epsilon_j}{1 - \sigma_j}; \quad (11)$$

$$\frac{\partial \pi / \partial Q_i}{1 - \partial \chi / \partial Q_i} = \frac{\partial \pi / \partial Q_j}{1 - \partial \chi / \partial Q_j} \quad (12)$$

в выражении (11)

$$\sigma_i = \frac{\partial \pi}{\partial P_i} + \frac{\frac{\partial \pi}{\partial Q_i} \cdot \frac{\partial \chi}{\partial P_i}}{1 - \frac{\partial \chi}{\partial Q_i}} \quad (13)$$

и аналогично для  $\sigma_j$ .

В [Л. 63] было дано решение и для случая, когда учитываются затраты на генерацию реактивной мощности.

Значительно усложняется задача оптимизации режима при учете влияния изменений напряжения на величину потерь активной и реактивной мощностей.

Однако и в этом случае критерий экономичности может быть записан в виде равенства относительных приростов, физический смысл которого аналогичен указанному выше.

Проведено и дальнейшее развитие метода для учета влияния напряжения на активные и реактивные нагрузки узловых точек и на расходы в установках потребителей (и в сети до узловых точек основной системы). Замечания по этому вопросу даны ниже.

Развитие метода относительных приростов, обусловленное усложнением задач и учетом все большего количества факторов, сопровождалось усовершенствованием способов расчета и расчетных приемов, но происходило на общей теоретической базе. Эта общая теоретическая база и есть тот «математически обоснованный принцип равенства дифференциальных расходов топлива» [Л. 23, 49], который не является новым принципом, но представляет собой лишь иное название принципа равенства относительных приростов.

До последних лет расчетная методика (формы и приемы расчета) разрабатывалась применительно к расчетам «вручную» с использованием простейших расчетных средств. Этим крайне ограничивались масштаб решаемых задач, количество учитываемых факторов и точность расчетов. Создался значительный разрыв между разработанной теорией и возможностью ее реализации на практике.

Положение существенно изменилось с созданием новых вычислительных устройств — машин-аналогов и в особенности ЦВМ.

Применение цифровых машин дает возможность определения оптимального режима энергосистем с учетом большого числа факторов с точностью, недостижимой при расчетах с помощью простейших вычислительных средств. Использование более точных методов расчета, в частности, позволяет дать обоснованную оценку допустимых условий применения приближенных методов расчета. В ряде случаев при использовании ЦВМ можно отказаться от в известной мере искусственных приемов расчета, разработка которых была обусловлена ограниченными возможностями прежних вычислительных средств, и применять расчетные методы, близкие к методам моделирования режимов энергосистем.

В ряде работ последних лет [Л. 23, 25, 49 и др.] развитие способов расчета (в основном в связи с использованием ЦВМ) неправильно трактуется как замена метода относительных приростов другими, принципиально отличными от него методами.

Основная причина недоразумений, связанных с таким противопоставлением, заключается в том, что забывается принципиальная сторона метода, и он рассматривается как набор в принципе правильных, но грубых расчетных приемов, которые содержат большое число ограничений и допущений и ко-

торые приспособлены только к расчетам вручную. Это приводит к тому, что авторы ряда работ, используя в явной или несколько измененной форме принципы метода относительных приростов и переходя к более сложным расчетам с учетом ряда новых факторов, считают эти разработки заменой «устаревшего» метода относительных приростов новыми методами.

В качестве примера можно привести работы В. С. Шаханова. По характеру и масштабу задач, по расчетным приемам, приспособленным к использованию ЦВМ, решаемые им задачи значительно отличаются от задач, решавшихся «вручную». Споры о допустимости ряда разработанных им алгоритмов, о правильности учета некоторых факторов не должны затмевать сути вопроса, которая заключается в том, что В. С. Шаханов в основных работах по применению ЦВМ для оптимального распределения активных нагрузок использует известные принципы метода относительных приростов. Экономичный режим устанавливается им перераспределением активных мощностей с выравниванием относительных приростов (при учете имеющихся ограничений) расходов условного топлива; по методу относительных приростов рассчитывается и режим гидроэлектростанций. Прямое использование метода относительных приростов имеет место и при учете влияния потерь — отдельно определяются приросты потерь и вносятся как поправки в приросты расходов топлива [Л. 23, 32 и 34].

В ряде представляющих принципиальный интерес работ содержится критика метода относительных приростов, основанная, по-видимому, на неправильном его толковании. Например, авторы [Л. 18] утверждали, будто предлагаемый ими метод «в отличие от метода относительных приростов» позволяет учесть изменения уровней бьефов ГЭС и некоторые другие факторы. В [Л. 21 и 22] указывается, что метод относительных приростов недостаточно учитывает режим межсистемных связей и, в частности, имеющую при этом место зависимость реактивной нагрузки от активной<sup>3</sup>.

Иногда при этом указывают, что на изменения многих переменных, определяющих режим энергосистемы (нагрузки станций, линий электропередачи, напряжения в узлах электрической сети и т. п.), налагаются ограничения не только в форме равенств, но и в форме неравенств. При этом задача оптимизации режима энергосистемы сводится к общей задаче нелинейного математического программирования. Поскольку лежащие в основе метода относительных приростов классические методы Лагранжа и Эйлера не учитывают ограничений в форме неравенств, ставится под сомнение возможность правильного решения поставленной задачи методом относительных приростов.

Вопрос об учете ограничений в форме неравенств действительно представляет сложную проблему и приводит к серьезным затруднениям, но эти затруднения в ряде случаев преодолимы. Например, возможен приближенный учет влияния ограничений в форме неравенств применением метода штрафных функций. Сущность его состоит в том, что предполагается возможность неограниченного изменения всех переменных, но в случае выхода какой-либо переменной за допустимые пределы к целевой функции (издержки, расход условного топлива) прибавляется большая величина — «штраф», делающая работу за пределами допустимых значений переменной невыгодной [Л. 14, 64 и 69].

Использование ЦВМ с их громадными логическими и вычислительными возможностями дало реальные основания для разработки представляющих существенный интерес новых методов, принципиально отличающихся от метода относительных приростов. Это методы «прямого поиска» оптимального режима (градиентные методы) при использовании того же критерия экономичности режима — минимума расхода условного топлива (затрат) и, следовательно, при том же конечном результате не требуют отдельного вычисления дифференциальных характеристик, т. е. оперирования с относительными приростами [Л. 10, 18, 27, 42, 43, 46, 53, 57 и 62].

Градиентный метод дает возможность организованного перехода от некоторого заданного режима (нулевого приближение) к искомому оптимальному. Различные предложенные модификации метода имеют целью обеспечить наиболее быстрый «спуск» к искомому режиму, различаясь между собой выбором основных координат, способом учета наложенных на режим ограничений и расчетными приемами.

Хотя авторы градиентных методов в ряде работ используют характеристики относительных приростов электростан-

ций, применяемый ими способ оптимизации режима в целом принципиально отличается от метода относительных приростов.

В последнее время начата работа в направлении сочетания метода относительных приростов с градиентным методом. Такое сочетание может оказаться целесообразным для решения комплексных задач, включающих оптимизацию распределения реактивных мощностей и напряжений.

Оптимизация режимов энергосистем с тепловыми и гидравлическими электростанциями. Наличие гидроэлектростанций вносит ряд особенностей в расчет оптимального режима работы энергосистемы, определяемых условиями работы водохранилищ ГЭС. Вопрос о наиболее выгодном режиме работы ГЭС возникает лишь при наличии регулируемых водохранилищ. В противном случае режим работы ГЭС однозначно определяется бытовым расходом реки.

Наличие регулируемых водохранилищ заставляет решать вопрос о наиболее выгодном режиме работы ГЭС, который в данном случае может быть выявлен лишь из анализа работы энергосистемы за весь предстоящий цикл регулирования ГЭС с учетом ограничений, накладываемых как энергосистемой, так и водопотребителями и водопользователями.

В связи с этим задача оптимизации режима энергосистем с ГЭС решается двумя этапами [Л. 15]: 1) расчет диспетчерских графиков сработки — наполнения водохранилищ (для цикла регулирования, определяемого ГЭС с наиболее высоким регулированием стока); 2) расчеты суточных режимов энергосистем.

Задачу расчета диспетчерских графиков сработки — наполнения водохранилищ, т. е. задачу оптимизации длительных режимов целесообразно решать с привлечением теории вероятностей.

Действительно, все основные исходные данные, используемые при оптимизации длительных режимов, и, прежде всего, показатели речного стока по своей природе имеют вероятностный характер. Поэтому детерминистический подход к решению этой задачи является условным.

Пути решения задачи оптимизации длительных режимов энергосистем с гидроэлектростанциями при применении методов теории вероятностей намечены в работах Н. А. Картвелишвили и Е. В. Цветкова [Л. 38 и 39]. Однако, как отмечают сами авторы, в настоящее время отсутствуют достаточно обоснованные методы построения функций перехода, дающих обобщенную вероятностную характеристику совокупности компонент вектора всех исходных вероятностных характеристик — функций, на определении которых базируется методика расчета. Кроме того, формы представления гидрологической информации, существующие в настоящее время, практически не позволяют использовать ее при применении вероятностной методики.

Поэтому в настоящее время задача оптимизации длительных режимов решается с помощью так называемого календарного метода, когда гидрографы рек, графики нагрузок и другие исходные данные предполагаются однозначно определенными<sup>4</sup>. Несмотря на условность календарного метода, из-за отсутствия вероятностной методики расчета экономически наиболее выгодных режимов и, прежде всего, вероятностной теории регулирования стока, он до сих пор является практически единственным для решения задачи оптимизации длительных режимов энергосистем с гидроэлектростанциями.

Применение метода относительных приростов при расчете длительных и суточных режимов связано с расширением математической базы метода. Решение этой задачи основывается на использовании вариационных принципов. В связи с этим в ряде работ метод относительных приростов в применении к рассматриваемой более сложной задаче называется «вариационным методом».

Оптимальный режим соответствует экстремуму функционала

$$\int_{t_1}^{t_2} \sum_{i=1}^n B_i(P_{\tau_i}) dt. \quad (14)$$

Для периода, в течение которого имеется однозначное соответствие расхода воды  $W$  и активной мощности ГЭС (постоянство напора), экстремум функционала (14) определяется при следующих условиях:

<sup>3</sup> Разъяснение по этому поводу дано в [Л. 46].

<sup>4</sup> Расчет при нескольких гидрографах стока, отвечающих его различным обеспеченностям, не имеет практического значения.

$$\sum_1^n P_{Ti} + \sum_1^m P_{rk} - \sum_1^s P_{nl} - \pi = 0; \quad (15)$$

$$\int_{t_1}^{t_2} W_k (P_{rk}) dt - W_{kзад} = 0. \quad (16)$$

Здесь  $n$  — число ТЭС ( $i=1, 2, \dots, n$ );  
 $m$  — число ГЭС ( $k=1, 2, \dots, m$ );  
 $s$  — число нагрузок ( $l=1, 2, \dots, s$ ).

Условие (15) представляет собой уравнение баланса активных мощностей (для упрощения здесь не рассматривается влияние распределения реактивных мощностей и уровней напряжения в сети); условие (16) — условие сохранения заданного расхода воды за период  $T=t_2-t_1$ .

Составляя функцию Лагранжа для определения экстремума функционала (14) при условиях (15), (16) и дифференциальные уравнения Эйлера, определяем условия оптимальности режима в виде равенства относительных приростов:

$$\frac{e_i}{1-\sigma_i} = \dots = \lambda_k \frac{q_k}{1-\sigma_k}. \quad (17)$$

В качестве исходных данных для расчета длительных режимов используются типовые гидрографы притока, типовые (для каждого месяца года) суточные графики нагрузки энергосистемы, среднесуточные характеристики относительных приростов ГЭС и ТЭС, построенные с учетом ожидаемого вывода оборудования в ремонт, и данные об ограничениях режима работы, накладываемые как энергосистемой, так и водопотребителями и водопользователями.

Коэффициенты  $\lambda_k$  в уравнениях (17) подбираются для всего цикла регулирования для каждой ГЭС таким образом, чтобы обеспечить заполнение водохранилища очередным паводком и по возможности не допустить слива воды через плотину.

При учете изменений напора вследствие сработки и наполнения водохранилища эти коэффициенты становятся переменными.

В результате расчета может быть выявлена кривая зависимости коэффициента  $\lambda$  от времени, имеющая вид, представленный на рис. 2. Эта зависимость может быть аппроксимирована ступенчатой ломаной (рис. 2). Таким образом, значения  $\lambda$  принимаются постоянными в течение интервалов  $t_1, t_2, \dots$ , длительность которых даже для одной и той же гидроэлектростанции может быть неодинакова в различные периоды цикла регулирования. Тем более она неодинакова для ГЭС с различными емкостями водохранилищ и напорами, занимающих различное положение в каскаде [Л. 15].

Методы расчета длительных режимов наиболее подробно изложены в работах В. М. Горнштейна и Б. И. Никитина.

Результатами расчетов длительных режимов могут быть определены вместо зависимостей коэффициента  $\lambda$  от времени величины расходов воды для каждого интервала  $t$ , заданные либо непосредственно, либо по контрольным отметкам водохранилища для этих интервалов. Однако и в случае, когда на основании расчета длительного режима заданы расходы воды для каждого интервала  $t$ , критерием экономичности служит условие (17), где  $\lambda$  постоянная для данного интервала величина.

Если условия, положенные в основу расчета длительного режима, не изменились, ежесуточно должны выдерживаться постоянными именно значения  $\lambda$ , величина же  $W_{ср}$  в отдельные части периода  $T$  изменяется в связи с колебаниями нагрузки энергосистемы, изменением состава работающего оборудования и т. д. [Л. 15 и 36].

По мере уточнения гидрологической и другой исходной информации, а также на основании уже прошедшего (фактически имевшего место) режима энергосистемы диспетчерские графики сработки — наполнения водохранилища должны корректироваться, т. е. должна изменяться и кривая  $\lambda$  (для оставшегося периода цикла регулирования). Указанное обстоятельство отмечается в [Л. 15, 36, 49, 71, 72, 73 и др.]. Однако мнения ряда авторов расходятся в двух вопросах:

- 1) какой период следует рассматривать при уточнении и
- 2) как часто следует производить подобные уточнения.

Необходимо подчеркнуть, что при вероятностном подходе к решению задачи оптимизации режима значения коэффициента  $\lambda$  в принципе необходимо изменять непрерывно [Л. 39]. Однако в данном случае рассматривается детерминистический подход — подход, до сих пор принимаемый при практическом

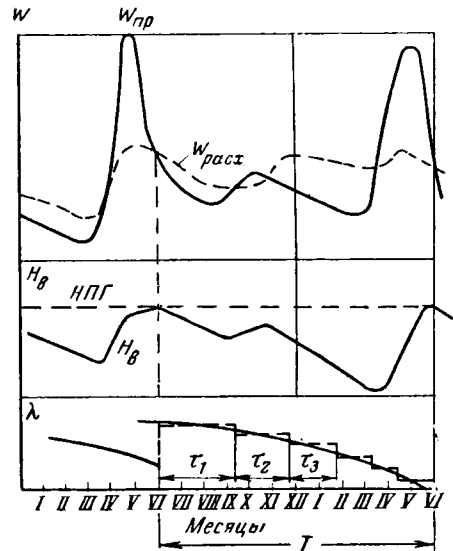


Рис. 2. График сезонного регулирования работы ГЭС.  
 $W_{пр}$  — приток воды к водохранилищу;  $W_{расх}$  — расход воды;  $H_{в}$  — уровень верхнего бьефа;  $T$  — длительность цикла регулирования;  $\lambda$  — множитель Лагранжа.

решении задачи оптимизации режима, поэтому ссылаться на вероятностный характер исходных данных, который сам по себе бесспорен, нецелесообразно [Л. 72].

Ответ на первый вопрос должен быть однозначным: поскольку вопрос о наиболее выгодном режиме работы ГЭС в энергосистеме решается из рассмотрения всего цикла регулирования на основании некоторой, заданной с той или иной степенью точности исходной информации, то по мере уточнения этой информации должен рассматриваться весь оставшийся период цикла регулирования.

То, что расчет необходимо производить именно до конца цикла регулирования, а не до конца данного интервала  $t$ , вытекает из того, что общие требования к регулированию задаются для всего цикла (например, требование наполнения водохранилища к концу цикла регулирования). Следовательно, и допустимый расход воды определяется, исходя из этого требования.

В результате такого расчета определяются новые графики сработки — наполнения водохранилищ (или кривая изменения  $\lambda$ ), новая разбивка расчетного периода на интервалы и новые среднесуточные расходы воды в течение этих интервалов.

В. С. Шаханов, говоря о корректировке значений  $\lambda$  в [Л. 23, 26, 32, 34, 49 и 50], рассматривает суточный период работы энергосистемы для случая, когда на ГЭС имеются ограничения до среднесуточному расходу воды при свободе перераспределения нагрузок в течение суток.

Применять ежесуточную корректировку  $\lambda$ , когда такие ограничения на работу ГЭС не накладываются, недопустимо.

В [Л. 72] приводится краткое описание алгоритма для вычисления коэффициента  $\lambda$  и указывается, что период работы энергосистемы, охватываемый при корректировке  $\lambda$ , составляет от 1—2 суток для периода паводка до 4—6 недель для межени.

С этим положением, исходя из сказанного выше, нельзя согласиться.

Ответ на второй вопрос не однозначен. Действительно, чем чаще производятся корректировки значений  $\lambda$  по мере уточнения исходной информации и учета прошедшего режима, тем теоретически это должно быть лучше. Однако уточнение исходной информации, как правило, имеет место на ближайший период времени и не затрагивает всего периода цикла регулирования, для которого информация естественно задана очень приближенно. Именно это обстоятельство заставляет считать нецелесообразной ежедневную корректировку значений  $\lambda$ . Однако, если такая корректировка производилась бы до конца цикла регулирования, то ее нельзя было бы считать в принципе недопустимой.

Корректировка значений  $\lambda$  должна производиться при условии, если режим работы ГЭС и энергосистемы существенно отклонился от запланированного, а также, если существенно изменились условия, по которым определялся длительный

режим. Отклонение режима в течение нескольких суток, поскольку длительный режим рассчитывается на основании усредненных параметров, еще не означает действительного отклонения всего режима в течение интервала от запланированного. Для суждения о целесообразности корректировки при отклонении режима необходимо учитывать перспективы работы системы. Например, если фактический среднесуточный расход воды систематически держится выше запланированного, но в пределах рассматриваемого интервала ожидается увеличение рабочей мощности ТЭС, что приведет к его снижению, то корректировка может оказаться нецелесообразной. Более того, даже если нет перспектив снижения расхода воды до планового, но приток воды выше планового, так что корректировка приведет к повышению заданного среднесуточного расхода, корректировку производить не следует.

Более надежным контрольным признаком, чем расход воды, определяющим необходимость корректировки, является отметка уровня водохранилища, тем более, что оптимальная кривая сработки — наполнения водохранилища обычно мало изменяется даже при значительных изменениях режима энергосистемы и водности периода [Л. 15].

Вследствие этого пересчет режима сработки — наполнения водохранилища следует производить лишь в случае существенных изменений уровня водохранилища от запланированного и отсутствия перспектив возвращения его к плановому за счет ожидаемого увеличения рабочей мощности ТЭС.

В случаях наличия на ГЭС ограничений по среднесуточному расходу воды при свободе перераспределения нагрузок в течение суток значения  $\lambda$  должны корректироваться ежесуточно [Л. 15 и 49], причем в этих условиях нет необходимости при каждой корректировке рассматривать весь оставшийся период цикла регулирования.

Значения  $\lambda$  будут различны в течение каждых суток и при необходимости поддерживать неизменный уровень водохранилища, например предельный (в последнем случае речь идет не о корректировке значений  $\lambda$  по длительному режиму, а о вынужденном режиме работы ГЭС). За исключением указанных и некоторых других случаев назначение  $\lambda$  должно производиться, исходя из соображений, изложенных выше. Необходимо, однако, отметить, что условия, когда  $\lambda$  определяется вынужденным режимом ГЭС, являются частыми в практике эксплуатации ГЭС.

Применение ЦВМ может существенно облегчить задачу вычисления значений  $\lambda$  при корректировке длительных режимов энергосистем с ГЭС. Возможность расчета значений  $\lambda$  на ЦВМ, предусмотренная в работах В. С. Шаханова [Л. 32 и 34], является, учитывая указанное выше, необходимой. С этой точки зрения с замечанием, высказанным В. М. Горнштейном в [Л. 36] об ошибочности включения в программу расчетов суточного режима программ для определения значений  $\lambda$ , нельзя согласиться тем более, что программы, предложенные В. С. Шахановым, предусматривают возможность использования информации как по заданному суточному расходу воды, так и по заданному значению  $\lambda$  [Л. 32 и 34]<sup>6</sup>.

В свою очередь В. С. Шаханов в полемике с В. М. Горнштейном [Л. 49] необоснованно утверждает, что изменение  $\lambda$  от суток к суткам, о котором пишет В. М. Горнштейн [Л. 36], не приводит к перерасходу топлива и что «с математической точки зрения рассмотренные в [Л. 36] режимы различных суток не связаны общим изопериметрическим условием».

До сих пор в наших рассуждениях не рассматривался вопрос об учете нестационарных режимов в верхних и нижних бьефах ГЭС.

Методы учета изменений уровней верхних бьефов ГЭС при расчетах как суточных, так и длительных режимов достаточно подробно изложены в [Л. 15] и, поскольку правомерность этих методов не подвергается сомнению, они здесь не рассматриваются.

При учете нестационарных режимов в нижних бьефах ГЭС экстремум интеграла (14) определяется при следующих условиях.

Условие (15) сохраняется, условие (16) принимает вид:

$$\int_{t_1}^{t_2} W_k(P_{T_k}, h_k) dt - W_{k \text{ зад}} = 0. \quad (18)$$

<sup>6</sup> В [Л. 73] В. М. Горнштейн исправляет допущенную в [Л. 36] неточность формулировки, указывая, что он считает неправильным не разработку такой программы, а ее необоснованное использование.

Кроме того, вводится дополнительное условие, представляющее собой приближенную функцию связи между расходом воды в нижний бьеф, напором и его производными:

$$f_k(W_k, h_k, h'_k, h''_k \dots h_k^{(n)}) = 0 \quad (19)$$

Определение экстремума интеграла (14) сводится, таким образом, к решению общей задачи Лагранжа.

Методом, изложенным выше, определяются условия оптимальности в виде:

$$\lambda_k = \frac{\epsilon_i}{q_k} \cdot \frac{1 - \sigma_k}{1 - \sigma_i} = \lambda_{1k} + \lambda_{3k} \frac{\partial f_k}{\partial W_k}, \quad (20)$$

где значения  $\lambda_{3k}$  определяются из формулы<sup>6</sup>

$$\begin{aligned} & \lambda_{1k} \frac{\partial W_k}{\partial h_k} + \lambda_{3k} \left[ \frac{\partial f_k}{\partial h_k} - \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial f_k}{\partial h'_k} \right) + \frac{d^2}{dt^2} \left( \frac{\partial f_k}{\partial h''_k} \right) - \right. \\ & \left. - \frac{d^3}{dt^3} \left( \frac{\partial f_k}{\partial h'''_k} \right) + \dots \right] + \lambda'_{3k} \left\{ -\frac{\partial t_k}{\partial h'_k} + 2 \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial f_k}{\partial h''_k} \right) - \right. \\ & \left. - \left[ \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial f_k}{\partial h'''_k} \right) - 3 \frac{d^2}{dt^2} \left( \frac{\partial f_k}{\partial h''''_k} \right) \right] + \dots \right\} + \lambda''_{3k} \left\{ \frac{\partial f_k}{\partial h''_k} - \right. \\ & \left. - \left[ \frac{\partial f_k}{\partial h'''_k} + 3 \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial f_k}{\partial h''''_k} \right) \right] + \dots \right\} + \\ & \left. + \lambda'''_{3k} \left[ -\frac{\partial f_k}{\partial h''''_k} + \dots \right] + \dots = 0. \quad (21) \end{aligned}$$

Приведенный вывод выполнен В. М. Горнштейном в [Л. 36].

Множитель  $\lambda_{3k}$  уравнения (20) является величиной переменной, зависящей от изменения величины расхода и напора. В связи с этим и коэффициент  $\lambda_k$  также является величиной переменной.

В уравнении (20) второе слагаемое в правой части определяет влияние неустановившегося режима в нижнем бьефе ГЭС.

Уравнение (21), полученное в результате представления связи  $W$  и  $h$  дифференциальным уравнением высокого порядка (19), чрезвычайно сложно для решения. Поэтому рядом авторов предлагается использование более простых форм выражения связи между  $W$  и  $h$  [Л. 4, 13 и 15]. В конечном счете, та или иная форма выражения зависимости между  $W$  и  $h$  (19) обуславливает различные формулы для определения величины  $\lambda_{3k}$  в уравнении (20), которая во всех случаях остается величиной переменной.

В. С. Шаханов [Л. 49] первоначально считал использование условия (19) к функционалу (14) недопустимым. Это его замечание и полученный в связи с этим вывод о постоянстве значений  $\lambda_k$  при учете нестационарных режимов в нижних бьефах ГЭС необоснованы. Критике подвергся [Л. 36, 71, 73] метод учета нестационарных режимов в нижнем бьефе ГЭС, изложенный в [Л. 23, 34 и 49].

Условия оптимальности, полученные в [Л. 23] (формулы 1.1 и 1.2), переписанные в принятых условных обозначениях, имеют следующий вид<sup>7</sup>.

$$\frac{\epsilon_i}{1 - \sigma_i} = -\lambda_{2k}; \quad (22)$$

$$\lambda_{1k} \frac{q_k + \frac{\partial W_k}{\partial h_k} \cdot \frac{dh_k}{dP_{T_k}}}{1 - \sigma_k} = -\lambda_{2k} \quad (23)$$

Решая совместно уравнения (22) и (23), получим:

$$\lambda_k = \frac{\epsilon_i}{q_k} \cdot \frac{1 - \sigma_k}{1 - \sigma_i} = \lambda_{1k} + \frac{\lambda_{1k}}{q_k} \cdot \frac{\partial W_k}{\partial h_k} \cdot \frac{dh_k}{dP_{T_k}} \quad (24)$$

Уравнения (20) и (24) не тождественны. Тождественность достигается только в предположении статической связи меж-

<sup>6</sup> С учетом исправления, сделанного в [Л. 71].

<sup>7</sup> Здесь опущены члены, определяемые учетом нестационарных режимов ТЭС и распределением реактивных нагрузок.



ду  $W$  и  $h$   $f(W, h)$  при неучете зависимости от производных по напору, т. е. при замене условия (19) условием

$$f_k(W_k, h_k) = 0. \quad (25)$$

Наличие именно такой связи (25) учитывается в [Л. 23] членом  $\frac{\partial W_k}{\partial h_k} \frac{dh_k}{dP_{Гк}}$ . Однако при выводе критерия оптимальности (20) в качестве условия общего типа к функционалу (14) принималось условие (19), а не (25).

В следующих работах [Л. 34 и 49] В. С. Шаханов поясняет, что в изопериметрическом условии (18) под  $h$  следует понимать оператор  $h[P_{Г}(t)]$ , «переводящий функции нагрузок ГЭС  $P_{Г}(t)$  по определенному алгоритму в функции напоров с учетом влияния предыдущих значений на последующие».

Таким образом, уравнение (24) должно быть переписано в следующем виде:

$$\lambda_k = \lambda_{1k} + \frac{\lambda_{1k}}{q_k} \frac{\partial W_k}{\partial h_k} \frac{\partial}{\partial P_{Гк}} h_k [P_{Гк}(t)] \quad (26)$$

Уравнение (26), как указывает автор [Л. 49], учитывает нестационарные режимы в нижнем бьефе ГЭС.

Запись в форме оператора [Л. 34 и 49] указывает лишь на необходимость учета нестационарных режимов в нижних бьефах ГЭС, но не дает представления о принципе этого учета и об алгоритмах, реализующих эти принципы.

В последней работе [Л. 72] В. С. Шаханов, принимая правильность вывода условия оптимизации (20), приводит вывод условий оптимальности режима энергосистемы при учете нестационарных режимов в нижнем бьефе ГЭС в другой форме.

Приведенные в [Л. 72] условия оптимальности (и их вывод) совпадают с условиями, приведенными в [Л. 71], и в принятых обозначениях имеют вид:

$$\frac{\varepsilon_i}{1 - \sigma_i} = -\lambda_{2k}; \quad (27)$$

$$\lambda_{1k} \frac{q_k + \frac{\partial W_{kt}}{\partial h_{kt}} \frac{dh_{kt}}{dP_{Гkt}} + \frac{\partial W_{k(t+1)}}{\partial h_{k(t+1)}} \frac{dh_{k(t+1)}}{dP_{Гkt}} + \dots + \frac{\partial W_{k(t+n)}}{\partial h_{k(t+n)}} \frac{dh_{k(t+n)}}{dP_{Гkt}}}{1 - \sigma_k} = -\lambda_{2k} \quad (28)$$

или

$$\lambda_k = \frac{\varepsilon_i}{q_k} \cdot \frac{1 - \sigma_k}{1 - \sigma_i} = \lambda_{1k} + \frac{\lambda_{1k}}{q_k} \left( \frac{\partial W_{kt}}{\partial h_{kt}} \frac{dh_{kt}}{dP_{Гkt}} + \frac{\partial W_{k(t+1)}}{\partial h_{k(t+1)}} \frac{dh_{k(t+1)}}{dP_{Гkt}} + \dots + \frac{\partial W_{k(t+n)}}{\partial h_{k(t+n)}} \frac{dh_{k(t+n)}}{dP_{Гkt}} \right), \quad (29)$$

где  $t; t+1; \dots, t+n$  — номера интервалов, на которые разбивается рассматриваемый период работы ГЭС.

Условие (29) так же, как и условие (20), учитывает нестационарные режимы в нижнем бьефе ГЭС. Расчеты оптимальных режимов сложных гидротепловых энергосистем при указанном учете нестационарных режимов ГЭС с использованием условия (20) либо условия (29) не проводились.

Задача оптимизации режима гидротепловых энергосистем с учетом последствия режима, обусловленного колебаниями уровней нижнего бьефа ГЭС, чрезвычайно сложна.

Вопросы практической реализации полученных условий (20) и (29) авторами еще недостаточно исследованы, в связи с чем суждение о целесообразности использования условий в форме (20) или (29) было бы преждевременным.

В заключение необходимо отметить, что во многих практических случаях можно при оптимизации режимов не учитывать изменения напора при сохранении постоянными значений  $\lambda$ , т. е. использовать условие оптимальности в виде:

$$\lambda_k = \lambda_{1k} = \frac{\varepsilon_i}{q_k} \cdot \frac{1 - \sigma_k}{1 - \sigma_i}. \quad (30)$$

Дополнительная проверка этого положения на ряде практических примеров представляет существенный интерес.

Учет потерь мощности в сетях при распределении мощностей между электростанциями — обязательное условие определения экономичного режима сложной энергосистемы. Этот учет представляет большие трудности, в особенности при оптимизации режима объединенных энергосистем со сложной схемой при наличии ограничений по межсистемным связям. Строгое рассмотрение вопросов учета потерь приводит к сложным зависимостям, которые не могут быть выражены аналитически даже при неучете ограничений [Л. 63].

Однако практически при оптимизации режима энергосистем приходится считаться с большим числом ограничений: по нагрузке отдельных участков сети (в особенности, межсистемных связей), по уровням напряжений и т. д.

Учет имеющихся ограничений требует дальнейшего развития методов расчета оптимальных режимов и разработки расчетных приемов.

Особое внимание в последнее время уделялось способам учета потерь в сетях при расчетах на ЦВМ.

В. С. Шаханов в разработанных им способах определяет поправку на потери по изменению суммарных потерь или по изменению мощности электростанций в базисной точке при конечном (малом) отклонении мощности  $i$ -й электростанции, используя формулу:

$$\beta = \frac{1}{1 - \frac{\Delta \pi}{\Delta P_i}}. \quad (31)$$

Как указывает автор, вычисленные методом вариаций производные  $\frac{\partial \pi}{\partial P_i} \approx \frac{\Delta \pi}{\Delta P_i}$  учитывают все факторы, влияющие на потери; в [Л. 49] приводится запись  $\beta$  в форме, поясняющей учитываемые факторы:

$$\beta_i = \frac{1}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_i} \left( \frac{\partial Q_{\varphi}}{\partial P_i}, \frac{\partial U_{\varphi}}{\partial P_i}, \frac{\partial U_{\varphi}}{\partial Q_i}; \frac{\partial \chi}{\partial P_i}, \frac{\partial \pi}{\partial Q_i}, \frac{\partial \chi}{\partial Q_i} \right)}, \quad (32)$$

где  $\varphi$  — индекс узла сети энергосистемы.

Мысль об использовании принципа вариаций высказывалась и ранее, однако до применения ЦВМ определение  $\frac{\Delta \pi}{\Delta P_i}$

вручную или с помощью моделей переменного тока для сложных энергосистем не могло быть выполнено с достаточной точностью. Применение этого принципа в алгоритмах ЦВМ является существенной заслугой В. С. Шаханова.

В связи с практической реализацией принципа вариаций при расчетах на ЦВМ был высказан ряд критических замечаний, соображения по которым изложены ниже.

В. С. Шаханов при первоначальном рассмотрении вопроса [Л. 23] использует выражения (11) — (13), полученные для комплексной задачи экономического распределения активных и реактивных мощностей.

В. М. Горнштейн указал [Л. 36], что при расчете по методу В. С. Шаханова поправок на потери достаточно пользоваться формулой (31), так как при вычислении поправок на ЦВМ учитываются все факторы, влияющие на потери (изменения реактивных мощностей и уровней напряжений). Следовательно, использование уравнений (11) — (13) приводило бы к вторичному учету дополнительных членов знаменателя формулы (13) сравнительно с (31).

Фактически В. С. Шаханов для расчета экономичного распределения мощностей использовал выражение (31). Однако этим не снимается существо замечания В. М. Горнштейна

о том, что величины  $\frac{\partial \pi}{\partial P_i} \approx \frac{\Delta \pi}{\Delta P_i}$  в выражениях (31) и (13) имеют различный смысл и по-разному вычисляются. Ответ В. С. Шаханова по этому вопросу [Л. 49] был нечетким и не способствовал выяснению вопроса. В [Л. 49] содержится также неправильное утверждение, что выражения (11) — (13) даны для случая отдельного распределения активной и реак-

тивной мощностей. На самом деле они выведены И. М. Марковичем в предположении совместного оптимального распределения активных и реактивных мощностей.

Одним из наиболее существенных вопросов, который обсуждался в нашей печати [Л. 25, 36, 71, 74, 75], был вопрос об условиях правильного применения формулы [Л. 3].

$$\beta_i = \frac{1}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_i}}, \quad (33)$$

а следовательно, и формулы (31), основанной на приближенной замене  $\frac{\partial \pi}{\partial P_i}$  на  $\frac{\Delta \pi}{\Delta P_i}$ .

В. С. Шаханов, решая задачу оптимизации режима ОЭС Юга, не ставил целью комплексное экономичное распределение активных и реактивных мощностей и определял реактивные мощности по заданным из эксплуатационных соображений уровням напряжений. При подсчете относительного прироста потерь по «методу вариаций» условия поддержания заданных уровней напряжения устанавливали необходимую связь между изменением активной мощности электростанции и изменениями реактивных мощностей. Балансирующая точка была выбрана в месте присоединения свободного источника активной и реактивной мощностей. Статические характеристики нагрузки не учитывались. Практически не учитывались при подсчете  $\frac{\Delta \pi}{\Delta P_i}$  и ограничения по нагрузке элементов сети (меж-

системным связям); эти ограничения учитывались, однако, при расчетах исходного режима.

В [Л. 68 и 74] К. А. Смирнов провел анализ условия оптимальности режима в форме равенства относительных приростов при учете ограничений, рассмотрев в качестве примера ограничения по предельным напряжениям в узловых точках сети (формула (6) [Л. 74]).

Для частного случая, когда затраты на потери на генерацию реактивной мощности не учитываются (или учитываются в затратах на потери в сети), формула (6) [Л. 74] принимает следующий вид:

$$\beta_i = \frac{1}{1 - \frac{\partial \pi}{\partial P_i} + \frac{\frac{\partial \pi}{\partial Q_i} \left( -\frac{\partial \chi}{\partial P_i} + \sum \frac{\partial Q_s}{\partial P_i} \right)}{1 - \frac{\partial \chi}{\partial Q_i} + \sum \frac{\partial Q_s}{\partial Q_i}}, \quad (34)$$

где  $Q_s$  — реактивные мощности источников, поддерживающих напряжения в узловых точках сети.

В формуле (34) все частные производные взяты по переменным  $P_i$ ,  $Q_i$  с учетом связей  $Q_s$  с  $P_i$  и  $Q_i$ , заданных ограничениями  $U_s$ .

При наличии в балансирующей точке свободного источника реактивной мощности  $\frac{\partial \pi}{\partial Q_i}$  и соответственно дополнительный (третий) член знаменателя обращаются в нуль.

Произведенный в [Л. 74] анализ выявляет особенности вычисления  $\beta$  в зависимости от выбора балансирующей точки. Выбор балансирующей точки со свободным источником реактивной мощности значительно облегчает расчет и является совершенно естественным. Разработанные В. С. Шахановым алгоритмы при таком выборе балансирующей точки правильны. Возможно и дальнейшее обобщение формулы (33) и соответственно развитие метода вариаций [Л. 75].

При разработке алгоритма для определения оптимальных режимов энергосистемы на ЦВМ некоторые авторы [Л. 20 и 25], стремясь решать сетевую задачу комплексно, предусматривали учет статических характеристик нагрузки потребителей без учета ущерба у потребителей при отклонениях напряжений. Необходимо подчеркнуть, что при определении оптимального режима без учета ущерба, вызванного отклонениями напряжения у потребителей, учет статических характеристик недопустим.

В [Л. 50] сделана попытка при разработке алгоритма комплексного решения задачи по оптимизации режима энергосистемы определить ущерб у потребителей с учетом

статических характеристик потребителей при использовании интегральных критериев качества напряжения. Однако приведенные в [Л. 50] формулы (11) и (12) не являются критериями экономичности и их использование неправомерно. Критерием экономичности режима с учетом ущерба потребителей является минимум суммы издержек энергосистемы и потребителей, что не соответствует этим формулам.

При положительной оценке самого метода вариации, примененного В. С. Шахановым, в дискуссии по вопросам учета потерь в сети высказывался ряд замечаний относительно пути реализации этого принципа. К числу наиболее существенных относятся замечания об отсутствии контроля величины относительных приростов и неправомерности использования заранее вычисленных в характерных точках графика величин прироста для других точек графика с применением линейной интерполяции [Л. 36, 64, 71 и 73].

Приведенный в [Л. 50] алгоритм допускает возможность контроля сходимости величин относительных приростов; при использовании приемов ускорения сходимости итерационного процесса число итераций может быть значительно снижено. Но остается неясным вопрос о скорости сходимости при наличии ограничений по слабым связям и о машинном времени, необходимом для получения удовлетворительной точности.

Требуется выяснения и проверки на фактическом материале вопрос о величинах погрешности при использовании линейной интерполяции по [Л. 50]; необходимо отметить, однако, что алгоритм предусматривает уточнение поправок на потери для каждого часа; практические возможности использования такого уточнения ограничиваются в основном приемлемой длительностью расчета и отсутствием должной информации по нагрузкам узловых точек во все часы суток.

В. М. Горнштейн [Л. 64] предложил пути решения задачи учета потерь при расчетах на ЦВМ, ориентируясь на использование линеаризованных зависимостей относительных приростов потерь от мощностей электростанций. Это предложение представляет интерес и заслуживает дальнейшей разработки. Трудоемкость и степень точности расчетов, основанных на использовании таких зависимостей, должны быть выявлены на опыте практического применения предложенной методики.

**Выбор наивыгоднейшего состава оборудования.** Этот вопрос рассматривается в литературе под различными названиями: выбор наивыгоднейшего сочетания включенных агрегатов, наивыгоднейший порядок пуска и останова агрегатов, наивыгоднейшее распределение резерва в энергосистеме.

В условиях эксплуатации выбор агрегатов, которые целесообразно остановить в резерв или пустить из резерва, определяет тем самым и сочетание работающих агрегатов, а наивыгоднейшее распределение нагрузки между работающими агрегатами однозначно определяет и распределение резерва между ними.

Таким образом, все эти названия подразумевают решение одной и той же задачи.

В условиях эксплуатации при решении пусковой задачи приходится считаться не только с вопросами экономичности режима, но и с вопросами надежности работы энергосистемы.

Ниже рассматриваются только те вопросы дискуссии, которые связаны с оптимизацией режима энергосистем (по расходу условного топлива или соответствующим затратам) и не затрагиваются вопросы надежности.

Решение задачи при неучете пусковых расходов дано в [Л. 3, 11, 17, 45, 54]; в этих работах рассмотрено строгое решение этой частной задачи. Однако для практических целей учет пусковых расходов является необходимым. Вопросы выбора состава работающего оборудования с учетом пусковых расходов рассматривались в [Л. 3, 11 и 40].

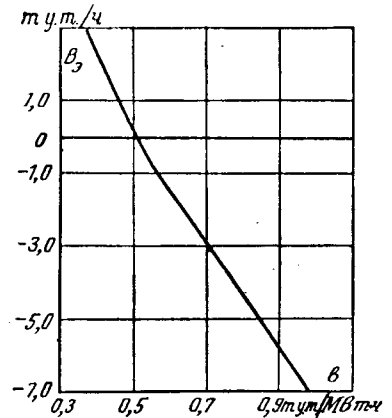


Рис. 3. Экономия топлива от останова котлоагрегата в функции относительного прироста системы (пример).

Основная дискуссия по вопросу наимыгоднейшего состава работающего оборудования с учетом пусковых расходов велась В. М. Горнштейном и В. С. Шахановым [Л. 33, 36, 40, 49, 71, 72 и 73].

Для выбора наимыгоднейшего состава оборудования В. М. Горнштейн использует зависимость экономии топлива  $B_3$ , достигаемой в результате останова — пуска агрегатов, от относительного прироста энергосистемы, т. е.  $B_3=f(b)$  [Л. 3, 7 и 37].

Исходным материалом для вычисления зависимости  $B_3=f(b)$  являются характеристики относительных приростов и расходные характеристики электростанции, построенные для случаев работы и останова агрегата, выгодность останова — пуска которого требуется проверить.

Экономия топлива, достигаемая в энергосистеме в результате останова агрегата

$$B_3 = B_1 - B_2 - [P_1 - P_2]b,$$

где  $B_3$  — экономия топлива в энергосистеме в результате останова агрегата;

$B_1$  — часовой расход топлива электростанции при экономичной ее нагрузке  $P_1$  в случае работы рассматриваемого агрегата;

$B_2$  — то же при остановленном агрегате и нагрузке  $P_2$ ;

$b$  — значение относительного прироста энергосистемы.

По нескольким значениям относительного прироста энергосистемы строится кривая зависимости  $B_3$  от  $b$  (рис. 3).

Целесообразность пуска (останова) проверяется сопоставлением  $B_3$  с пусковыми расходами.

При построении кривых  $B_3=f(b)$  делается допущение о неизменности относительного прироста системы при пуске — останове агрегата. Такое допущение может быть справедливо для крупных энергосистем в случае, когда при пуске — останове одного агрегата происходит незначительное изменение относительного прироста энергосистемы и этим изменением можно пренебречь.

В условиях эксплуатации остановов агрегатов во многих случаях производится при наличии значительного резерва мощности, т. е. в области нагрузок, где характеристика относительных приростов энергосистемы является пологой и пуск — останов агрегата не приводит к существенному изменению прироста.

Возможность решения задачи пуска — останова по относительному приросту энергосистемы является одной из положительных особенностей этой методики, так как из общей задачей становится местной. При существенном изменении относительного прироста энергосистемы при пуске — останове агрегатов возможно внесение соответствующей поправки на изменение относительного прироста энергосистемы [Л. 3, 37, 71].

Для решения пусковой задачи с применением вычислительных машин В. С. Шахановым [Л. 24, 40 и 49] была предложена аналитическая формула для критерия экономичности пуска — останова как отдельных резервных агрегатов, так и группы агрегатов.

В. С. Шаханов приводит расчетную формулу [Л. 40]:

$$T_{\text{эк}} = \frac{\sum_{\alpha=1}^d [\Omega_{i\alpha}(T_0^\alpha) + L_{i\alpha}(T_0^\alpha)] + \sum_{\nu=1}^c Z_{i\nu}(T_0^\nu)}{\int_{P_0^{\text{мин}}}^{P_0} b(P_T) dP_T - \int_{P_0^{\text{мин}}}^{P_0} b'(P_T) dP_T + \frac{11}{\tau} \sum_{k=1}^{\tau} [P_T(t_k) - P_0] \delta b - \left( \sum_{\alpha=1}^d B_{0i}^\alpha + \sum_{\nu=1}^c B_{0i}^\nu \right)}. \quad (35)$$

Разность первых двух интегралов в знаменателе формулы (35) представляет собой часовую экономию топлива от пуска резервного агрегата в энергосистеме; третий член знаменателя — дополнительная экономия за счет изменения нагрузки энергосистемы (по отношению к исходной) в течение  $\tau$  часов после пуска; весь знаменатель формулы — полная экономия топлива в энергосистеме ( $\tau$  у. т./ч) от пуска резервного агрегата или группы резервных агрегатов.

Числитель формулы дает расход топлива на пуск из резерва и разгон  $d$  котлов, находящихся до этого в холодном состоянии  $T_0^\alpha$  часов (рис. 4), и  $c$  турбин с временами простоя  $T_0^\nu$  часов на  $i$ -й ТЭС энергосистемы.

Физический смысл критерия  $T_{\text{эк}}$  — минимальный период (в часах), на который экономически целесообразно пустить в работу резервный агрегат при учете рассматриваемых факторов.

Целесообразность пуска из резерва агрегатов определяется условием  $T_{\text{эк}} < T_{\text{п}}$  для расчетного интервала суток с нагрузками, равными или превышающими нагрузку проверяемого часа (рис. 5). Очередность пуска агрегатов принимается в порядке возрастания  $T_{\text{эк}}$ .

Для расчетов вручную в [Л. 61] предлагается приближенная формула:

$$T_{\text{эк}} = \frac{\sum_{\alpha=1}^d [\Omega_{i\alpha}(T_0^\alpha) + L_{i\alpha}(T_0^\alpha)] + \sum_{\nu=1}^c Z_{i\nu}(T_0^\nu)}{\sum_{P_0^{\text{мин}}}^{P_0} b(P_T) \delta P_T - \sum_{P_0^{\text{мин}}}^{P_0} b'(P_T) \delta P_T - \left( \sum_{\alpha=1}^d B_{0i}^\alpha + \sum_{\nu=1}^c B_{0i}^\nu \right)}. \quad (36)$$

В приближенной формуле по сравнению с более точной формулой (35) не учитывается в знаменателе член  $\frac{1}{\tau} \times$

$\times \sum_{k=1}^{\tau} [P_T(t_k) - P_0] \delta b$ , тем самым не учитывается дополнительная экономия топлива от изменения нагрузки энергосистемы за время  $\tau$ .

Принципиальным различием подходов В. М. Горнштейна и В. С. Шаханова к решению задачи выбора состава работающих агрегатов является то, что первый определяет целесообразность изменения состава агрегатов непосредственно по относительному приросту энергосистемы, а второй — в зависимости от нагрузки энергосистемы.

Дискуссия по методам решения пусковой задачи [Л. 33, 40, 71, 72 и 73] касалась вопроса о том, дают ли предложенные методы возможность получить оптимальный режим; спорными были также вопросы учета потерь в сетях и правильности предложенных формул для проверки целесообразности пуска или останова агрегата или заданного сочетания агрегатов.

Методика, предложенная В. С. Шахановым, вызвала возражения В. М. Горнштейна [Л. 71], который указал, что как первоначальное предложение В. С. Шаханова об определении только выгоды пуска агрегатов из числа, находящихся в резерве, так и проверка целесообразности пуска (или останова) заранее намеченных сочетаний [Л. 24 и 40] не гарантируют получения оптимального режима или последовательного

приближения к нему. Оспаривалась также правильность очередности пуска (останова) агрегатов или их сочетаний, основанная на сопоставлении величин  $T_{\text{эк}}$ .

По существу высказанных замечаний необходимо отметить следующее. Метод, предложенный в [Л. 40], действительно не гарантирует определения оптимального режима, а лишь позволяет перейти от проверяемого режима к более экономичному. Используя этот метод, можно определить, выгодно или

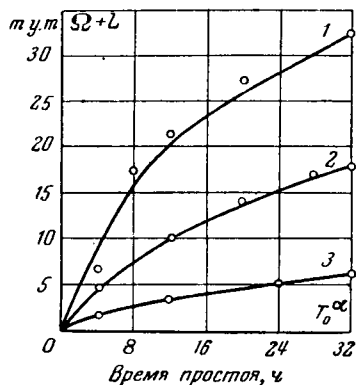


Рис. 4. Пусковые расходные характеристики котлоагрегатов (расходы приведены в тоннах условного топлива на пуск (по данным П. П. Елизарова и С. В. Теплова, «Теплоэнергетика», 1955, № 7 и В. Н. Березнековской, «Теплоэнергетика», 1957, № 9), на послепусковой разгон (по Г. А. Маралину, Об основном звене в технико-экономической эксплуатации тепловых электрических станций, Киев, 1952).

$\Omega+L$  — суммарный расход условного топлива в тоннах на пуск и разгон котлоагрегата; 1 — котлы с паропроизводительностью 230 т/ч; 2 — котлы с паропроизводительностью 170 т/ч; 3 — котлы с паропроизводительностью 80 т/ч.

При практическом использовании формулы (35) для определения наиболее выгодного сочетания работающего оборудования необходимо иметь в виду, что выбор очередности пуска агрегатов по возрастающему ряду  $T_{\text{эк}}$  может привести к неправильным выводам. Величина  $T_{\text{эк}}$  пригодна только для суждения о том, выгодно или невыгодно пустить данный агрегат на определенный срок, но не всегда пригодна для установления очередности пуска агрегатов. Для правильного вывода об очередности пуска агрегатов необходимо сопоставить величины суммарной экономии топлива за время работы агрегата (за вычетом расхода на пуск).

Следует, однако, указать, что В. С. Шаханов не ограничился однократным определением  $T_{\text{эк}}$  для ряда пускаемых (останавливаемых) агрегатов и их сочетаний. Разработанный им алгоритм предусматривает возможность итеративной проверки изменения состава оборудования с контролем суммарного суточного расхода топлива. Этим также достигается оценка эффективности изменения состава агрегатов в пределах заранее намеченных сочетаний [Л. 24].

Расчеты по предложенной формуле сложны. Они требуют для каждого сравниваемого сочетания расчета режима всей энергосистемы в рассматриваемом промежутке времени. Если учесть, что пуск или останов каждого сочетания изменяет относительные приросты потерь, расчет которых занимает длительное время, очевидно необходимость упрощений не только при ручном, но и при машинном счете.

Необходимо отметить, что подсчет величины суммарной экономии топлива за время работы агрегата может быть выполнен на основании тех же данных, которые входят в формулу (35).

Суммарная экономия топлива при пуске агрегата равна:

$$B_{\Sigma\text{э}} = B_{\text{ст}} - B_{\text{п}},$$

где  $B_{\Sigma\text{э}}$  — суммарная экономия топлива при пуске агрегата;  
 $B_{\text{ст}}$  — выражение, входящее в знаменатель формулы (35);  
 $t$  — время, в течение которого будет работать пускаемый агрегат;  
 $B_{\text{п}}$  — выражение, входящее в числитель формулы (35).

По поводу приближенной формулы (36) в [Л. 71, 73] и работах ОРГРЭС указывалось, что выбор момента пуска (останова) агрегата, да и самый вывод об экономической

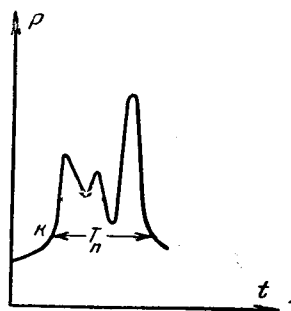


Рис. 5. Условие экономичности пуска резервного агрегата  $T_{\text{эк}} < T_{\text{п}}$ , где  $T_{\text{п}}$  — продолжительность пиковой части графика нагрузок при отсчете от начала пуска ( $k$ -й час).

невыгодно в данных условиях перейти к другому, заранее намеченному сочетанию работающих агрегатов. При этом в конечном итоге степень приближения к оптимальному режиму в известной мере зависит от опыта и интуиции расчетчика, причем нельзя быть уверенным в том, что наилучшее возможное сочетание находится в числе рассматриваемых.

целесообразности пуска (останова) могут быть неточными из-за того, что в расчет принимается часовая экономия, получаемая в исходном режиме, в то время как в дальнейшем она (в течение периода времени  $t$ ) изменяется. Это замечание правильно в том отношении, что формула (36), упрощенная для возможности расчета «вручную» при некритическом ее применении, может привести к неточным выводам.

Это обстоятельство связано с тем, что в [Л. 61] дан метод, позволяющий проверить возможность улучшения режима. Расчет по формуле (36) дает ответ «с запасом»; если расчет показывает целесообразность останова или пуска агрегата или сочетания агрегатов, то этот пуск или останов заведомо выгоден. При этом отрицательный ответ, указывающий на некоторый перерасход, может оказаться недостоверным. Авторы [Л. 61] указали, что «примененный в расчетах упрощенный способ вычислений, как и все известные в настоящее время способы, не дает гарантии получения абсолютного оптимума, но позволяет получать достаточно экономичные решения». Их утверждение о возможности существенной оптимизации режима выбором состава оборудования по приближенной методике подтверждается данными расчетов, проведенных для Донбасской энергосистемы [Л. 61].

Метод, предлагаемый В. М. Горнштейном [Л. 3, 11 и 37], вызвал возражения В. С. Шаханова [Л. 40, 49 и 61]. Кроме общего замечания о том, что этот метод (как и другие предложенные) является лишь методом «улучшения» режима, В. С. Шаханов указывает на ограничения метода, связанные с отказом от учета изменения относительного прироста энергосистемы при пуске (останове) агрегата, на вычислительную сложность построения характеристики для всевозможных сочетаний агрегатов на ТЭС, в особенности при учете потерь в сетях, на разработку метода только применительно к расчетам «вручную» и т. д.

В. С. Шаханов соглашается с тем, что в частных случаях изменения состава оборудования за счет малых агрегатов и при работе энергосистемы с большим резервом мощности изменение относительного прироста может быть малым и не учитываться. Однако он считает эти случаи редкими.

Как указывалось выше, пуск или останов агрегата в мощной энергосистеме в ряде случаев не приводит к существенному изменению относительного прироста энергосистемы и предложение о постоянстве этого прироста вполне допустимо. В других случаях, когда останов (пуск) агрегата приводит к заметному изменению относительного прироста энергосистемы, это изменение может быть учтено при использовании метода В. М. Горнштейна, например введением в расчет относительного прироста энергосистемы, среднего по величине между значениями до и после изменения состава агрегатов. Использование этой методики предполагает проверку целесообразности пуска (останова) только одного агрегата (а не сочетания агрегатов) с последующим (при необходимости) пересчетом относительного прироста энергосистемы при проверке целесообразности дальнейшего изменения состава работающих агрегатов.

В случаях незначительного изменения относительного прироста энергосистемы при пуске (останове) одного агрегата крупных и объединенных энергосистем метод В. М. Горнштейна дает возможность выявить целесообразную очередность изменения состава оборудования. При заметном изменении относительного прироста энергосистемы использование этого метода может привести к отклонению от оптимальной очередности пуска (останова) агрегатов, но только для таких агрегатов, экономия от пуска и останова которых сравнительно близка. Однако этот метод [Л. 37] дает в таких случаях возможность быстро определить и отбросить заведомо невыгодные сочетания и подробнее рассмотреть вопрос о выгоде пуска (останова) сравнительно небольшого числа агрегатов.

Неоснованно утверждение В. С. Шаханова, что метод Горнштейна не учитывает потерь в сетях; в ходе расчета в величину относительного прироста энергосистемы может быть обычным способом введена поправка на потери. Учет потерь в этом методе, как и во всех других, значительно увеличивает трудоемкость расчета.

В ходе проводившейся дискуссии ее участники развивали методику и уточнили свою точку зрения. Здесь необходимо указать на неправильную трактовку В. С. Шахановым [Л. 40] замечания В. М. Горнштейна [Л. 33] о формуле для расчета  $T_{\text{эк}}$ . В. М. Горнштейн не предлагает другую формулу, а лишь исправляет ошибку, допущенную В. С. Шахановым при выводе его формулы, считая ее неприемлемой и в исправленном виде.

К сожалению, рассматриваемая важная и сложная задача не нашла еще своего разрешения. Практическое использование предложенных методов крайне ограничено; в эксплуатации применяются упрощенные приемы при расчетах «вручную», методы расчета на ЦВМ еще не вышли из стадии экспериментальной проверки.

Отсутствие достаточного опыта применения предлагаемых методов в практике эксплуатации энергосистем не позволяет дать окончательную оценку этим методам и препятствует дальнейшему их усовершенствованию.

Поэтому необходимо обратить серьезное внимание на дальнейшую разработку и широкую проверку на практике простых, но достаточно достоверных методов выбора состава работающих агрегатов при расчете «вручную», а также на совершенствование более точных методов расчета с помощью ЦВМ.

В этом отношении рассмотренные методы, несмотря на указанные выше недостатки, могут быть признаны перспективными, но нуждающимися в дальнейшей доработке как в упрощенных, так и в более точных вариантах.

**Заключение.** Все более широкое внедрение цифровых вычислительных машин в практику работы энергосистем заставляет считать весьма перспективными направления работ ряда научно-исследовательских организаций по использованию ЦВМ для определения оптимальных режимов работы энергосистем.

Применение ЦВМ позволяет определять наиболее выгодные режимы работы энергосистем с учетом значительно большего числа влияющие факторы, чем в случаях использования аналоговых устройств и при расчетах «вручную», т. е. получить более строгое и точное решение задачи.

Для решения указанной задачи с помощью ЦВМ используются как метод относительных приростов, так и градиентный метод. Области наиболее целесообразного применения того или другого метода для решения отдельных задач общей задачи оптимизации, области их взаимного сочетания могут быть выявлены на основании результатов дальнейших исследований работ и применения их на практике.

Вместе с тем в течение ближайших нескольких лет нельзя рассчитывать на повсеместное использование ЦВМ в текущей работе энергосистем. Поэтому разработанные на основе метода относительных приростов практические приемы и методы расчета без использования ЦВМ должны широко использоваться при эксплуатации энергосистем. Расчеты наиболее выгодных режимов работы энергосистем с помощью простейших вычислительных средств не могут и не должны противопоставляться расчетам с помощью ЦВМ.

Работы, опубликованные в последние годы, и в частности, материалы дискуссии, проведенной на страницах журналов «Электричество», «Электрические станции» и «Теплоэнергетика» по вопросам оптимизации режимов сложных энергосистем, позволяют уточнить ряд принципиальных положений и устранить некоторые ошибки и неточности, допущенные при разработке методов и расчетных приемов для решения этой сложной проблемы, а также наметить направление дальнейших разработок.

Своевременное обсуждение специалистами неясных вопросов, относящихся к рассматриваемой проблеме, и выяснение возникающих разногласий позволили бы ускорить их правильное решение. Это ограничило бы объем дискуссии и содействовало бы устранению ее неблагоприятных сторон (неясного изложения материала, чрезмерной полемичности, недостаточной доработанности публикуемого материала в некоторых вопросах, при которой публикация приобретает характер поспешной заявки на приоритет).

Анализ опубликованных работ, а также материалов дискуссии по использованию ЦВМ для оптимизации режимов сложных энергосистем заставляет считать необходимой впредь до широкого внедрения доработку методов, алгоритмов и программ, предложенных для решения этой задачи.

Эта работа будет наиболее эффективной при непосредственной проверке результатов расчетов на практике с учетом всего комплекса требований и условий эксплуатации.

Наиболее целесообразно судить об эффективности тех или иных методов, алгоритмов и программ на основании их сравнительной оценки по одним и тем же исходным данным и условиям (желательно и при одинаковых типах вычислительных машин). В качестве объекта для сравнительного анализа эффективности различных методов, алгоритмов и программ должна быть выбрана одна из объединенных энергосистем страны, содержащая большое количество энергосистем,

гидро- и тепловых электростанций при наличии ограничений по межсистемным потокам мощности и прочим условиям, в той или иной степени характерным для всех энергообъединений страны.

Вопрос о широком внедрении разработанных методов, алгоритмов и программ для ЦВМ в повседневную практику работы энергосистем должен решаться после их проверки и составления подробного и ясно изложенного описания. Эти описания должны быть разосланы ОДУ, крупнейшим энергосистемам и научно-исследовательским организациям и после ознакомления с ними обсуждены с привлечением компетентных в этих вопросах специалистов.

Для уточнения и усовершенствования методов, алгоритмов и программ оптимизации режимов работы энергосистем необходимы исследования, кроме указанных выше, также в следующих направлениях:

определения характеристик котлоагрегатов в неустановившихся режимах;

уточнения учета влияния неустановившихся режимов в верхних и нижних бьефах ГЭС на оптимальный режим энергосистем;

определения принципов расчета оптимальных напряжений групп потребителей и ущерба при отклонении от оптимума; анализа аварийности оборудования энергосистем, оценки ущерба от аварийности и выбора оптимальных резервов; разработки доступной для практического использования вероятностной методики оптимизации длительных режимов энергосистем с гидроэлектростанциями;

статистического анализа влияния основных режимных факторов на экономичность режима энергосистемы (включая анализ влияния отклонений от оптимального задания при практической реализации режимов в энергосистеме).

В заключение авторы отмечают, что обмен мнениями позволил устранить ряд разногласий и сблизить точки зрения основных участников дискуссии по ряду вопросов. Авторы считают своим долгом отметить большую помощь, которая была оказана им при анализе материалов дискуссии В. М. Горштейном и В. С. Шахановым.

Авторы выражают свою признательность проф. И. М. Марковичу за ряд важных замечаний.

#### Приложение. Условные обозначения.

$P$  — активная мощность электростанции;

$P_T$  — активная мощность тепловой электростанции;

$P_G$  — активная мощность гидроэлектростанции;

$P_n$  — активная нагрузка потребителей;

$P_0$  — суммарная нагрузка энергосистемы в расчетный 0-й интервал суток;

$P_0^{\min}$ ,  $P_0^{\prime\min}$  — технически минимальные нагрузки энергосистемы соответственно до и после включения резервного агрегата;

$Q$  — реактивная мощность генерирующего источника;

$Q_s$  — реактивная мощность электростанции или синхронного компенсатора, поддерживающих заданные (предельные) уровни напряжения в сети;

$Q_n$  — реактивная нагрузка потребителей;

$B$  — расход условного топлива (затраты) в единицу времени;

$B_{0i}^{\alpha}$ ,  $B_{0i}^{\nu}$  — расходы топлива (затраты) при минимальных нагрузках соответственно по  $\alpha$ -му котлу и  $\nu$ -й турбине  $i$ -й ТЭС;

$\Omega$ ,  $L$ ,  $Z$  — расход топлива (затраты) соответственно на пуск котла, разгон котла и пуск турбины в функции от времени простоя в холодном резерве;

$\epsilon$  — относительный прирост расхода условного топлива (затрат) в единицу времени при изменении активной мощности ТЭС (агрегата);

$b$  — относительный прирост расхода условного топлива (затрат) энергосистемы;

- $b(P_T)$ ,  $b'(P_T)$  — соответственно относительные приросты энергосистемы до и после пуска резервного агрегата в функции суммарной нагрузки ТЭС;
- $\delta b$  — снижение относительного прироста энергосистемы за счет пуска резервного агрегата;
- $\pi$  — потери активной мощности в сети;
- $\sigma$  — относительный прирост потерь в сети при изменении активной мощности электростанции;
- $\beta$  — поправка на потери активной мощности в сети;
- $\chi$  — потери реактивной мощности в сети;
- $W_{\text{зад}}$  — суммарный расход воды на ГЭС за период  $t_2 - t_1$ ;
- $W$  — расход воды на ГЭС в единицу времени;
- $q$  — относительный прирост расхода воды в единицу времени при изменении активной мощности ГЭС (гидроагрегата);
- $h$  — напор — разность бьефов ГЭС;
- $F$  — функция Лагранжа;
- $\lambda$  — множитель Лагранжа;
- $T_0$  — время простоя в холодном резерве котла или турбины;
- $T_{\text{п}}$  — период суточного пика;
- $n$  — число тепловых электростанций;
- $m$  — число гидроэлектростанций;
- $r$  — число источников реактивной мощности;
- $a$  — число источников реактивной мощности, подерживающих заданные напряжения в узлах;
- $s$  — число нагрузок;
- $c$  — число пускаемых турбин;
- $d$  — число пускаемых котлов.

### Литература

1. Горнштейн В. М., Методика наивыгоднейшего распределения реактивной нагрузки между параллельно работающими станциями и учета потерь при распределении активной нагрузки, «Электрические станции», 1938, № 2—3.
2. Болотов В. В., Теоретические основы выбора экономического режима сложной электроэнергетической системы, Изд. АН СССР, 1947.
3. Горнштейн В. М., Наивыгоднейшее распределение нагрузок между параллельно работающими электростанциями, Госэнергоиздат, 1949.
4. Лось Б. М., Приближенный метод учета уровней в нижних бьефах электростанций при суточном регулировании, Труды МЭИ, вып. V, Гидроэнергетика, 1950.
5. Горнштейн В. М., О выборе наивыгоднейшего режима параллельной работы гидростанций с тепловыми электростанциями, «Гидротехническое строительство», 1951, № 2.
6. Маркович И. М., Энергетические системы и их режимы, Госэнергоиздат, 1952.
7. Руководящие указания по выбору оптимальных режимов совместно работающих гидравлических и тепловых электростанций, Госэнергоиздат, 1956.
8. Горнштейн В. М., О распространенных ошибках при выборе наивыгоднейшего распределения нагрузок между электростанциями, «Электрические станции», 1957, № 5.
9. Горнштейн В. М., Наивыгоднейшее распределение активной нагрузки между электростанциями, Труды ЦНИЭЛ, вып. VI, 1957.
10. Крумм Л. А., Использование, трудоемкость и автоматизация вычислительного процесса методов расчета стационарных режимов электрических систем с учетом статических характеристик нагрузок и генераторов при автоматическом регулировании частоты, напряжения и мощности, Труды ТПИ, 1957, № 126.
11. Горнштейн В. М., Руководящие указания по выбору наивыгоднейшего распределения активной нагрузки между тепловыми электростанциями (Информационные материалы № 24), Госэнергоиздат, 1958.
12. Горнштейн В. М., К вопросу о выборе экономи-

чески наивыгоднейшего распределения включенного резерва в энергосистемах, Доклад на VII сессии Комиссии по передаче электроэнергетики, Изд. ЭНИН АН СССР, 1958.

13. Картвелишвили Н. А., Особенности работы гидроэлектростанций и их влияние на методику определения наивыгоднейших режимов энергетических систем, Доклад на VII сессии Комиссии по передаче электроэнергии, Изд. ЭНИН АН СССР, 1958.

14. Кипсер, Использование счетной машины для установления экономичных режимов в смешанной энергосистеме, Сборник «Энергетика за рубежом», «Выбор экономичного режима энергосистем с гидростанциями», Госэнергоиздат, 1959.

15. Горнштейн В. М., Наивыгоднейшие режимы работы ГЭС в энергосистемах, Госэнергоиздат, 1959.

16. Маркович И. М., Основные режимные принципы автоматического регулирования частоты и активной мощности в объединенных энергосистемах и ЭЭС, «Электричество», 1959, № 1.

17. Маркович И. М., Основные режимные принципы выбора величины и размещения резерва активной мощности в энергетических системах, «Электричество», 1959, № 3.

18. Гробман Д. М. и Смирнов Ю. И., Экономическое распределение суточного графика нагрузки для электростанций смешанной энергосистемы, Изд-во АН СССР, ОТН «Энергетика и автоматика», 1959, № 4.

19. Качанова И. А. и Умедян В. В., Программирование для цифровых вычислительных машин расчетов экономического распределения нагрузки в энергосистеме, «Электричество», 1959, № 9.

20. Крумм Л. А., Две формулы более общих уравнений экономического режима объединенных энергетических систем, Изв. СО АН СССР, 1959, № 10.

21. Крумм Л. А., О точности существующей методики определения экономичных режимов энергосистем, Изв. СО АН СССР, 1959, № 11.

22. Крумм Л. А., Дополнительная экономия при переходе от существующей упрощенной методики к более общей методике определения экономичных режимов объединенных энергосистем, Изв. СО АН СССР, 1959, № 12.

23. Шаханов В. С., Метод и алгоритм вычисления экономического распределения активных нагрузок в сложных гидро-тепловых энергосистемах на электронных цифровых машинах, Изв. АН СССР, «Энергетика и автоматика», 1960, № 1.

24. Шаханов В. С., Методика экономически целесообразного распределения резерва в гидро-тепловых энергосистемах с помощью электронных цифровых машин, «Теплоэнергетика», 1960, № 6.

25. Шаханов В. С., Метод и алгоритм вычисления частных производных электрических потерь в сложных сетях энергосистем на электронных цифровых машинах, «Электричество», 1960, № 12.

26. Шаханов В. С., Оптимальное распределение активных нагрузок в сложных гидро-тепловых энергосистемах и метод его расчета на цифровых вычислительных машинах, Доклад на научно-техническом совещании по применению новой вычислительной техники при проектировании и эксплуатации энергетических систем, Материалы совещания, вып. III, Киев, 1960.

27. Крумм Л. А., О разработке методики определения экономических режимов работы с более точным учетом уравнений электрической системы для цифровой вычислительной машины, Доклад на научно-техническом совещании по применению новой вычислительной техники при проектировании и эксплуатации энергетических систем, Материалы совещания, вып. II, Киев, 1960.

28. Шевченко В. А., Златопольский А. Н. и Азатова Л. А., О методах расчета технических характеристик тепловых электростанций с учетом применения вычислительной техники, Материалы к научно-техническому совещанию, вып. II, Киев, 1960.

29. Мельников Н. А., Учет потерь в сети при определении наивыгоднейшего режима энергосистемы, «Электричество», 1960, № 2.

30. Синьков В. М., Засенко В. Л., Коноваленко В. П. и Фолькман К. Ю., Вычислительное устройство для распределения активной нагрузки при заданном расходе топлива, «Электричество», 1960, № 8.

31. Горнштейн В. М., Методика учета режимов энергетических систем при проектировании, «Электричество», 1960, № 9.

32. Шаханов В. С., Алгоритм вычисления на электронных цифровых машинах экономического распределения нагрузок в энергосистемах, «Электрические станции», 1961, № 1.
33. Горнштейн В. М., Письмо в редакцию, «Теплоэнергетика», 1961, № 2.
34. Шаханов В. С., Методика вычисления на электронных цифровых машинах экономического распределения нагрузок в объединенных энергосистемах, «Электрические станции», 1961, № 5.
35. Гинзбург С. А., Горнштейн В. М. и Саволов С. А., Основные принципы построения вычислительной машины для оперативных расчетов экономического распределения нагрузок в объединенной энергосистеме, «Электрические станции», 1961, № 5.
36. Горнштейн В. М., Об определении наивыгоднейшего режима работы энергетических систем, «Электричество», 1961, № 8.
37. Горнштейн В. М., К вопросу о выборе наивыгоднейшего сочетания работающих агрегатов (распределение резерва) в системе, Труды ВНИИЭ, вып. XIII, Госэнергоиздат, 1961.
38. Картвелишвили Н. А., Гидрологические основы вероятностной теории режимов энергосистем с гидростанциями, Труды ВНИИЭ, вып. XIII, Госэнергоиздат, 1961.
39. Цветков Е. В., Вероятностная методика назначения оптимальных режимов энергосистем с гидростанциями длительного регулирования, Труды ВНИИЭ, вып. XIII, Госэнергоиздат, 1961.
40. Шаханов В. С., О методе распределения резерва в энергосистемах при помощи электронных цифровых машин, «Теплоэнергетика», 1961, № 12.
41. Денис Д. Б., Математическое программирование и электрические цепи, ИИЛ, 1961.
42. Крумм Л. А., Градиентный метод оптимизации режима объединенных энергосистем, Доклады на Всесоюзной конференции по качеству напряжения и его регулированию в электрических сетях и системах, М., 1961.
43. Смирнов К. А., Расчет экономического распределения активных и реактивных мощностей и оптимальных уровней напряжения в энергосистемах, Доклады на Всесоюзной конференции по качеству напряжения и его регулированию в электрических сетях и системах, М., 1961.
44. Маркович И. М. и Тейтельбаум В. Н., О методике экономического распределения активных мощностей в смешанной энергосистеме, «Электричество», 1962, № 1.
45. Смирнов К. А., Выбор наиболее экономичного состава включенных агрегатов, «Электричество», 1962, № 1.
46. Крумм Л. А., Об определении наивыгоднейшего режима работы энергетических систем, «Электричество», 1962, № 3.
47. Смирнов К. А., Расчет экономичного распределения активных и реактивных мощностей в энергосистеме при заданных ограничениях режима, «Электричество», 1962, № 3.
48. Усов С. В., Павлов Г. М. и Слабиков В. А., Вычислительное устройство для распределения нагрузок в энергосистемах с гидростанциями, «Электричество», 1962, № 3.
49. Шаханов В. С., О методе вычисления оптимальных режимов объединенных энергосистем с применением современных цифровых вычислительных машин, «Электричество», 1962, № 3.
50. Шаханов В. С., Общий алгоритм вычислительной и управляющей электронной цифровой машины для экономической оптимизации оперативных режимов сложных энергетических систем, «Электричество», 1962, № 4.
51. Холмский В. Г. и Щербина Ю., Учет ограничений при расчетах режимов электрических систем, обеспечивающих наименьшие потери, «Электричество», 1962, № 4.
52. Руденко Ю. Н. и Ясников В. Н., Об определении наивыгоднейшего режима работы энергетических систем, «Электричество», 1962, № 4.
53. Смирнов К. А., Определение относительного минимума функции в задачах оптимального распределения мощностей в энергетических системах при заданных пределах допустимого режима, «Электроэнергетика» (сборник статей), Изд. ЭНИН им. Г. М. Кржижановского, вып. 6, 1962.
54. Маркович И. М., Критерии выгодности останова или пуска агрегатов в энергосистеме, «Электричество», 1962, № 7.

55. Шаханов В. С., Методика применения электронных цифровых машин для вычисления энергетических характеристик конденсационных тепловых электростанций, «Теплоэнергетика», 1962, № 8.

56. Шаханов В. С., Методика вычисления на электронных цифровых машинах экономического распределения нагрузок в гидро-тепловых энергосистемах, Автореферат диссертации, М., 1962.

57. Крумм Л. А. и Сыров Ю. П., Оптимизация по градиентному методу режимов объединенных энергосистем, имеющих в своем составе гидроэлектростанции, Материалы к конференции по опыту и перспективам применения математических методов и электронных вычислительных машин в планировании, Новосибирск, 1962.

58. Картвелишвили Н. А., К общей постановке проблемы оптимизации режимов энергетических систем, Изв. АН СССР, ОТН, «Энергетика и автоматика», 1962, № 1.

59. Манукян Р. С. и Паверман С. В., Об использовании вычислительной машины для расчета оптимального распределения нагрузок между агрегатами электростанций, «Электричество», 1962, № 4.

60. Вопросы применения вычислительной техники в энергетических системах, Сборник статей, Изд. АН УССР, 1962.

61. Максимов А. И., Побегайло К. М., Максимов В. И., Попович Н. А., Филатова Л. И. и Шаханов В. С., Экономически целесообразное распределение резервов на электростанциях Донбассэнерго методом компенсации, «Электрические станции», 1963, № 2.

62. Крумм Л. А., Градиентный метод оптимизации режима объединенных энергосистем, «Электричество», 1963, № 5.

63. Маркович И. М., Режимы энергетических систем, Госэнергоиздат, 1963.

64. Горнштейн В. М., Работы ВНИИЭ в области оптимизации режимов энергосистем с помощью цифровых вычислительных машин, Сборник «Некоторые вопросы улучшения режимов объединенной энергосистемы Сибири» (Материалы семинара — совещания работников групп и служб режимов энергосистем Сибири), Кемерово, 1963.

65. Шаханов В. С., Методы ускорения сходимости итераций вычисления экономического распределения нагрузок в гидро-тепловых энергосистемах на электронных цифровых машинах, Труды МЭИ, Теплоэнергетика, вып. XLVI, М., 1963.

66. Журавлев В. Г., Об определении наивыгоднейшего режима работы энергетических систем, «Электричество», 1963, № 9.

67. Шаханов В. С., Кошелев М. Н. и Гончаренко А. С., Первый опыт оперативного планирования экономического распределения нагрузок в объединенной энергосистеме на электронной цифровой машине, «Электрические станции», 1963, № 12.

68. Смирнов К. А., Метод фиксированных параметров и метод базисных относительных приростов для расчета экономичного режима энергосистемы, «Электричество», 1964, № 1.

69. Громова В. Е., Силаков В. Н. и Цветков Е. В., Алгоритм и программа для расчета оптимальных режимов водохранилищ ГЭС Волжско-Камского каскада на ЭЦВМ «Урал-4», «Электричество», 1964, № 3.

70. Крумм Л. А. и Сыров Ю. П., Оптимизация градиентным методом режимов объединенных энергосистем, имеющих в своем составе гидроэлектростанции, «Электричество», 1964, № 4.

71. Горнштейн В. М., Об определении наивыгоднейшего режима работы энергосистем, «Электричество», 1964, № 6.

72. Шаханов В. С., О методах оптимизации режимов энергосистем при применении ЭЦВМ (дополнение к статье, опубликованной в журнале «Электричество», № 3 за 1962 г.), «Электричество», 1964, № 7.

73. Горнштейн В. М., О дополнении В. С. Шаханова к его статье, опубликованной в журнале «Электричество», 1962, № 3; «Электричество», 1964, № 7.

74. Смирнов К. А., Применение метода относительных приростов для расчета оптимального распределения мощностей в энергосистемах с учетом ограничений режима, «Электричество», 1964, № 7.

75. Горнштейн В. М., О статье К. А. Смирнова «Применение метода относительных приростов для расчета оптимального распределения мощностей в энергосистемах с учетом ограничений режима», «Электричество», 1964, № 8.



## ПРИБЛИЖЕННЫЙ АНАЛИТИЧЕСКИЙ СПОСОБ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЯ ЛАПЛАСА

Рассмотрим два приближенных аналитических способа решения уравнения Лапласа: интегральный метод и метод средних.

Уравнение Лапласа имеет вид:  
в декартовой системе координат

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

в полярной системе координат

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \varphi}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \theta^2} = 0. \quad (2)$$

Решение уравнения (1) будем искать в виде

$$\begin{aligned} \varphi = & A + C_0 \ln \sqrt{x^2 + y^2} + \sum_{m=1, 2, \dots} [(C_{1m} \operatorname{ch} \alpha_m x + \\ & + C_{2m} \operatorname{sh} \alpha_m x) \cos \alpha_m y + (C_{3m} \operatorname{ch} \alpha_m x + C_{4m} \operatorname{sh} \alpha_m x) \sin \alpha_m y + \\ & + C_{5m} \cos \alpha_m x + C_{6m} \sin \alpha_m x] \operatorname{ch} \alpha_m y + (C_{7m} \cos \alpha_m x + \\ & + C_{8m} \sin \alpha_m x) \operatorname{sh} \alpha_m y], \end{aligned} \quad (3)$$

где  $A, C_0, C_{1m}, C_{2m}, \dots, C_{8m}$  — произвольные постоянные, определяемые из граничных условий;

$$\alpha_m = \frac{m\pi}{l} \quad (l — \text{любое рациональное число}).$$

Решение уравнения (2) удобно находить в виде

$$\begin{aligned} \varphi = & A + C_0 \ln \rho + \sum_{n=1, 2} [(C_n \rho^n + C_{-n} \rho^{-n}) \cos n\theta + \\ & + (B_n \rho^n + B_{-n} \rho^{-n}) \sin n\theta]. \end{aligned} \quad (4)$$

Сущность интегрального метода состоит в том, что границу области разбивают на ряд участков и для каждого из них выполняют условие

$$\int_{x_1}^{x_2} [\varphi(x, y)_{y=y(x)} - K] ds = 0, \quad (5)$$

где  $y = y(x)$  — уравнение рассматриваемого участка границы;  $x_1$  и  $x_2$  — координаты начала и конца участка;

$K$  — заданное граничное условие на участке между  $x_1$  и  $x_2$ ;

$$ds = \sqrt{1 + y_{(x)}^2} dx.$$

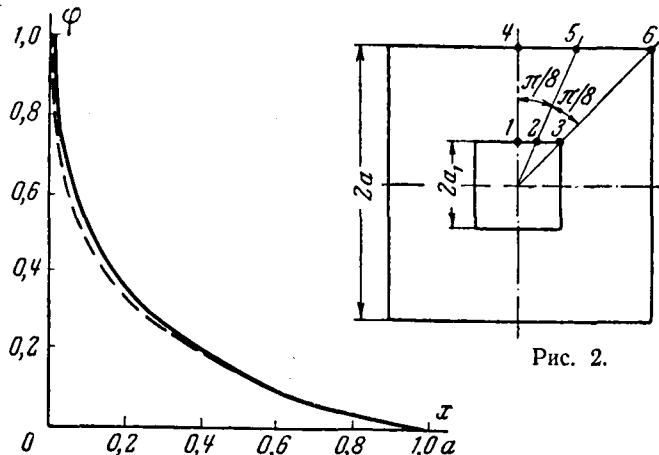


Рис. 1.

В полярных координатах уравнение (5) имеет вид:

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} [\varphi(\theta, \rho)_{\rho=\rho(\theta)} - K] ds, \quad (6)$$

где  $\rho = \rho(\theta)$  — уравнение участка границы;  $\theta_1$  и  $\theta_2$  — угловые координаты начала и конца участка;

$$ds = \sqrt{\rho^2 + \rho'^2} d\theta.$$

Подставляя  $\varphi$  из уравнений (3) или (4) в условия (5) или (6), получим систему линейных алгебраических уравнений, из которых могут быть определены постоянные, входящие в уравнение (3) или (4).

Принципиально этот метод является обобщением метода Бицено-Коха [Л. 1]. Если уравнение границы области  $y = y(x)$  не слишком громоздко, то выполнение условий (5) или (6) с использованием функции (3) или (4) не представляет труда. В противном случае удобнее использовать смешанный метод (на одной части контура граничные условия выполняются интегрально, на другой — в заданных точках).

Сущность метода средних заключается в следующем. Пусть граничные условия удовлетворены в  $N$  заданных точках. Это означает, что координаты каждой из этих точек последовательно подставлены в функцию (3) или (4) и последние в каждом случае приравнены к заданным граничным значениям функции в этих точках. При этом в ряду (3) или (4) удерживается  $s \leq N$  членов. Полученная система  $N$  линейных алгебраических уравнений с  $s$  неизвестными может быть сведена к системе  $s$  уравнений с  $s$  неизвестными путем сложения уравнений, составленных для соседних точек границы рассматриваемой области. Решив эту систему уравнений, найдем постоянные, входящие в уравнение (3) или (4).

Покажем применение этих приближенных методов к решению конкретных задач:

1. Определим поле в квадратной области со стороной квадрата  $2a$ , имеющей в своем центре заряженный диск радиуса  $r_0 = 0.01 a$ . В силу симметрии задачи функция (3) в данном случае принимает вид:

$$\varphi = A + C_0 \ln \frac{r_0}{\sqrt{x^2 + y^2}} + \sum_m C_m (\operatorname{ch} \alpha_m x \cdot \cos \alpha_m y + \cos \alpha_m x \cdot \operatorname{ch} \alpha_m y), \quad (7)$$

где

$$\alpha_m = \frac{m\pi}{2}.$$

Граничные условия задачи следующие:  $\varphi = 1$  при  $r = r_0$ ;  $\varphi = 0$  по периметру квадрата.

Вспользуемся интегральным методом. Границу  $y = a$  разобьем на две равные части и составим два уравнения, используя условие (5), положив  $m = 1$  и ограничиваясь тремя членами ряда (7). Учитывая, что в данном случае  $ds = dx$ , а  $K = 0$ , получим:

$$\int_0^{\frac{a}{2}} \varphi(x, y)_{y=a} dx = \int_0^{\frac{a}{2}} \left( A + C_0 \ln \frac{0,01}{\sqrt{1+x^2}} + C_1 \cos \frac{\pi x}{2} \operatorname{ch} \frac{\pi}{2} \right) dx = 0;$$

$$\int_{\frac{a}{2}}^a \varphi(x, y)_{y=a} dx = \int_{\frac{a}{2}}^a \left( A + C_0 \ln \frac{0,01}{\sqrt{1+x^2}} + C_1 \cos \frac{\pi x}{2} \operatorname{ch} \frac{\pi}{2} \right) dx = 0.$$



Из первого граничного условия получим третье уравнение

$$A + C_0 + 2C_1 = 1.$$

Решая эти три линейных алгебраических уравнения, получаем:

$$\varphi = 0,8246 + 0,236 \ln \frac{0,01}{\sqrt{x^2 + y^2}} - 0,0181 \left( \operatorname{ch} \frac{\pi x}{2} \cos \frac{\pi y}{2} + \cos \frac{\pi x}{2} \operatorname{ch} \frac{\pi y}{2} \right).$$

На рис. 1 показано сравнение этого решения при  $y=0$  (сплошная линия) с практически точным решением (пунктир), выполненным методом сеток на вычислительной машине «Стрела».

2. Рассмотрим задачу о распределении потенциала в области, показанной на рис. 2, если  $\frac{a_1}{a} = \frac{1}{3}$ . Граничные условия задачи следующие:  $\varphi = 0$  на наружном контуре,  $\varphi = 1$  на внутреннем контуре.

Решим задачу в полярных координатах методом средних. Ввиду симметрии задачи функция (4) примет вид:

$$\varphi = A + C_0 \ln \rho + \sum_{n=4, 8, 12, \dots} (C_n \rho^n + C_{-n} \rho^{-n}) \cos n\theta.$$

Граничным условиям удовлетворим в шести точках (рис. 2), ограничиваясь членами с  $n=4$ . При этом получим шесть алгебраических уравнений с четырьмя неизвестными. Складывая второе уравнение с третьим, а пятое с шестым и решая систему из четырех уравнений, найдем:

$$\varphi = 0,07365 - 1,0136 \ln \rho - (0,0712\rho^4 + 0,0024\rho^{-4}) \cos 4\theta.$$

Решение этой же задачи для  $\theta=0$  показано на рис. 3 (сплошная линия). Там же приведено решение [Л. 2], полученное из системы 16 уравнений с последующим уточнением.

3. Рассмотрим задачу о распределении потенциалов в области, изображенной на рис. 4, для которой  $\frac{r}{a} = 0,5$ . Граничные условия задачи и искомая функция те же, что и в предыдущем случае.

Граничному условию на внутреннем контуре удовлетворим точно, используя уравнение

$$C_n r^n + C_{-n} r^{-n} = 0;$$

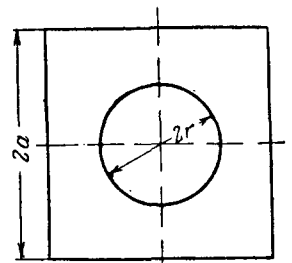
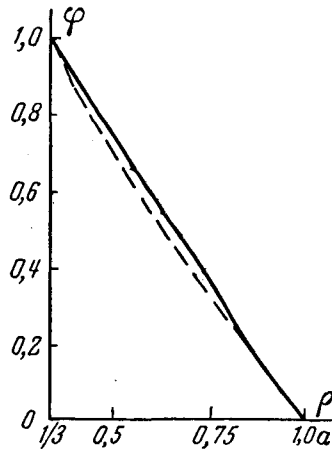


Рис. 4.

Рис. 3.

а на наружном — с помощью метода средних. Решая систему из шести уравнений, получим:

$$\varphi = 0,0988 - 1,3002 \ln \rho + (-0,09688\rho^4 + 3,7843 \cdot 10^{-4} \rho^{-4}) \cos 4\theta + (-2,2826 \cdot 10^{-3} \rho^8 + 3,483 \cdot 10^{-8} \rho^{-8}) \cos 8\theta.$$

Изложенный метод решения задач теории поля для уравнения Лапласа позволяет эффективно контролировать решение. Поскольку решение задачи дается гармонической функцией, то и погрешность — разность между точным и приближенным решением — также гармоническая функция. Так как гармоническая функция может принимать наибольшее и наименьшее значение только на границе области, то существует удобная (и притом неулучшаемая) оценка погрешности во всей рассматриваемой области:

$$|\varphi_T - \varphi| < |f_{\max}|,$$

где  $\varphi_T$  — точное решение задачи;

$\varphi$  — приближенное решение задачи;

$f_{\max}$  — максимальное значение погрешности на границе.

#### Литература

1. Ван Цзи-де, Прикладная теория упругости, Физматгиз, 1959.
2. Коллатц Л., Численные методы решения дифференциальных уравнений, Изд-во иностранной литературы, 1953.

Кандидат техн. наук Я. А. Барг  
и инж. А. Л. Лившиц  
Харьков



## ЛЕОНИД АЛЕКСАНДРОВИЧ ДУБИНСКИЙ

(К 60-летию со дня рождения)

В августе 1964 г. исполняется шестьдесят лет со дня рождения и тридцать пять лет инженерной деятельности видного советского энергетика Л. А. Дубинского.

Рано начал свою трудовую деятельность Леонид Александрович. Окончив в 1929 г. ЛЭТИ им. Ульянова-Ленина по специальности техника высоких напряжений, он после непродолжительной работы на заводе «Электроаппарат» поступил в Ленинградское Бюро Днепростроя, которое проектировало Днепровскую ГЭС им. В. И. Ленина.

Здесь, в Бюро Днепростроя, под руководством доктора техн. наук П. П. Лаупмана и корифея советской энергетики проф. В. А. Толвинского сложился коллектив высококвалифицированных электриков-проектировщиков гидроэлектростанций и энергосистем. На базе этого коллектива впоследствии было создано Ленинградское отделение института Гидроэнергопроект, где в основном и протекала деятельность Леонида Александровича в качестве начальника бюро, а затем — заместителя главного инженера.

В Ленинградском отделении института Гидроэнергопроект в полной мере проявились незаурядные способности Л. А. Дубинского — инженера с большим кругозором и крупного организатора проектирования электростанций и электросетей высокого напряжения. Коллектив электриков Ленгидэпа по праву занял ведущее положение в Советском Союзе в области проектирования электрической части ГЭС и энергосистем. Им



были запроектированы электрическая часть Днепровской ГЭС им. В. И. Ленина и ее восстановление, восстановление Свирских ГЭС, ГЭС Карельского перешейка и Кегумской ГЭС, выполнены проекты ГЭС Кольской и Карельской энергосистем, ряда мощных ГЭС, в том числе Усть-Каменогорской, Новосибирской, Бухтарминской и Воткинской, развезено проектирование Красноярской ГЭС.

Длительное время Леонид Александрович одновременно с проектной деятельностью занимался научно-исследовательской и педагогической работой в электротехнических институтах.

В связи с организацией в 1962 г. Всесоюзного проектно-исследовательского и научно-исследовательского института Энергосетьпроект Л. А. Дубинский был переведен в его Северо-западное отделение (Ленинград), где по настоящее время работает в качестве заместителя главного инженера отделения.

Вся деятельность Л. А. Дубинского направлена на то, чтобы получить наиболее прогрессивные проектные решения на базе научно-исследовательской работы, и в этой части он всегда получал должную поддержку со стороны таких крупнейших ученых страны, как А. А. Горов, В. А. Толвинский и М. П. Костенко.

Леонид Александрович на протяжении своей инженерной деятельности вел и ведет сейчас большую общественную работу. Общающийся с ним люди всегда встречают в его лице правдивого, общительного и душевного человека и товарища. В течение многих лет Л. А. Дубинский является членом редакционной коллегии журнала «Электричество».

За заслуги в области отечественной энергетики Л. А. Дубинский награжден орденом «Знак почета», несколькими медалями, в том числе «За оборону Ленинграда».

Приятно сознавать, что Леонид Александрович Дубинский встречает свое шестидесятилетие в расцвете сил, полным свойственным ему кипучей энергии.

А. А. Бесчинский, Л. И. Двоскин, Н. Г. Дроздов, Б. В. Дмитриевский, К. П. Крюков, А. Б. Крикунчик, Э. М. Магидсон, Л. Л. Петерсон, М. А. Реут, С. С. Рокотян, М. А. Саркисов, И. А. Сыромятников, Б. С. Успенский, А. М. Федосеев, М. Э. Хейфиц, Ю. А. Якуб и др.



УДК 621.3:378.24

## ДИССЕРТАЦИИ<sup>1</sup> НА СОИСКАНИЕ УЧЕНОЙ СТЕПЕНИ КАНДИДАТА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

### МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**В. В. Ежков** защитил 15 марта 1963 г. диссертацию на тему «Расчеты динамических переходных процессов электрических систем с применением цифровых вычислительных машин». Официальные оппоненты: д. т. н. Л. В. Цукерник и к. т. н. Н. И. Соколов.

Выполнено научное исследование по вопросам повышения точности расчетов электромеханических переходных процес-

сов в энергосистемах, эффективного использования для этих расчетов универсальных электронных цифровых вычислительных машин, а также обоснования применяемых упрощений при использовании простых вычислительных средств.

**Л. К. Возягин** защитил 15 марта 1963 г. диссертацию на тему «О возможности расширения области применения неполнофазных режимов однофазного автоматического повторного включения (ОАПВ) на линиях с односторонним и двусторонним питанием». Официальные оппоненты: проф. Н. А. Мельников и к. т. н. М. П. Розенноп.

Проведено исследование условий работы коммутационной аппаратуры на приемных концах линий с односторонним пи-

<sup>1</sup> С диссертациями можно ознакомиться в Государственной библиотеке им. В. И. Ленина и в библиотеках институтов по месту защиты.

танием. Дан анализ величин напряжений, характеризующих условия погасания дуги в месте повреждения или между контактами коммутационной аппаратуры. Произведены выбор и исследование поведения избирательных органов конца линии для осуществления ОАПВ. Исследовано поведение реле сопротивления на линиях с двусторонним питанием.

**А. А. Шацилло** защитил 22 марта 1963 г. диссертацию на тему «Тяговый привод электроподвижного состава». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Д. К. Минов и к. т. н. В. Н. Хлебников.

Изложены важнейшие вопросы теории и определения оптимальных параметров элементов привода. Подробно рассмотрены вопросы теории, расчета, конструирования и технологические вопросы тягового привода. Разработан и внедрен в практическую жизнь ряд усовершенствований, направленных на улучшение ходовых частей электровозов и повышение использования сцепного веса.

**А. И. Ступель** защитил 29 марта 1963 г. диссертацию на тему «Внутренние перенапряжения в линиях передач постоянного тока и их ограничения». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. И. Долгинов, к. т. н., доц. Л. Ф. Дмоховская и к. т. н., доц. В. М. Маранчак.

В работе на основе вероятностных зависимостей изложен метод определения расчетного числа преобразовательных мостов, участвующих в различных аварийных процессах, показана возможность замещения регуляторов эквивалентных сопротивлений, установлены области погасания вентилей преобразователей и возможность моделирования различных передач постоянного тока на опытно-промышленной передаче Кашира — Москва. Автором предложены новые способы ограничения перенапряжений путем настройки системы выходных устройств линии на определенную частоту, изменения кривой э. д. с. аварийного преобразователя и выбора оптимального коэффициента усиления регуляторов тока.

**Ф. Ф. Карпов** защитил 19 апреля 1963 г. диссертацию на тему «Количественные показатели качества напряжения и их применение при проектировании и эксплуатации распределительных электрических сетей». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. Г. Холмский и к. т. н., доц. Л. А. Солдаткина.

Автор рассматривает показатели качества напряжения для распределительных сетей с симметричными системами напряжений и токов, определяет оптимальный режим регулирования напряжения на шинах источника питания. Рассматриваются вопросы качества напряжения для сетей с различными сопротивлениями фаз и несимметричными нагрузками. Даются формулы для определения коэффициентов, характеризующих неуравновешенность и несимметрию нагрузок линий. Вопрос об определении показателей качества напряжения рассматривается с учетом экономической оценки работы приемников для распределительных электрических сетей промышленных предприятий, питающих асинхронные двигатели.

**И. Ф. Ильинский** защитил 24 мая 1963 г. диссертацию на тему «Транзисторные преобразователи частоты для регулирования электрических машин». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Д. Е. Брускин и к. т. н. С. М. Доманицкий.

Работа посвящена вопросу, связанному с разработкой и исследованием бесконтактных электроприводов малой мощности. Автор разработал новый усилитель — преобразователь с самоподмагничиванием и с высокой стабильностью характеристик и высоким коэффициентом усиления, а также новый двухфазный усилитель-преобразователь и оригинальный бесконтактный синхронный усилитель с возбуждением со стороны статора.

#### ВСЕСОЮЗНЫЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ (МОСКВА)

**Ф. А. Лихачев** защитил 10 мая 1963 г. диссертацию на тему «Компенсация емкостных токов замыкания на землю в высоковольтных сетях и некоторые вопросы защиты от грозозовых и внутренних перенапряжений». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. И. Долгинов и к. т. н. ст. науч. сотр. Н. Н. Беляков.

В опубликованных трудах, представленных к защите, освещаются такие вопросы, как компенсация емкостных токов в высоковольтных сетях; защита электрических установок

от грозозовых перенапряжений и заземляющие устройства; исследование внутренних перенапряжений в действующих сетях.

**И. Б. Болотин** защитил 10 мая 1963 г. диссертацию на тему «Измерение мощности и энергии, выделяемой электрической дугой при испытании отключающих аппаратов, с применением эффекта Холла». Официальные оппоненты: д. т. н., проф., В. Ю. Гессен и к. т. н., ст. науч. сотр. Н. И. Чернышев.

Теоретические и экспериментальные исследования показали, что датчик э. д. с. Холла может быть с успехом применен для измерения мгновенной мощности и энергии электрической дуги в условиях, имеющих место при испытаниях электрических аппаратов. Получены формулы, которые дают возможность, зная конфигурацию поля и место расположения датчика Холла, определить погрешность выходного напряжения датчика.

#### ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ ЭЛЕКТРОМЕХАНИКИ (МОСКВА)

**З. К. Сазонов** защитил 14 февраля 1963 г. диссертацию на тему «Исследование асинхронизированного синхронного (АС) генератора». Официальные оппоненты: д. т. н. И. Д. Урусов и к. т. н. Г. В. Михневич.

В работе дан анализ рабочего процесса АС машин; проведено исследование параллельной работы АС генераторов; проанализированы переходные процессы АС генераторов (при законе регулирования с полной компенсацией инерционности цепи ротора); исследована работа АС генератора на электродинамической модели, а также на электронной вычислительной машине непрерывного действия.

#### АКАДЕМИЯ КОММУНАЛЬНОГО ХОЗЯЙСТВА (МОСКВА)

**М. И. Аксенов** защитил 18 марта 1963 г. диссертацию на тему «Исследование основных параметров троллейбусов междугороднего сообщения в условиях тяжелого профиля с заснеженным уклоном». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. Е. Розенфельд и инж. А. П. Пролыгин.

Автором диссертации рассматриваются особенности эксплуатации троллейбусов на линиях с тяжелым профилем, основные размеры и динамические показатели троллейбусов, тип, мощность и количество тяговых электродвигателей, вопросы безопасности движения. Исследуются неустановившиеся процессы в силовых цепях троллейбуса.

#### ОБЪЕДИНЕННЫЙ УЧЕНЫЙ СОВЕТ ПРИ ВСЕСОЮЗНОМ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОМ И ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСКОМ ИНСТИТУТЕ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОГО МАШИНОСТРОЕНИЯ (МОСКВА)

**В. А. Ивобатенко** защитил 26 апреля 1963 г. диссертацию на тему «Исследование процесса редуцирования труб и многодвигательного электропривода непрерывных редуцированных станков». Официальные оппоненты: д. т. н. Ю. М. Матвеев и к. т. н. О. В. Слежановский.

Дано математическое описание и моделирование установившихся режимов работы редуцированного стана с индивидуальными электроприводами клетей. Рассмотрены: основные силовые взаимосвязи и кинематика процесса редуцирования труб с натяжением; математическое моделирование установившихся режимов работы редуциционно-растяжного стана и его многодвигательного электропривода; переходные режимы работы редуцированных станков. Проведено экспериментальное исследование редуциционно-растяжного стана.

#### ЛЕНИНГРАДСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**Г. Г. Соколовский** защитил 26 апреля 1963 г. диссертацию на тему «Исследование астатической системы автоматического регулирования скорости секции бумагоделательной машины». Официальные оппоненты: д. т. н. А. В. Фатеев и к. т. н., доц. Ю. Я. Сабинин.

Предложен способ нахождения желаемых характеристик аstaticкой системы регулирования скорости секции бумагоделательной машины. Рассмотрен ряд корректирующих связей с точки зрения возможности получения требуемого вида логарифмических частотных характеристик системы. Разработан способ совместного определения коэффициента усиления усилителя и параметров охватывающих его связей. Проведены расчеты с последующей экспериментальной проверкой.

**А. Н. Ткаченко** защитил 26 апреля 1963 г. диссертацию на тему «Исследование фотоэлектрических флюксметров (ФЭФ)». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Р. Р. Харченко и к. т. н., ст. науч. сотр. Е. Н. Чечурин.

Дано описание схем ФЭФ, расчет и теоретический анализ работы приборов в квазистатическом и динамическом режимах. Теоретически и экспериментально анализируется ряд факторов, определяющих предел чувствительности ФЭФ. Описан разработанный автором и внедренный на заводе «Вибратор» ФЭФ типа Ф18.

#### ИНСТИТУТ ЭЛЕКТРОМЕХАНИКИ (ЛЕНИНГРАД)

**В. П. Анемподистов** защитил 21 февраля 1963 г. диссертацию на тему «Некоторые вопросы внутреннего охлаждения обмоток мощных турбогенераторов». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Е. Г. Комар и к. т. н. В. В. Титов.

Рассматриваются проблемы как газового, так и жидкостного охлаждения обмоток. Этим подводится экспериментально-расчетная база для сооружаемых в настоящее время турбогенераторов с газовым охлаждением и подводится основа создания будущих сверхмощных машин с жидкостным охлаждением. Дан обзор всех известных работ в этой области, их критический анализ, приведены результаты экспериментальных исследований автора на моделях, приведены расчеты ряда машин.

**Г. А. Шнеерсон** защитил 4 апреля 1963 г. диссертацию на тему «Исследования, связанные с получением сильного магнитного поля с малым временем нарастания путем разряда высоковольтной конденсаторной батареи на одновитковый соленоид». Официальные оппоненты: д. т. н., чл.-корр. АН СССР Л. Р. Нейман и к. т. н. А. М. Столов.

Работа посвящена проблеме создания быстронарастающих импульсных магнитных полей. Получены оригинальные теоретические результаты по расчету таких полей в одновитковых соленоидах при наличии сильного поверхностного эффекта с учетом индуктивности шин, связывающих соленоид с источником питания. Проведены экспериментальные исследования.

**В. Г. Новицкий** защитил 4 апреля 1963 г. диссертацию на тему «Статическая устойчивость электрической системы, содержащей электропередачу постоянного тока (ЭПТ)». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Ю. Г. Толстов и к. т. н., доц. О. В. Щербачев.

Рассмотрены основные соотношения, характеризующие установившиеся работы мостовых и двухмостовых преобразователей ЭПТ. Проведен учет влияния ЭПТ на статическую устойчивость электросистем переменного тока; дан анализ устойчивости системы автоматического регулирования ЭПТ. Рассмотрен приближенный метод анализа и способы повышения статической устойчивости систем переменного тока и ЭПТ путем специального регулирования. Проанализирована устойчивость реальной электрической системы, включающей в себя ЭПТ Волгоград — Донбасс. Дано описание экспериментальной проверки выполненных исследований и расчетов.

#### КИЕВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**Ю. М. Колинболотский** защитил 11 марта 1963 г. диссертацию на тему «Нормальные и предельные термические и электрические режимы работы мощных полупроводниковых вентилях (ПВ)». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. В. Г. Комар и к. ф.-м. н., доц. Е. Н. Димарова.

Работа освещает следующие вопросы: связь электрических характеристик ПВ с их температурным режимом; уста-

новившийся температурный режим ПВ при стационарной нагрузке; переходные электрические и термические режимы работы ПВ; рациональное построение системы параметров ПВ с учетом вопросов надежности; некоторые особенности расчета выпрямителей с ПВ.

**Ю. Д. Кобцев** защитил 15 апреля 1963 г. диссертацию на тему «Сопротивления с заданной нелинейностью и термостабильностью на основе дигборида титана». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. И. С. Павлов и к. т. н. В. А. Гайжевский.

Разработаны линейные и нелинейные термостабильные полупроводниковые сопротивления на основе нового материала дигборида титана. Работа содержит большое экспериментальное исследование сопротивлений из нового материала с лучшими свойствами.

#### ОБЪЕДИНЕННЫЙ УЧЕНЫЙ СОВЕТ ОТДЕЛЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК АН УССР (КИЕВ)

**Г. А. Апостолов** защитил 9 марта 1963 г. диссертацию на тему «Изучение грозовой деятельности на территории Киргизии (применительно к вопросам грозозащиты электропередач)». Официальные оппоненты: д. т. н. Г. А. Григорьевич и к. ф.-м. н. М. А. Петросянц.

Рассматривается грозовая деятельность на территории Киргизии путем анализа и обобщения данных метеостанций, разработки специального регистратора грозовых разрядов и анализа результатов регистрации, анализа опыта эксплуатации сетей Киргизэнерго. Получены новые сведения о повышении грозовой деятельности в отдельных районах Киргизии, особенно в районе высотой 1 000—2 000 м, о грозопоражаемости наземных объектов и грозовых отключениях линий.

#### ЛЬВОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**А. Д. Поздеев** защитил 14 марта 1963 г. диссертацию на тему «Исследование электромагнитных муфт скольжения (ЭМС) с массивным стальным якорем». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Г. П. Губенко и д. т. н., проф. Г. Н. Петров.

Проведен анализ различных муфт скольжения, области применения ЭМС и тормозов с массивным якорем, дан анализ методов их расчета. Излагается теория и расчет ЭМС и тормозов с полусами чередующейся полярности и гладким массивным ферромагнитным якорем. Описываются экспериментальные исследования ЭМС и тормозов с массивным якорем.

#### ДНЕПРОПЕТРОВСКИЙ ГОРНЫЙ ИНСТИТУТ ИМ. АРТЕМА

**Э. М. Гутман** защитил 21 июня 1962 г. диссертацию на тему «Исследование влияния токов утечки электровозного транспорта горных предприятий с открытой разработкой на подземные сооружения и методы их защиты». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Р. М. Лейбов; д. ф.-м. н. М. И. Розовский и к. т. н., доц. Д. Б. Ломазов.

Теоретически и экспериментально исследованы процессы распространения блуждающих токов в условиях горных предприятий с открытой разработкой, имеющих электровозный транспорт. Разработаны корреляционные методы исследования нестационарного поля блуждающих токов. Предложена установка с высокими технико-экономическими показателями для электрозащиты оболочек силовых кабелей, имеющих заземляющие устройства. Намечены и проверены опытными установками эффективные проектные мероприятия по защите от блуждающих токов электровозной откатки.

#### НОВОЧЕРКАССКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**П. А. Золотарев** защитил 6 мая 1963 г. диссертацию на тему «Условия работы и особенности конструкции тяговых электродвигателей электровозов переменного тока со статическими преобразователями». Официальные оппоненты: академик АН СССР М. П. Костенко и д. т. н.,

Экспериментально доказана возможность осуществления мощных тяговых двигателей для индивидуального привода на малом диаметре якоря. Имеется возможность осуществления опорно-рамной подвески для тяговых двигателей грузовых электровозов с индивидуальным приводом и широкой унификации электровозов. Предложены новые способы улучшения коммутации и новые соотношения для учета особенностей работы двигателей пульсирующего тока. Предложены меры по повышению надежности работы электровозов.

#### БЕЛОРУССКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**Я. И. Онацкий** защитил 19 апреля 1963 г. диссертацию на тему «Автоматизированный электропривод с электромагнитной муфтой скольжения (ЭМС)». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Т. П. Губенко и к. т. н., доц. И. Н. Бируля.

Анализируются статические режимы работы асинхронного электропривода с ЭМС, работа электропривода с ЭМС на ударную и пульсирующую нагрузку и в режиме постоянной мощности. Исследованы статические и динамические характеристики систем автоматического регулирования с ЭМС.

#### КАУНАССКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**А. Б. Лабудис** защитил 11 мая 1962 г. диссертацию на тему «К вопросу теории расчета и конструирования однофазных экранированных двигателей (ЭД)». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Т. П. Губенко и к. т. н., доц. С. И. Морозос.

Работа посвящена теоретическому и экспериментальному исследованию электромагнитных процессов ЭД с учетом высших пространственных гармоник магнитного поля. Получены новые выводы по вопросу влияния параметров ротора на пусковой момент машины. Приведены выводы по вопросу подбора величины воздушного зазора и влияния высших временных гармоник на характеристики ЭД. Проведено широкое экспериментальное исследование зоны разгона механической характеристики ЭД.

#### ГРУЗИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ (ТБИЛИСИ)

**Г. Ф. Долидзе** защитил 5 марта 1963 г. диссертацию на тему «Дифференциально-фазная защита сборных шин». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. А. М. Федосеев и к. т. н., доц. И. С. Курдиани.

Дано описание трех разных схем дифференциально-фазной защиты сборных шин, предложенных автором совместно с другими инженерами. Рассматриваются вопросы, связанные с выбором характеристики пусковых органов и схемы защиты шин. Показана возможность осуществления исследуемой дифференциально-фазной защиты сборных шин с одним пусковым органом на фазу с помощью применения кристаллических полупроводников. Произведен анализ влияния фильтров тока симметричных составляющих при внешнем и внутреннем коротких замыканиях и даны рекомендации по выбору их типов. Анализ выполнен с учетом погрешностей трансформаторов тока. Рассмотрены вопросы, связанные с влиянием на работу защиты постоянной составляющей тока и токов высших гармоник.

#### КУЙБЫШЕВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

**Г. А. Дикушин** защитил 9 апреля 1963 г. диссертацию на тему «Автоматическое регулирование технологических режимов при анодно-механической обработке твердосплавного инструмента». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Л. Ф. Куликовский и д. т. н., проф. А. Н. Резников.

Проведены исследования технологических зависимостей при анодно-механической обработке и влияния электромеханических параметров на качественные показатели при такой обработке; проведены также исследования установившихся режимов и выбор законов регулирования при обработке технологических параметров. Рассмотрено построение систем автоматического регулирования технологического режима при анодно-механическом профилировании и заточке резцов; проведено исследование динамических свойств системы автоматического регулирования.

#### УРАЛЬСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ (СВЕРДЛОВСК)

**В. Н. Орлов** защитил 7 мая 1962 г. диссертацию на тему «Мешающие влияния между высокочастотными каналами смежных линий электропередачи (ЛЭП)». Официальные оппоненты: д. т. н., проф. Н. Н. Миролубов и к. т. н., доц. В. Е. Поляков.

Получено общее решение задачи о влиянии между многопроводными линиями, расположенными на разных опорах. Это решение может быть использовано для производства расчетов с помощью автоматических вычислительных машин. Разработана методика приближенного расчета переходного затухания между высокочастотными каналами, работающими по смежным ЛЭП.

*Доц. А. С. Сергеев*



## НОВЫЕ КНИГИ

- Автоматика и вычислительная техника. (Сборник статей. Труды института электроники и вычислительной техники АН Латв. ССР.) Редколлегия: Л. П. Леонтьев (отв. ред.) и др. Изд-во АН Латв. ССР, 1963, стр. 296, ц. 1 р. 26 к.
- Адаменко А. И. Двигатели для однофазных трехпроводных сетей. Киев, Изд-во АН УССР, 1963, стр. 127, ц. 36 к.
- Анхимюк В. Л. Теория автоматического регулирования. (Конспект лекций). «Высшая школа», 1964, стр. 220, ц. 36 к.
- Бесекерский В. А., Востоков С. Б. и Цейтлин Я. М. Электромеханические сглаживающие устройства, «Судостроение», 1964, стр. 146, ц. 52 к.
- Вавилов Е. Н. и Портной Г. П., Синтез схем электронных цифровых машин. «Сов. радио», 1963, стр. 440, ц. 1 р. 15 к.
- Веников В. А. и Литкес И. В. Математические основы теории автоматического управления режимами электросистем. (Учеб. пособие для энергет. вузов и фак.) «Высшая школа», 1964, стр. 202, ц. 49 к.
- Вершинин Н. И., Вейцайзер А. Л. и Яковлев В. М. Автоматический контроль. (Б-ка по автоматике. Вып. 90). «Энергия», 1964, стр. 144, ц. 53 к.
- Воронов Н. П. Эксплуатация аккумуляторов. Воениздат, 1964, стр. 100, ц. 19 к.
- Выбор структуры и расчет элементов систем автоматического управления. (Сборник статей). Под ред. Б. Н. Петрова (Труды Моск. авиац. ин-та им. Серго Орджоникидзе. Вып. 115). «Машиностроение», 1964, стр. 132, ц. 59 к.
- Вычислительные машины непрерывного действия. (Учеб. пособие для вузов.) «Высшая школа», 1964, стр. 553, ц. 1 р. 12 к. Перед загл. авт.: В. Б. Смоллов, А. Н. Лебедев, К. А. Сапожков и др.
- Вычислительные системы. (Сборник трудов Ип-та математики Сиб. отд-ния АН СССР). Новосибирск, 1964, стр. 78, ц. 35 к.
- Готман П. Е., Березин В. Б. и Хайкин А. М. Электротехнические материалы. Справочник. «Энергия», 1964, стр. 352, ц. 1 р. 40 к.
- Гурвич В. Г. и Колузаев А. М. Ремонт и эксплуатация быстродействующих выключателей типа ВАБ-28. (Б-ка электромонтера. Вып. 117.) «Энергия», 1964, стр. 55, ц. 10 к.
- Гусейнов Ф. Г. Некоторые вопросы энергетических систем и их режимов. Баку, Азернешр, 1963, стр. 175, ц. 71 к.
- Деянов В. А. и Новиков А. Ф. Автоматические защиты блочных установок 150 и 200 Мвт. Москва, Бюро технической информации Оргрэн, 1964, стр. 52, ц. 14 к.
- Дидух Ю. И. и Кутьин А. И. Опыт эксплуатации аппаратуры режимной автоматики ртутных выпрямителей. (Б-ка электромонтера. Вып. 119.) «Энергия», 1964, стр. 65, ц. 12 к.
- Дружинин Г. В. Надежность устройств автоматики. «Энергия», 1964, стр. 320, ц. 99 к.
- Захаров Ю. К. Преобразователи напряжения на полупроводниковых триодах. Воениздат, 1964, стр. 102, ц. 18 к.
- Ивахненко А. Г. Кибнетические системы с комбинированным управлением. Киев, Гостехиздат, УССР, 1963, стр. 487, ц. 1 р. 58 к., на укр. яз.
- Ильин В. А. и Левин А. А. Системы промышленной телемеханики. Справочник. Под общ. ред. Б. С. Сотскова. Т. 1. ГосИНТИ, 1964, стр. 192, ц. 3 р.
- Испытания маслонаполненных кабелей, кабелей с газом под давлением и арматуры к ним. Рекомендации МЭК. Центр. ин-т науч. техн. информации, стандартизации и нормализации электропром-сти, 1964, стр. 52, ц. 16 к.
- Коваленский И. В. Релейная защита электродвигателей высокого напряжения. (Б-ка электромонтера. Вып. 120.) «Энергия», 1964, стр. 81, ц. 15 к.
- Киреев Б. Б. и Неупокоев Б. А. Полупроводниковые элементы ЭЦВМ. Расчеты и схемы. «Сов. радио», 1964, стр. 264, ц. 70 к.
- Кудряшов Г. Ф. и Чекменев Е. Е. Автоматизированные дизельные электроагрегаты. «Машиностроение», 1964, стр. 351, ц. 1 р. 26 к.
- Левит Н. Б. и Подгайный В. К. Автоматика. Воениздат, 1964, стр. 400, ц. 1 р. 6 к.
- Магнитные элементы цифровой техники. Под ред. А. Мейергофа. Перев. с англ. (Под ред. М. А. Розенблата и Л. П. Крайзера). «Энергия», 1964, стр. 400, ц. 2 р. 51 к.
- Марковский Ф. Т. и Трегуб А. П. Общая электротехника. Машгиз, 1963, стр. 332, ц. 1 р. 10 к.
- Миллер Е. В. Основы теории электропривода. (Учеб. пособие для вузов). Изд. 2-е, испр. и доп. Росвузиздат, 1963, стр. 344, ц. 74 к.
- Михневич Г. В. Синтез структуры системы автоматического регулирования возбуждения синхронных машин. «Наука», 1964, стр. 232, ц. 1 р. 26 к.
- Невраев В. Ю. и Петелин Д. П. Системы автоматизированного электропривода переменного тока. (Б-ка по автоматике. Вып. 94.) «Энергия», 1964, стр. 104, ц. 36 к.
- Нельсон О. и Вудс Р. Обработка учебной информации на электронных вычислительных машинах. Перев. с англ. Под ред. М. А. Королева. Госфиниздат, 1963, стр. 132, ц. 54 к.
- Неслуховский К. С. Цифровые дифференциальные анализаторы. Физматгиз, 1963, стр. 303, ц. 88 к.
- Пасечник Н. Д. Элементарная электротехника. 7-е стереотип. изд. Киев, Гостехиздат УССР, 1963, стр. 235, ц. 41 к.
- Петров Г. Н. Электрические машины. (Учебник для электротехн. и энергет. фак. и вузов). В 3 ч. Изд. 2-е, переработ. Ч. 2. Асинхронные и синхронные машины. Госэнергоиздат, 1963, стр. 416, ц. 1 р. 47 к.
- Переработка ядерного горючего. Под ред. С. Столера и Р. Ричардса. Сокр. перев. с англ. (Под ред. А. П. Зефилова). Атомиздат, 1964, стр. 647, ц. 4 р. 39 к.
- Плетнев Л. Ф. Устройства автоматики в городских электросетях. (Б-ка электромонтера. Вып. 121.) «Энергия», 1964, стр. 64, ц. 12 к.
- Полупроводниковые приборы в измерительной технике. (Сборник статей.) Перев. с нем. Под ред. М. А. Земельмана. «Энергия», 1964, стр. 256, ц. 1 р. 9 к.
- Попков С. Л. и Попков Ю. С. Непрерывные и дискретные следящие системы. «Энергия», 1964, стр. 304, ц. 93 к.
- Правила технической эксплуатации и безопасности обслуживания электроустановок промышленных предприятий. Утв. Глав. энергет. упр. при Госплане СССР «Союзглавэнерго» 10/II 1961 г., Кемерово, Кн. из-во, 1963, стр. 359, ц. 1 р. 20 к.
- Правила устройства электроустановок. Изд. 3-е, переработ. и доп. «Энергия», 1964, стр. 456, ц. 2 р. 21 к.
- Проектирование инвариантных следящих приводов. (Учеб. пособие для энергет. вузов и фак.) Перед загл. авт.: В. Н. Яворский, А. А. Бессонов, А. И. Коротаев, А. М. Потапов. «Высшая школа», 1963, стр. 475, ц. 93 к.
- Проектирование и расчет следящих систем. Перед загл. авт.: Д. В. Васильев, Б. А. Митрофанов, Г. Л. Рабкин и др. «Судостроение», 1964, стр. 607, ц. 1 р. 89 к.
- Пульвер Ю. М. Индукционные электромеханические элементы вычислительных и дистанционно-следящих систем. «Машиностроение», 1964, стр. 294, ц. 1 р. 3 к.
- Реза Ф. и Сили С. Современный анализ электрических цепей. Перев. с англ. Под ред. Г. В. Микуцкого. «Энергия», 1964, стр. 480, ц. 1 р. 90 к.
- Рогинский В. Н. Построение релейных схем управления. «Энергия», 1964, стр. 423, ц. 1 р. 33 к.
- Сборник правил техники безопасности при производстве электромонтажных работ. (Переработ. и доп. изд.) «Энергия», 1964, стр. 336, ц. 1 р. 38 к.
- Сочивко В. П. Электронные опознающие устройства. (Б-ка по автоматике. Вып. 91.) «Энергия», 1964, стр. 56, ц. 21 к.
- Сигорский В. Анализ электронных схем. Изд. 3-е, стереотип. Киев, Гостехиздат УССР, 1964, стр. 199, ц. 76 к.
- Теоретические основы электротехники. (Учебник для вузов). В 3 ч. Под ред. Г. И. Атабекова. Ч. 1. Атабеков Г. И. Линейные электрические цепи. Изд. 2-е, переработ. и доп. «Энергия», стр. 311, ц. 1 р. 15 к.
- Томович Р. и Карплюс У. Быстродействующие аналоговые вычислительные машины. Перев. с англ. Под ред. Б. Я. Когана. «Мир», 1964, стр. 325, ц. 1 р. 19 к.
- Юлиус Т. Ту. Цифровые и импульсные системы автоматического управления. Перев. с англ. Под ред. В. В. Солодовникова. «Машиностроение», 1964, стр. 703, ц. 2 р. 38 к.

Уайт Д. С. и Вудсон Г. К. Электромеханическое преобразование энергии. Перев. с англ. Под ред. С. В. Страхова. «Энергия», 1964, стр. 528, ц. 3 р. 62 к.

Устинов П. И. Обслуживание стационарных свинцово-кислотных аккумуляторов. (Б-ка электромонтера. Вып. 124.) «Энергия», 1964, стр. 80, ц. 15 к.

Шадрин В. Н. Фазовое управление от магнитной ленты. (Б-ка по автоматике. Вып. 96.) «Энергия», 1964, стр. 86, ц. 30 к.  
Шилейко А. В. Цифровые модели. (Б-ка по автоматике. Вып. 95.) «Энергия», 1964, стр. 112, ц. 38 к.

Электрические измерения. Общий курс. (Учебник для энергет. фак. и вузов.) Под ред. А. В. Фремке. Изд. 3-е, переработ. и доп. Госэнергоиздат, 1963, стр. 430, ц. 1 р. 4 к.

Alexander William<sup>1</sup>. Electrical instruments and measurements. (Электроизмерительные приборы и измерения). London, 1962.

Amber George H. and Amber Paul S. Anatomy of automation. (Основы автоматизации). Englewood Cliffs (N. J.), Prentice-Hall, 1962.

Association for computing machinery. New York National conference, 1962, vol. 1. (Обработка технической информации. Материалы национальной конференции ассоциации вычислительных машин). New York, 1962.

Automatic control handbook. Advisory ed. A. T. Burdett (Автоматическое регулирование. Справочник). London, Newnes, 1962.

Baldwin Clifford Thomas. Fundamentals of electrical measurements. (Основы электрических измерений). New York, Under, 1962.

Bellman Richard. Adaptive control processes a guided tour. (Использование динамического программирования для численного решения задач теории регулирования). Princeton Univ. press, 1961.

Велинов Димитър. Техника на безопасността при статично электричество. (Техника безопасности в электростатике). София, Профиздат, 1963.

Clark Frank M. Insulating materials for design and engineering practice. (Электроизоляционные материалы). New York — London, Wiley, 1962.

Clark Robert N. Introduction to automatic control systems. (Системы автоматического регулирования). New York — London, Wiley, 1962.

Hartley Michael George. An introduction to electronic analogue computers. (Электронные моделирующие устройства). London, Methuen; New York, Wiley, 1962.

Hösl Alfred. Die neuzeitliche und vorschrittmässige Elektro-Installation. Wohnungsbau. Gewerbe. Landwirtschaft. (Современные электрические установки в жилищном строительстве, промышленности и сельском хозяйстве). Heidelberg, Hüthig, 1962.

<sup>1</sup> Перечисленные ниже книги иностранных изданий имеются в библиотеке им. Ленина. Эти книги или микрофильмы с них могут быть высланы во временное пользование в порядке межбиблиотечного абонемента.

Заказы на книги нужно направлять только на бланках библиотеки им. Ленина с указанием автора, названия книги, места и года издания, шифра книги или микрофильма по адресу: Москва-центр, Государственная библиотека им. Ленина, отдел МБА.

Через бюро обслуживания библиотеки им. Ленина можно заказать в постоянное пользование фотокопии или микрофильмы этих книг. Заказы принимаются как от учреждений, так и от отдельных лиц и высылаются наложенным платежом.

Journées d'études sur le controle optimum et les systèmes non linéaires (Симпозиум по оптимальному регулированию и нелинейным системам). Paris, 1962.

Карпачев Борис Хр. и др., Эксплуатация и ремонт на электроизмерительных аппаратах. (Эксплуатация и ремонт электроизмерительной аппаратуры). София, Техника, 1963.

Krohn Gerhard. Lampen und Leuchten. (Лампы и светильники). Ein internationaler Formenquer-Schnitt. München, Callwey, 1962.

Lighting. (Освещение). By J. W. Favié, C. P. Damen, G. Hietbrink, N. J. Quaedflieg. Eindhoven „Centrex“, 1962.

Loutzky Simon. Calcul pratique des machines électriques à courant continu. (Расчет электрических машин постоянного тока). Paris, Eyrolles, 1963.

Moderne Geräte und Verfahren der elektrischen Messtechnik. (Современные приборы и методы электрической измерительной техники). Berlin, VDE — Verl., 1962.

Poyen Jacques et Poyen Jeanne. Le langage électronique. (Электронный язык вычислительных машин в популярном изложении). Paris, Presses universitaires de France, 1963.

Problèmes d'asservissements avec solutions. (Проблемы управления и их решения). Par P. Descaulne, J. — C. Cille, M. Carpentier, M. Pebgrin. Paris, Dinod, 1963.

Protective relays. Their theory and practice. Vol. 1. By A. R. Van C. Warrington (Реле защиты. Их теория и применение). London, Chapman and Hall, 1962.

De Vittorio. Prontuario tecnico. (Справочник по электротехнике). Milano, «Delfino», 1961.

Richert Konrad. Der spannungsfeste vakuu-Induktionsofen. (Электрическая прочность вакуумных индукционных печей). Stuttgart, 1962.

Roberjot Pierre et Loubignac Jean. Electro-technique appliquée. V. 1. Essais des machines électriques (Электротехника, Т. 1. Испытание электрических машин). Paris, Dinod, 1963.

Schmidt Richard N. and Meyers William E. Electronic business data processing. (Обработка данных коммерческими электронно-вычислительными машинами). New York, 1963.

Schwarz Gunter. Grundbegriffe der Automatisierungstechnik. (Основы автоматизации). Berlin, «Technik», 1963.

Schwarz Helmut. Elektronische Analogrechner (Электронное моделирующее вычислительное устройство). Eine Einf. in Wirkungsweise, Aufbau und Anwendungen. Stuttgart, Franckh, 1962.

Thiele Otto. Schnellschaltende Relais. (Быстродействующее реле). Frankfurt am Mein, 1962.

Total systems. Amer. data processing. [На обл.: Data processing library series]. (Системы обработки информации). Ed. by Alan D. Meacham and Van B. Thompson. Detroit (Mich.), 1962.

Vorwald Alan and Glark Frank. Computers. From sand table to electronic brain. (Вычислительные машины. От песочных таблиц к электронным вычислительным машинам). London, Lutterworth press, 1963.

Gong Warren C. The slide rule. (Логарифмическая линейка). Washington, 1962.

#### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

**Н. И. Борисенко, Г. В. Бутневич, Б. Б. Вороицкий, Д. В. Васильев, Н. Г. Дроздов (главный редактор), Л. А. Дубинский, Л. А. Жекулин, А. М. Залесский, А. С. Касаткин, М. П. Костенко, П. И. Кузнецов, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц, Н. А. Мельников, Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, В. А. Самохвалов, В. В. Солодовников, И. А. Сыромятников, А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.**

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. № 2/10. Телефон: К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, почтовый ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО.

## СОДЕРЖАНИЕ

<p><b>Л. Е. Эбин и А. И. Якобс</b> — Применение метода наведенных потенциалов при расчете сложных заземлителей в неоднородных грунтах . . . . .</p> <p><b>В. В. Бургсдорф и О. В. Волкова</b> — Расчет сложных заземлителей в неоднородных грунтах . . . . .</p> <p><b>А. А. Глазунов и Ю. А. Фокин</b> — Влияние сопротивления трансформаторов 6—10/0,38—0,22 кВ на токораспределение в городских замкнутых электрических сетях . . . . .</p> <p><b>В. М. Алехин</b> — Определение степени характеристического уравнения и характеристических чисел линейной электрической цепи по топологическим признакам ее схемы . . . . .</p> <p><b>Н. П. Богородицкий и И. Д. Фридберг</b> — Диэлектрики и проблема активных элементов радиоэлектроники . . . . .</p> <p><b>С. Д. Хлебников</b> — Моделирование ферромагнитных гистерезисных характеристик на электронных машинах-аналогах с помощью сегнетоэлектрических конденсаторов . . . . .</p> <p><b>Б. К. Карпенко и Н. С. Рубан</b> — Элементы теории и расчета индуктоина . . . . .</p> <p><b>А. Н. Воронин</b> — Об использовании сигнала по второй производной для оптимизации переходных процессов в быстродействующих следящих системах . . . . .</p> <p><b>Г. М. Веденев</b> — Полупроводниковые регуляторы и стабилизаторы в импульсном режиме . . . . .</p> <p><b>Г. В. Микуцкий</b> — К расчету затухания каналов высокочастотной связи . . . . .</p> <p><b>И. Ф. Филиппов</b> — Метод учета самовентилирующего действия роторов электрических машин . . . . .</p>	<p>1</p> <p>7</p> <p>12</p> <p>16</p> <p>23</p> <p>30</p> <p>36</p> <p>41</p> <p>47</p> <p>51</p> <p>53</p>
<p><b>А. М. Ланген</b> — Особенности расчета синхронного режима реактивного двигателя . . . . .</p> <p><b>Д. С. Ямпольский, Т. А. Орлова, Л. М. Спивак и А. П. Ващенко</b> — Экспериментальное определение постоянных времени двигателя постоянного тока независимого возбуждения . . . . .</p> <p><b>С. М. Доманицкий и О. А. Коссов</b> — Исследование реверсивного однополупериодного усилителя постоянного тока на управляемых вентилях . . . . .</p> <p><b>В. Т. Ренне и Г. П. Соя</b> — Исследование нагревостойкости конденсаторной бумаги . . . . .</p> <p><b>В. В. Каплан, В. М. Нашатырь и Э. И. Янчус</b> — Синтетические испытания выключателей в условиях отключения неудаленных коротких замыканий . . . . .</p>	<p>60</p> <p>65</p> <p>71</p> <p>76</p> <p>80</p>
<b>ДИСКУССИИ</b>	
<p>Современное состояние и перспективы развития курса „Теоретические основы электротехники“ — <b>С. В. Страхов</b> . . . . .</p> <p>Вопросы преподавания курса „Теоретические основы электротехники“ — <b>О. Б. Брон</b> . . . . .</p> <p>К вопросу о содержании курса теоретических основ электротехники — <b>Д. С. Колобков, Е. Г. Гринберг</b> . . . . .</p>	<p>86</p> <p>88</p> <p>89</p>
<b>ХРОНИКА</b>	
<p>Заседание энергетической секции Московского Дома ученых АН СССР, посвященное преподаванию теоретических основ электротехники в вузах . . . . .</p> <p><b>Профессор Б. А. Телешев</b> . . . . .</p> <p><b>Петр Иванович Воеводин</b> . . . . .</p> <p><b>Александр Дмитриевич Степанов</b> . . . . .</p> <p><b>Николай Николаевич Луценко</b> . . . . .</p> <p>Диссертации . . . . .</p>	<p>90</p> <p>91</p> <p>92</p> <p>93</p> <p>93</p> <p>94</p>



## CONTENTS

<p>Application of an Induced Potential Method for Calculation of Complex Grounding Devices in Inhomogeneous Soils — <b>L. E. Ebin, A. I. Jacobs</b> . . . . .</p> <p>Calculation of Complex Grounding Devices in Inhomogeneous Soils — <b>V. V. Burgsdorf, O. V. Volkova</b> . . . . .</p> <p>How the Reactance of 6 — 10.0.38 — 0.22 kV Transformers Influences Current Distribution in Urban Loop Networks — <b>A. A. Glazunov, U. A. Fokin</b> . . . . .</p> <p>Determining the Degree of the Characteristic Equation and the Natural Modes of a Linear Circuit from Topological Features of its Circuit Diagram — <b>V. M. Alekhin</b> . . . . .</p> <p>Dielectrics and the Problem of Sources in Electronics — <b>N. P. Bogeroditski, I. D. Friedberg</b> . . . . .</p> <p>Simulation of Ferromagnetic Hysteresis Loops on Analog Computers by Means of Ferroelectric Capacitors — <b>S. D. Hlebnikov</b> . . . . .</p> <p>Elements of the Theory and Design of an Inductosine — <b>B. K. Karpenko, N. S. Ruban</b> . . . . .</p> <p>Using the Second Derivative Signal for Optimization of Transients in Quick-Response Follow-up Systems — <b>A. N. Voronin</b> . . . . .</p>	<p>1</p> <p>7</p> <p>12</p> <p>16</p> <p>23</p> <p>30</p> <p>36</p> <p>41</p>
<p>Pulsed Semiconductor Regulators and Stabilizers — <b>G. M. Vedeneyev</b> . . . . .</p> <p>On Calculating the Attenuation of Carrier Channels — <b>G. V. Mikutski</b> . . . . .</p> <p>A Method Accounting for the Self-Cooling Effect of Retating Machine Rotors — <b>I. F. Philippov</b> . . . . .</p> <p>Special Points in Calculating the Synchronous Operation of a Reluctance Motor — <b>A. M. Langen</b> . . . . .</p> <p>Experimentally Determined Time Constants for a Separately Excited D. C. Motor — <b>D. S. Yam-ol ki, T. A. Orlova, L. M. Spivak, A. P. Vaschenko</b> . . . . .</p> <p>A Study of a Reversible Half-wave D. C. Amplifier Using Grid-Controlled Tubes — <b>S. M. Domanitski, O. A. Kossov</b> . . . . .</p> <p>A Study of the Heat Resistance of Capacitor Paper — <b>V. T. Renné, G. P. Soya</b> . . . . .</p> <p>Testing Circuit Breakers Artificially for Clearing Nearby Faults — <b>V. V. Kaplan, V. M. Nashatir, E. I. Janchus</b> . . . . .</p> <p><b>DISCUSSION</b> . . . . .</p> <p><b>CHRONICLE</b> . . . . .</p>	<p>47</p> <p>51</p> <p>53</p> <p>60</p> <p>65</p> <p>71</p> <p>76</p> <p>80</p> <p>86</p> <p>90</p>

