

ИЗВЕСТИЯ
СИБИРСКОГО ОТДЕЛЕНИЯ
АКАДЕМИИ НАУК
СССР

10

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

ВЫПУСК 3

НОВОСИБИРСК

1964

ИЗВЕСТИЯ
СИБИРСКОГО ОТДЕЛЕНИЯ
АКАДЕМИИ НАУК
СССР

10

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Вып. 3

РЕДАКЦИОННО-ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ОТДЕЛ
СИБИРСКОГО ОТДЕЛЕНИЯ
АКАДЕМИИ НАУК СССР

1964

п 33227

Центральная научная
БИБЛИОТЕКА
Академии наук Иргизской ССР

Ф. Б. ГРИНЕВИЧ, Т. Н. МАНТУШ

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ В АВТОМАТАХ СОРТИРОВКИ РАДИОДЕТАЛЕЙ

Конденсаторы, сопротивления и другие радиодетали, выпускаемые промышленностью в массовом количестве, при изготовлении подвергаются контролю по электрическим параметрам, в процессе которого устанавливается соответствие этих параметров заданным допускам. В зависимости от допусков, в которые попадают значения параметров, радиодетали сортируются по группам, номиналам, классам точности.

В настоящее время для выполнения операций контроля и сортировки широко используются автоматы, применение которых дает значительный экономический эффект.

Непосредственно сортировка, т. е. разделение радиодеталей на группы, осуществляется после получения количественной информации о параметрах и после ее обработки. Сортировка оказывается наиболее простой в том случае, когда задан один интервал допустимых значений контролируемого параметра. Данные о величине параметра, получаемые при помощи контрольно-измерительных устройств автомата, используются для формирования команд управления, которые запоминаются и в требуемый момент выдаются исполнительным элементам сортировочного устройства. Примером является сортировка конденсаторов по тангенсу угла потерь и по сопротивлению изоляции. Для других параметров задается целый ряд интервалов допустимых значений. Так, в зависимости от величины отклонения емкости от номинального значения конденсаторы сортируются по различным классам точности; такой же сортировке подвергаются и сопротивления.

По мере возрастания числа интервалов увеличивается объем информации, которую должны запоминать и передавать устройства управления сортировкой, что приводит к усложнению этих устройств. Кроме этого, вследствие неоднозначности групп сортировки многих радиодеталей требуется обработка информации для выбора определенного варианта сортировки [1]. Так как значение параметра однозначно не определяет группу, к которой следует отнести радиодеталь, то при сортировке можно учитывать другие соображения, например экономические. В этом случае сортировка ведется по заранее установленной программе, в соответствии с которой для каждой радиодетали при помощи несложного вычислительного устройства (ВУ) выбирается наиболее нужный и выгодный вариант сортировки. Программа вводится в ВУ, на вход которого поступает информация от устройства контроля параметра [2, 3].

Рассмотрим некоторые вопросы обработки информации при осуществлении автоматической программной сортировки конденсаторов и сопротивлений, а также схемы ВУ, предназначенные для такой обработки.

Стандартные шкалы номинальных значений конденсаторов и сопротивлений заданы таким образом, что интервалы допустимых значений

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Акад. С. Л. Соболев (главный редактор), чл.-корр. Т. Ф. Горбачев (зам. гл. редактора).
Д-р техн. наук Н. А. Желтухин, чл.-корр. К. Б. Карандеев (отв. редактор серии), д-р физ.-мат. наук Л. В. Киренский, д-р техн. наук К. Н. Коржавин, канд. техн. наук М. М. Савакин, д-р техн. наук В. К. Щербаков.

Адрес редакции. Новосибирск, Советская, 20, ком. 310.

емкости и сопротивления по классам точности перекрывают друг друга (рис. 1). Так как допуски по классам точности каждого из номиналов N_1, N_2, \dots, N_n превосходят величину, на которую отличаются соседние номиналы, то получается довольно сложная картина перекрывания допусков.

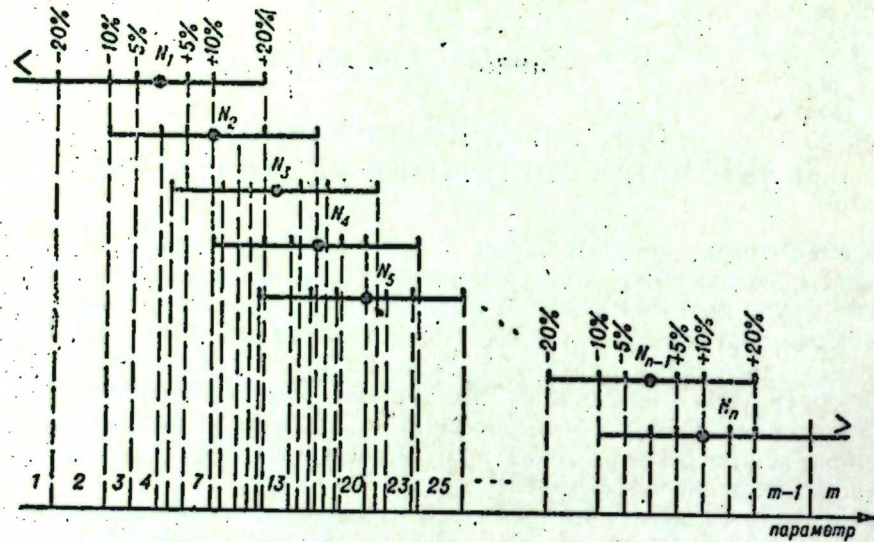


Рис. 1.

Снесем точки, соответствующие границам классов точности всех номиналов, на ось числовых значений параметра (см. рис. 1). Полученные при этом интервалы $1, 2, \dots, m$ определяют возможные варианты сортировки по классам точности всех номиналов. Интервал 1 соответствует группе $<$ (меньше), интервал 2 — группе $N_1 \pm 20\%$, интервал 3 — группе $N_1 \pm 10\%$ или группе $N_2 \pm 20\%$ и т. д. Варианты сортировки однозначно определяются только интервалами $1, 2(m-1)$ и m , а все остальные интервалы соответствуют нескольким вариантам. Таким образом, обработка информации сводится к выбору определенных вариантов сортировки из конечного числа сочетаний возможных вариантов в соответствии с полученными интервалами $1, 2, \dots, m$.

Для осуществления выбора варианта необходимо учитывать одновременно несколько номиналов. С увеличением числа учитываемых номиналов усложняются схемы ВУ, в то же время чем больше число одновременно учитываемых номиналов, тем разнообразнее может быть выполнена сортировка. Наиболее рациональной является сортировка по трем-пяти номиналам. Дальнейшее увеличение числа номиналов нерационально, ибо шкалы допусков при этом уже не перекрываются. Кроме этого, при современной технологии производства характеристики (емкость, сопротивление) выпускаемых партий радиодеталей находятся в основном в этих пределах.

В процессе обработки информации ВУ осуществляют определенные логические операции, в результате которых находится группа сортировки каждой контролируемой радиодетали. Входная информация ВУ представляет собой данные о классах точности учитываемых номиналов, а выходная — данные о группах сортировки.

Для получения входной дискретной информации при контроле параметров с помощью уравниваемых устройств (мостовых, компен-

сационных) с непрерывным уравниванием могут быть использованы кодирующие диски [4]. Существенным преимуществом кодирующих дисков является то, что они позволяют сравнительно просто выдать информацию на ВУ. Однако применение кодирующих дисков делает необходимым выбор варианта сортировки также в пределах каждого номинала, так как из-за конечных размеров считывающих и воспринимающих элементов в точках, соответствующих границам классов точности, мы всегда имеем информацию о двух классах точности.

Рассмотрим схемы ВУ. В зависимости от способа обработки информации во времени ВУ можно разделить на: а) ВУ последовательного действия, осуществляющие обработку информации по мере последовательного поступления входных двоичных переменных о номиналах и классах точности радиодетали; б) ВУ параллельного действия, осуществляющие обработку информации, воспринимая все входные двоичные переменные одновременно; в) ВУ параллельно-последовательного действия, осуществляющие обработку информации как устройства параллельного действия на одном этапе и как устройства последовательного действия — на другом.

Примером ВУ последовательного действия является устройство программной сортировки по емкости слюдяных конденсаторов типа КСО [2, 3]. Автомат, в состав которого входит это устройство, учитывает одновременно три номинала и четыре класса точности в каждом из номиналов. Согласно принципу работы этого ВУ, двоичные переменные, соответствующие различным вариантам сортировки, запоминаются приемными элементами, а затем считываются и в определенной последовательности поступают на логические элементы схемы. Вывод данных из образуемого приемными элементами блока памяти осуществляется в промежутки времени между поступлениями информации от устройства контроля емкости. Программирование сортировки сводится к заданию определенной последовательности вывода данных из блока памяти, которая выбирается так, чтобы последней считывалась двоичная переменная, соответствующая требуемому варианту сортировки.

Схема ВУ параллельного действия приведена на рис. 2. Устройство выполнено на электромеханических элементах (реле) и предназначено для обработки информации при сортировке радиодеталей по трем номиналам, каждый из которых имеет первый и второй классы точности. Предполагается, что контроль параметра осуществляется уравниваемым устройством, в котором используется кодирующий диск с тремя группами ламелей (по числу учитываемых номиналов) и скользящими по ним щетками. Ламель 1, I соответствует первому классу точности

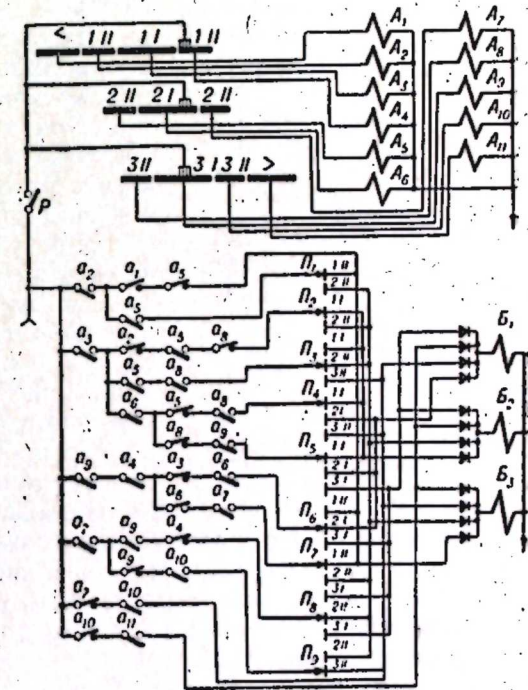


Рис. 2.

номинала 1, ламель 1, II — второму классу точности этого же номинала, ламель 2, I — первому классу точности номинала 2 и т. д. Ламели < и > соответствуют группам «меньше» и «больше».

Выбор варианта сортировки производится с помощью реле $A_1 \div A_{11}$, которые своими контактами управляют работой выходных реле B_1, B_2 и B_3 . Группы сортировки определяются состояниями выходных реле по таблице.

Программирование сортировки выполняется установкой в определенное положение переключателей $P_1 \div P_9$.

Рассмотрим работу схемы. Предположим, что из партии, поступившей на контроль и сортировку, должны быть выбраны радиодетали

| Группа сортировки | Реле | | |
|-------------------|-------|-------|-------|
| | B_1 | B_2 | B_3 |
| < | 0 | 0 | 0 |
| 1, I | 0 | 1 | 0 |
| 1, II | 0 | 0 | 1 |
| 2, I | 1 | 0 | 0 |
| 2, II | 0 | 1 | 1 |
| 3, I | 1 | 1 | 0 |
| 3, II | 1 | 0 | 1 |
| > | 1 | 1 | 1 |

1 — реле включено, 0 — реле выключено.

первого класса точности всех трех номиналов. При этом если радиодеталь попадает в первый класс точности нескольких номиналов, то предпочтительным является больший номинал.

Для учета поставленных требований переключатели программирующего устройства должны быть установлены в следующие положения: P_2 и P_3 — в положение 1, I; P_4 — в положение 2, I; P_5, P_6, P_7 и P_8 — в положение 3, I. Переключатели P_1 и P_9 могут быть в любом положении, поскольку на сортировку радиодеталей по второму классу точности дополнительные условия не накладываются.

Пусть параметр радиодетали соответствует второму классу точности номинала 1 и первому классу точности номиналов 2 и 3. Согласно программе, радиодеталь должна быть направлена в первый класс точности номинала 3. В момент равновесия контрольно-измерительной схемы щетки кодирующих дисков замыкают ламели 1, II (правую), 2, I и 3, I. При замыкании контакта P реле равновесия, управляемого устройством фиксирования равновесия контрольно-измерительной схемы, включаются реле A_4, A_6 и A_9 , после чего по цепи a_9, a_4, a_3, a_6 и P_6 (положение 3, I) срабатывают реле B_1 и B_2 . Состояние выхода, при котором включены реле B_1 и B_2 , соответствует первому классу точности номинала 3 (см. таблицу).

Аналогичным образом протекает работа схемы и при других значениях параметра радиодетали.

ВУ параллельно-последовательного действия обрабатывают информацию в два этапа. На первом этапе выбирается вариант сортировки в каждом из номиналов, а на втором — окончательный вариант в пределах соседних номиналов. Схема ВУ параллельно-последовательного действия, выполненного на ферритах с прямоугольной петлей гистерезиса, приведена на рис. 3. Это устройство также предназначено для сортировки радиодеталей по двум классам точности трех номиналов. Ламели кодирующих дисков, соответствующие первым классам точности, разделены на две части, что облегчает построение схемы на ферритах.

По своей структуре эта схема аналогична схеме ВУ последовательного действия и отличается только тем, что при поступлении информации в ячейки блока памяти исключается неоднозначность сортировки в пределах одного номинала, что выполняется элементами 1, II; 1, I; 2, II; 2, I; 3, II; 3, I и >. На входы этих элементов, представляющих собой одновременно и ячейки памяти, с кодирующего диска поступают двоичные переменные $x_1 \div x_{11}$. Вывод данных из блока памяти производится блоком

считывания, в качестве которого используется регистр сдвига на элементах 0, 1, 2, ..., 7. Регистр запускается после запоминания информации блоком памяти, и на его выходах 1, 2, ..., 7 появляются считывающие импульсы. Последовательность считывания задается подключением ячеек блока памяти к соответствующим выходам регистра сдвига, что осуществляется при помощи матричного коммутатора набора программы. Из ячеек блока памяти двоичные переменные y_1, y_2, \dots, y_7 подаются на входы элементов 8, 9 и 10, которые выбирают вариант сортировки в пределах соседних номиналов. Различные группы сортировки определя-

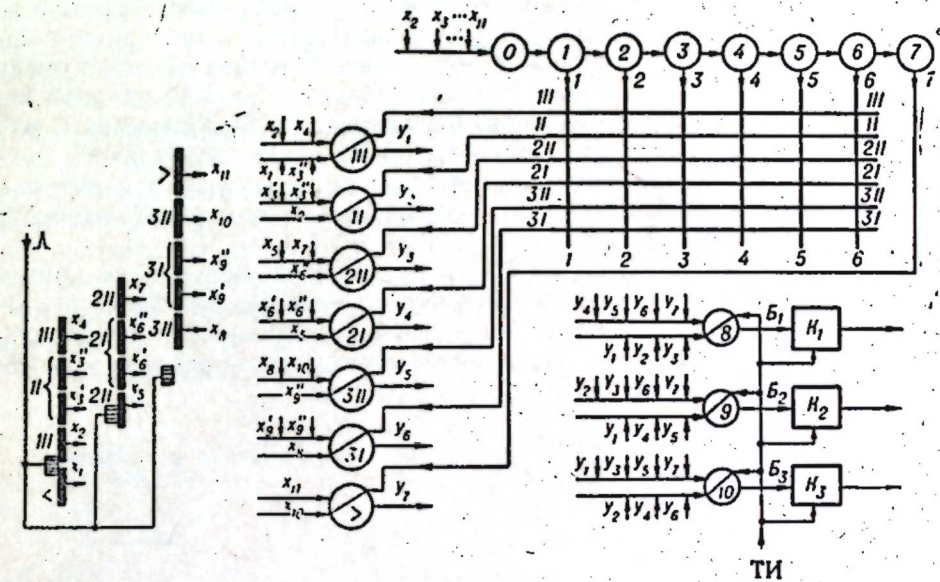


Рис. 3.

ются состояниями элементов 8 (B_1), 9 (B_2), 10 (B_3) в соответствии с приведенной выше таблицей. Состояния 1 и 0 различаются намагниченностью элементов в противоположных направлениях, устройства K_1, K_2, K_3 представляют собой ключи, открываемые тактовым импульсом после окончания поиска варианта сортировки.

Сравнивая между собой рассмотренные ВУ различных типов, можно отметить следующее. Комбинации двоичных переменных, которые поступают на вход ВУ от устройства контроля параметра, определяются величиной параметра радиодетали и пространственным расположением групп ламелей кодирующих дисков. Так как при переходе с одного предела сортировки на другой необходимо изменять взаимное расположение ламелей или щеток [4], то при перестройке автомата могут появляться новые комбинации двоичных переменных, которые не могли иметь места при первоначальном положении ламелей.

Для ВУ параллельного действия комбинации двоичных переменных, поступающие от устройства контроля параметра, непосредственно отражают состояния входной величины. Возникновение новых комбинаций при изменении предела сортировки приводит к увеличению общего числа состояний входной величины, что особенно сказывается при значительном числе групп сортировки. Увеличение числа состояний входной величины приводит к усложнению устройства, которое должно воспринимать и различать эти состояния. Рассмотренная схема ВУ параллельного действия соответствует только одному пределу сортировки, при ко-

тором кодирующие диски расположены так, как показано на рис. 2. Для построения общей схемы необходимо определить состояния входной величины ВУ с учетом пространственного расположения ламелей на всех пределах сортировки.

Для ВУ последовательного действия отсутствует зависимость состояний входной величины от предела сортировки, что является существенным достоинством устройств этого типа. Так как при обработке информации последовательно во времени двоичные переменные сперва запоминаются, а затем подаются на вход логических элементов, то независимо от комбинации переменных, поступающей в блок памяти, состояние входной величины ВУ в каждый момент считывания определяется наличием только одной переменной, а общее число состояний равно числу двоичных переменных, что гораздо меньше числа состояний входной величины ВУ параллельного действия. Исследования [5] показывают, что при значительном числе групп сортировки ВУ последовательного действия по своей структуре оказываются более простыми по сравнению с ВУ параллельного действия, несмотря на наличие в них дополнительных блоков памяти и считывания.

ВУ параллельно-последовательного действия целесообразно применять при необходимости выбора варианта сортировки не только в пределах соседних номиналов, но и в пределах каждого номинала в отдельности. В рассмотренном ВУ этого типа исключается зависимость состояний входной величины от предела сортировки.

Институт автоматики и электрометрии
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
10/VI 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. К. Б. Карандеев, Ф. Б. Гриневич, В. П. Шульц, Т. Н. Мантуш. Некоторые вопросы автоматизации сортировки конденсаторов.— Тр. конф. по автоматич. контролю и методам электрич. измерений, 1959, Изд-во СО АН СССР, Новосибирск, 1961.
2. К. Б. Карандеев, Ф. Б. Гриневич, Т. Н. Мантуш. Счетно-решающее устройство выбора оптимального варианта автоматической сортировки конденсаторов. Авт. свид. № 147029.
3. К. Б. Карандеев, Ф. Б. Гриневич, Т. Н. Мантуш. Логическое устройство выбора оптимального варианта автоматической сортировки изделий. Приборостроение, 1961, № 12.
4. К. Б. Карандеев, Ф. Б. Гриневич, В. П. Шульц. О построении автоматических мостовых устройств сортировки слюдяных конденсаторов.— Тр. II конф. Автоматич. контроль и методы электрич. измерений. Изд-во СО АН СССР, Новосибирск, 1962.
5. Т. Н. Мантуш. Некоторые вопросы синтеза логических устройств автоматов сортировки радиодеталей.— Тр. ИАЭ СО АН СССР. Электрич. методы автоматич. контроля, 1964, вып. 9.

Л. Д. ГИК

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Полупроводниковые триоды (транзисторы) обладают крайне ценным для измерительных устройств свойством — значительно большим в сравнении с электронными лампами сроком службы, а значит, и лучшей стабильностью во времени. Существенным достоинством транзисторов являются экономичность питания, малые габариты и вес, хорошие механические свойства. Однако транзисторы обладают и серьезным недостатком в применении к измерительным устройствам — значительной зависимостью параметров от температуры.

В данной работе делается попытка указать наилучшую по своим

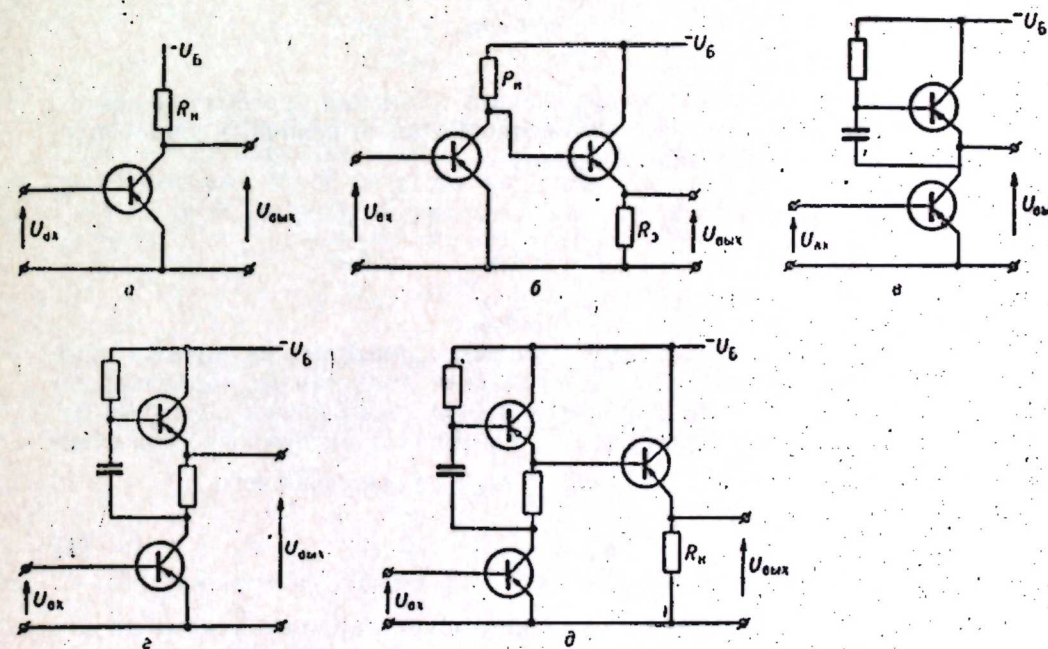


Рис. 1.

метрологическим свойствам усилительную ячейку — многокаскадную схему с самостоятельной ветвью отрицательной обратной связи, стабилизирующей усиление.

В [1] показано, что минимальной нестабильностью обладает усилитель, в котором отношение изменения усиления к коэффициенту усиления, так называемая «погрешность повторителя», является величиной минимальной. Это условие и принимается как основной критерий качества той или иной усилительной ячейки.

Рассмотрим усилители, использующие транзистор в схеме с общим эмиттером, так как эта схема обладает наибольшим усилением по мощности. Простейшая схема усилителя с общим эмиттером приведена на рис. 1, а. Цепи смещения не показаны, поскольку способ осуществления смещения не существен для приводимых ниже соотношений погрешности и коэффициента усиления схем. Коэффициент усиления схемы рис. 1, а определяется [2] выражением

$$K_a = \frac{-h_{21\beta} R_n}{h_{11\beta} + (h_{11\beta} h_{22\beta} - h_{12\beta} h_{21\beta}) R_n}, \quad (1)$$

где $h_{11\beta}$, $h_{12\beta}$, $h_{21\beta}$, $h_{22\beta}$ — h — параметры транзистора в схеме с общим эмиттером, R_n — сопротивление нагрузки. Если выразить коэффициент усиления через параметры триода, соответствующие включению по схеме с общей базой, то получается совпадающее с (1) выражение

$$K_a = \frac{-h_{21\alpha} R_n}{h_{11\alpha} + (h_{11\alpha} h_{22\alpha} - h_{12\alpha} h_{21\alpha}) R_n}. \quad (2)$$

Поскольку для транзисторов $h_{21\alpha} \approx -1$, выражение (2) можно упростить

$$K_a = \frac{1}{\frac{h_{11\alpha}}{R_n} + (h_{11\alpha} h_{22\alpha} + h_{12\alpha})}. \quad (3)$$

Предельная величина коэффициента усиления рассматриваемого каскада, имеющая место при бесконечно большой величине сопротивления нагрузки, на основании (3) равна

$$K_{a, \max} = \frac{1}{h_{11\alpha} \cdot h_{22\alpha} + h_{12\alpha}} \approx \frac{1}{h_{12\alpha}},$$

так как для транзисторов $h_{12\alpha} \gg h_{11\alpha} h_{22\alpha}$.

При использовании в качестве нагрузки линейных активных сопротивлений, минимум величины R_n ограничен допустимым обратным напряжением на коллекторе и минимальной (с точки зрения оптимума параметров триода) величиной тока коллектора. Практически всегда имеет место неравенство $\frac{h_{11\alpha}}{R_n} \gg h_{11\alpha} h_{22\alpha} + h_{12\alpha}$, вследствие чего

$$K_a \approx \frac{R_n}{h_{11\alpha}}. \quad (4)$$

Наибольший коэффициент усиления однокаскадного усилителя может быть достигнут при напряжении на коллекторе, равном предельно допустимой величине U_k . Изменение сопротивления нагрузки мало сказывается на величине коэффициента усиления, поскольку параметр $h_{11\alpha}$ обратно пропорционален току эмиттера, который оказывается обратно пропорциональным величине R_n .

Для маломощных германиевых триодов допустимо $U_k = 15$ в. При рекомендуемой величине тока коллектора $I_k = 1$ ма параметр $h_{11\alpha} = 30 \Omega$. Поэтому возможное усиление по напряжению при активной нагрузке

$$K_a \approx \frac{15000}{30} \approx 500.$$

Здесь, как и далее, рассматриваются некоторые усредненные параметры, которые считаются одинаковыми для всех транзисторов. Погрешность повторителя для такого каскада равна

$$\delta_{0, a} = \frac{\delta K}{K} = \delta_k \cdot \frac{h_{11\alpha}}{R_n},$$

где δ_k — относительное изменение коэффициента усиления. Если сопротивление R_n достаточно стабильно в сравнении с параметром $h_{11\alpha}$, то

$$\delta_k = -\delta h_{11\alpha}$$

и погрешность повторителя может быть записана

$$\delta_{0, a} = -\delta h_{11\alpha} \frac{h_{11\alpha}}{R_n} = -\frac{\Delta h_{11\alpha}}{h_{11\alpha}} \cdot \frac{h_{11\alpha}}{R_n} = -\frac{\Delta h_{11\alpha}}{R_n}.$$

Здесь $\Delta h_{11\alpha}$ — абсолютное изменение $h_{11\alpha}$, вызванное изменением температуры, режимов, старением во времени и т. д. Так, например, погрешность повторителя, вызванная только изменением температуры, для однокаскадного транзисторного усилителя, составляет

$$\delta_{0, a}(t) = \frac{2\%}{10^\circ\text{C}} \cdot \frac{30}{15000} = \frac{0,004\%}{10^\circ\text{C}}$$

$$(\delta h_{11\alpha} = 2\% \text{ на } 10^\circ\text{C} [3]).$$

Рассмотрим последовательное включение n каскадов, каждый из которых имеет нагрузку в виде параллельно включенных коллекторного сопротивления R_k и входного сопротивления следующего каскада $R_{вх}$. Поскольку $R_{вх}$ обычно значительно меньше R_k , то приближенно можно принять

$$R_{k, a'} \approx R_{вх} \approx h_{11\beta} \approx h_{11\alpha} \cdot \beta.$$

Здесь β — коэффициент усиления по току в схеме с заземленным эмиттером (параметр $h_{21\beta}$).

Коэффициент усиления при n каскадах равен

$$K_a^{(n)} = \left(\frac{R_{k, a'}}{h_{11\alpha}} \right)^n = \beta^n.$$

Погрешность повторителя такой схемы соответственно равна

$$\delta_{0, a'}^n = \frac{\delta K_a^{(n)}}{K_a^{(n)}} = \frac{n \delta \beta}{\beta^n}.$$

В целях увеличения усиления по напряжению каскада при неизменности числа реактивно-емкостных переходов (последнее желательно для обеспечения устойчивости на низких частотах) можно, вслед за каждым транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером, включить эмиттерный повторитель, как показано на рис. 1, б.

Если в качестве нагрузки второго транзистора включено большое сопротивление, то шунтирующим действием эмиттерного повторителя на

первый каскад можно пренебречь и расчетные соотношения для схемы рис. 1, б совпадут с теми, которые были получены для ненагруженной схемы рис. 1, а. Если же схема рис. 1, б нагружена входным сопротивлением следующего каскада, равным $R_{вх} \approx h_{11б} \approx h_{11б} \beta$, то входное сопротивление эмиттерного повторителя будет равно

$$R_{вх} \approx \beta h_{11б} \approx h_{11б} \beta^2.$$

Коэффициент усиления по напряжению окажется равным

$$K_б = \frac{R_{н} h_{11б} \beta^2}{R_{н} + h_{11б} \beta^2} = \frac{R_{н}}{h_{11б}} \cdot \frac{h_{11б}}{\frac{R_{н}}{\beta^2} + h_{11б}} \quad (5)$$

при большой величине $R_{н}$, когда $\frac{R_{н}}{\beta^2} \gg h_{11б}$, $K_б \approx \beta^2$, а при малом $R_{н}$, когда $\frac{R_{н}}{\beta^2} \ll h_{11б}$, выражение (5) совпадает с (4). Погрешность повторителя удобнее записать отдельно для двух частных случаев

$$\begin{aligned} \delta_{0,б} &= \frac{\Delta h_{11б}}{R_{н}} && \text{(при } R_{н} \ll \beta^2 h_{11б}), \\ \delta_{0,б} &= \frac{2\delta\beta}{\beta^2} && \text{(при } R_{н} \gg \beta^2 h_{11б}). \end{aligned}$$

Увеличение коэффициента усиления каскада с заземленным эмиттером требует увеличения сопротивления нагрузки $R_{н}$, что при неизменном (близком к рекомендуемой величине) токе коллектора ограничивается допустимым напряжением на коллекторе. Чтобы приблизиться к предельно возможной величине $K_{max} = \frac{1}{h_{12б}}$, необходимо использовать в качестве сопротивления нагрузки некоторый импеданс, обладающий для постоянного тока меньшим сопротивлением, чем для переменного. Возможны два пути осуществления этой цели: использование индуктивности и использование нелинейных элементов. Первый путь не требует особых пояснений. Отметим только, что использование индуктивности затруднительно на низких частотах ввиду громоздкости ее. Кроме того, применение индуктивности усложняет частотно-фазовую характеристику усилителя и затрудняет введение отрицательной обратной связи.

Второй путь требует включения в качестве сопротивления нагрузки $R_{н}$ такого элемента, который обладал бы малым статическим и большим динамическим сопротивлениями. Таким элементом является сам транзистор. Возможная схема использования его в качестве нелинейного элемента приведена на рис. 1, в. Динамическое сопротивление триода определяется как отношение приращений напряжения к приращению тока триода. Можно показать, что динамическое сопротивление транзистора при включении по схеме рис. 1, в приблизительно равно $R_d = \frac{1}{h_{22к}}$. Учитывая это, коэффициент усиления схемы рис. 1, в можно выразить

$$K_в \approx \frac{1}{\frac{1}{h_{11б} h_{22б}} + h_{12б}} \approx \frac{1}{h_{12б}}, \quad (6)$$

при $h_{12б} = 1 \cdot 10^{-3}$, $K_в = 1000$.

Погрешность повторителя для такого усилителя равна

$$\delta_{0,в} = \frac{\delta K_в}{K_в} = -h_{12б} \delta h_{12б} = -\frac{1}{1000} \cdot \frac{6\%}{10^\circ\text{C}} = \frac{0.006\%}{10^\circ\text{C}} \quad (7)$$

Этот пример показывает, что применение схемы рис. 1, в в измерительных усилителях не дает ощутимого выигрыша в точности, несмотря на больший коэффициент усиления каскада в сравнении со схемами, имеющими активную нагрузку.

Схема рис. 1, в имеет существенный недостаток — большое выходное сопротивление, которое может быть уменьшено, если в эмиттерную цепь транзистора, играющего роль нагрузки, включить некоторое сопротивление [4] (рис. 1, г). Выходное сопротивление при этом уменьшается в β раз, а динамическое сопротивление нагрузки приближается к $\frac{1}{h_{22б}}$.

Наконец, для лучшего согласования сопротивлений можно к схеме

| Схемы, входящие в составную ячейку | Схемы, входящие в составную ячейку Формулы для усиления и погрешности | а | а' | б | г | д |
|------------------------------------|--|------------------------|------------------------------------|------------------------|-----------------------|------------------------|
| | | | | | | |
| а | $K_a = \frac{R_{н}}{h_{11б}}$ $\delta_{0,а} = \frac{\Delta h_{11б}}{R_{н}}$ | (а') | | | | |
| а' $R_{н} \approx h_{11б}$ | $K_{а'} = \beta$ $\delta_{0,а'} = \frac{\delta\beta}{\beta}$ | (а') ^н (а)' | | | | |
| б | $K_б = \frac{R_{н}}{h_{11б}} \cdot \frac{h_{11б}}{\frac{R_{н}}{\beta^2} + h_{11б}}$ $\delta_{0,б} = -\frac{\Delta h_{11б}}{R_{н}}$ (при $R_{н} < \beta^2 h_{11б}$) $\delta_{0,б} = \frac{2\delta\beta}{\beta^2}$ (при $R_{н} > \beta^2 h_{11б}$) | (б) ^н (а)' | (а') ^н (б) ^н | (б) ^н | | |
| г | $K_г = \frac{1}{h_{12б}}$ $\delta_{0,г} = -\delta h_{12б} \cdot h_{12б}$ | | (а') ^н (г)' | (б) ^н (г)' | (г)' | |
| д | $K_д = K_г$ $\delta_{0,д} = \delta_{0,г}$ | при $R_{н} = \infty$ | | (а') ^н (д)' | (б) ^н (д)' | (д)' ¹ (г)' |

рис. 1, г добавить эмиттерный повторитель, как на схеме рис. 1, д. Если пренебречь нагрузкой последующих каскадов, то выражения для K и δ_0 схем рис. 1, г, д будут такими же, как и для схемы рис. 1, в. Практическое применение схемы рис. 1, в едва ли целесообразно, так как схема рис. 1, г выгоднее с точки зрения меньшей величины выходного сопротивления и не имеет каких-либо недостатков в сравнении со схемой рис. 1, в. Схемы рис. 1, г и д могут применяться как сами по себе, так и в комбинации друг с другом и с ранее рассмотренными более простыми схемами.

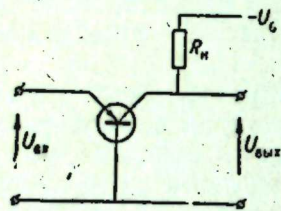


Рис. 2.

Возможные варианты комбинаций разных схем в единые ячейки приведены в таблице. Здесь в соответствующих клеточках буква означает схему и совпадает с соответствующим индексом на рис. 1, а степень показывает число каскадов, составленных по данной схеме. Коэффициенты усиления и погрешности повторителей для различных сочетаний легко могут быть рассчитаны по соотношениям

для составных схем. Под обозначением $(a')^3 d$ следует понимать, что используется ячейка, состоящая из трех схем рис. 1, а и одной схемы рис. 1, д.

Остановимся на вопросе возможности и целесообразности построения усилителей напряжения на основе схем включения транзистора с общей базой. Простейшая схема такого усилителя показана на рис. 2. Коэффициент усиления такой схемы определяется выражением (2). Следовательно, все то, что было сказано относительно схемы рис. 1, а справедливо и для этой схемы. Отличие заключается в том, что схема рис. 1, а обладает большим (приблизительно в β раз) входным сопротивлением, которое начинает уменьшаться на высоких частотах пропорционально уменьшению β . Схема рис. 2 обладает меньшим входным сопротивлением, которое соответственно более стабильно по частоте.

Если входное сопротивление не существенно (когда усилитель работает с очень низкоомным источником измеряемого сигнала), то схемы рис. 1, а и 2 в принципиальном отношении полностью равноценны. Технически более удобна реализация схем с общим эмиттером, так как эти схемы могут работать с одним источником питания. В тех случаях, когда усилитель не требуется использовать на крайне низких частотах, где β падает, схема рис. 1, а обладает преимуществом перед схемой рис. 2, так как имеет более высокое сопротивление. На повышенных частотах схемы рис. 1, а и рис. 2 будут равноценны, если вход схемы рис. 1, а зашунтировать сопротивлением равным h_{116} . Таким образом, при усилении напряжений плоскостными транзисторами схема с общей базой не имеет никаких преимуществ в сравнении со схемой с общим эмиттером. То же самое можно сказать и относительно комбинации схем с общей базой, которые могут быть получены подключением к ней эмиттерного повторителя или включением в качестве ее нагрузки транзистора. По схеме же с заземленной базой можно построить все четыре производных варианта, аналогичных схемам рис. 1, б, в, г, д.

На основе схем с общим коллектором невозможно получить усиление по напряжению. Поэтому схемы на основе каскадов с общим коллектором могут играть только вспомогательную роль согласующих элементов (см. рис. 1).

Проведенный анализ показал, что для измерительных усилителей наиболее выгодно комплектовать ячейку из нескольких последовательно включенных схем, показанных на рис. 1, б, поскольку эта схема обладает

минимальной погрешностью повторителя. Основной практический интерес представляет ячейка, в которую вводится последовательная отрицательная обратная связь по напряжению, ибо в такой ячейке обратная связь, повышая стабильность, одновременно увеличивает входное и уменьшает выходное сопротивление. Такую обратную связь можно ввести в ячейку, состоящую из четного числа каскадов вида 1, б. При числе каскадов более двух возникают затруднения в обеспечении устойчивости работы ячейки. Поэтому ячейки измерительных усилителей целесообразно строить по схеме рис. 3, в которой стабилизация режима достигается благодаря подаче смещения с коллектора на базу. Рассматриваемая схема предназначена для приборов, работающих в лабораторных условиях. Для схем, рассчитанных на работу при значительном изменении температур, возможны более жесткие схемы стабилизации коллекторного тока.

Остановимся подробнее на вопросе о температурных погрешностях для этой схемы. Первой причиной изменения коэффициента усиления с температурой является изменение h — параметров триода. Для второго каскада $R_{н2}$ представляет параллельное соединение R_8 с входным сопротивлением эмиттерного повторителя

$$R_{н2} = \frac{R_8 \beta R_{10}}{R_8 + \beta R_{10}}$$

Относительное изменение коэффициента усиления второго каскада, используя выражение (4), можно записать

$$\delta K_2(h) = \delta R_{н2} - \delta h_{116}$$

Предположим, что при изменении температуры меняются только параметры транзистора. Тогда

$$\delta K_2(h) = \delta \beta \frac{R_8}{R_8 + \beta R_{10}} - \delta h_{116} \quad (8)$$

Для первого каскада сопротивление нагрузки в эмиттерном повторителе представляет собой параллельное соединение R_5 с входным сопротивлением следующего каскада $R_{вх}$. Можно приближенно считать, что сопротивление в цепи эмиттера равно

$$R_{вх} \approx h_{119} = h_{116} \beta,$$

тогда

$$R_{н1} = \frac{R_5 \beta^2 h_{116}}{R_5 + \beta^2 h_{116}}$$

$$\delta R_{н1} = \frac{\frac{\partial R_{н1}}{\partial \beta} d\beta + \frac{\partial R_{н1}}{\partial h_{116}} dh_{116}}{R_{н1}}$$

Нестабильность всего первого каскада определяется выражением

$$\delta K_1(h) = \delta R_{н1} - \delta h_{116} = \frac{2R_5 \delta \beta}{R_5 + \beta^2 h_{116}} + \frac{R_5 \delta h_{116}}{R_5 + \beta^2 h_{116}} - \delta h_{116} \quad (9)$$

Кроме погрешностей, вызванных изменением h — параметров транзисторов, температурная погрешность усиления будет также возникать

из-за изменения тока коллектора транзистора I_k , так как параметр h_{11} приблизительно обратно пропорционален ему. В применении к способу стабилизации, показанному на рис. 3, ток коллектора для германиевых транзисторов может быть определен из уравнений:

$$I_k = I_0 \cdot \beta + I_{обр} 2^{\frac{\Delta t}{10}}; \quad (10)$$

$$I_0 = \frac{U_0 - I_k R_{II}}{R_0}. \quad (11)$$

Здесь $I_{обр}$ — обратный ток коллектора в схеме транзистора с общей базой, Δt — изменение температуры, °C, U_0 — напряжение батареи питания, R_0 — сопротивление в цепи базы и R_{II} — сопротивление в цепи коллектора. Из уравнений (10) и (11) находим

$$\delta K(I_k) = -\delta h_{116}(I_k) = \delta I_k = \frac{I_{обр} 2^{\frac{\Delta t}{10}}}{\frac{U_0}{R_0} \beta}. \quad (12)$$

Естественно, что параметры усилителя желательно выбрать так, чтобы

$$\delta K_1(h) + \delta k_2(h) + \delta k(I_k) = 0.$$

К сожалению, при изменении температуры погрешности от изменения параметров триода и от изменения тока коллектора имеют различный функциональный характер. Поэтому компенсация тем точнее, чем

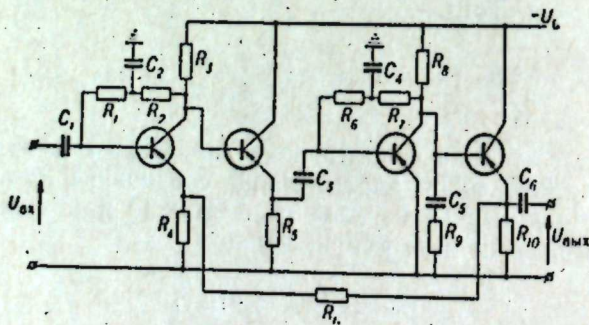


Рис. 3.

уже диапазон температур. В диапазоне температур $20 \pm 30^\circ \text{C}$ в двухкаскадной ячейке нестабильность усиления была порядка 2—3% на 10°C при коэффициенте усиления 20 000 для экспериментально исследованных схем. В целях увеличения усиления каждый каскад имел два последовательно включенных эмиттерных повторителя.

Таким образом, анализ различных ячеек транзисторных усилителей показывает, что для измерительных усилителей наиболее пригодна двухкаскадная ячейка, каждый из каскадов которой представляет усилитель на основе схемы с общим эмиттером и согласующий элемент на основе схемы с общим коллектором.

Институт автоматики и электрометрии
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
10/VI 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. Д. Гик. Стабильность многоячеечного усилителя.—Изв. СО АН СССР, сер. техн., № 2, 1964.
2. Я. Будинский. Усилители низкой частоты на транзисторах. Связьиздат, М., 1963.
3. Транзисторы и полупроводниковые диоды, под редакцией И. Ф. Николаевского. Связьиздат, 1963.
4. В. Нуждин. Милливольтметр на транзисторах.—Журн. «Радио», № 3, 1963.

В. М. АЛЕКСАНДРОВ, А. А. НЕСТЕРОВ

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ БЫСТРОДЕЙСТВИИ
НА ОСНОВЕ РЕАЛИЗАЦИИ ЛИНИИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ

Информационно-измерительные системы [1] представляют сложные устройства, вопросы динамики которых весьма актуальны. Процесс измерения протекает во времени, и уменьшение времени установления показаний представляет значительный интерес.

Одна из возможностей уменьшения времени установления показаний или, другими словами, времени переходного процесса заключается в изменении формы измеряемого сигнала. Рассмотрим более подробно этот вопрос для систем, описываемых линейным дифференциальным уравнением второго порядка. Применительно к измерительным системам вопрос можно поставить так: какова должна быть форма сигнала $U(t)$, поступающего на вход линейной измерительной системы и обеспечивающего минимальное время переходного процесса, если измеряемая величина $y(t)$ постоянна в процессе измерения? Равнозначна и другая формулировка: как необходимо преобразовать $y(t)$ в $u(t)$, чтобы переходный процесс закончился за наименьшее время.

Акад. Л. С. Понтрягин и его учениками [2] было доказано, что наилучшей формой сигнала $u(t)$, поступающего на вход линейной динамической системы и обеспечивающего минимальное время переходного процесса, является сигнал, поочередно принимающий одно из двух значений $\pm y(t)$. Моменты переключения t сигнала $u(t)$ определяются на основе «принципа максимума» [2]. Определение последних и составляет задачу синтеза $u(t)$. Наибольший практический интерес представляет синтез $u(t)$ для линейных систем с комплексными корнями, так как такие системы наиболее часто встречаются на практике.

Будем решать задачу синтеза в постановке, которая принята в теории оптимальных процессов, где величина ограничения управления $u(t)$ не имеет принципиального значения и принято считать, что $|u(t)| \leq 1$. Вопросу синтеза оптимальных по быстродействию систем с комплексными корнями посвящены работы [2—4], в которых рассматриваются вопросы теории и практической реализации управляющей части систем.

В данном сообщении предлагается метод получения уравнений линий переключения, несколько отличный от применяемых ранее, и способы реализации управляющей части оптимальной по быстродействию системы второго порядка с комплексными корнями характеристического уравнения.

Пусть движение управляемого объекта описывается системой дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= a_{11} x_1 + a_{12} x_2 + b_1 u; \\ \frac{dx_2}{dt} &= a_{21} x_1 + a_{22} x_2 + b_2 u. \end{aligned} \right\} (1)$$

Если матрица коэффициентов этой системы $A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix}$ имеет собственные значения $\lambda_{1,2} = \alpha \pm j\beta$, то уравнения (1) имеют вид

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= e^{\alpha t} [c_1(t) \cdot (m_2 \cdot \sin \beta t + m_1 \cdot \cos \beta t) + \\ &+ c_2(t) (-m_1 \cdot \sin \beta t + m_2 \cdot \cos \beta t)]; \\ x_2 &= e^{\alpha t} [c_1(t) \sin \beta t + c_2(t) \cdot \cos \beta t]. \end{aligned} \right\} (2)$$

Здесь $m_1 = \frac{\beta}{a_{21}}$, $m_2 = \frac{\alpha - a_{22}}{a_{21}}$ — постоянные коэффициенты; $c_1(t)$, $c_2(t)$ — функции времени, зависящие от управления $u(t)$. При $t = t_0 = 0$ фазовая точка имеет координаты x_{10} , x_{20} . Из этих условий находим

$$c_1(0) = \frac{x_{10} - m_2 x_{20}}{m_1}; \quad c_2(0) = x_{20}. \quad (3)$$

Поставим задачу перехода в начало координат, т. е. при $t = t_1$, $x_1 = 0$, $x_2 = 0$.

При этом из уравнений (2) найдем

$$c_1(t_1) = c_2(t_1) = 0, \quad (4)$$

так как при $t = t_1$ уравнения (2) представляют собой однородную систему линейных алгебраических уравнений относительно $c_1(t_1)$, $c_2(t_1)$. Определитель этой системы $\Delta = m_1 \neq 0$.

Теперь необходимо найти $c_1(t)$ и $c_2(t)$. Подставив (2) в систему (1) и разрешив ее относительно $c_1(t)$ и $c_2(t)$, получим

$$\left. \begin{aligned} c_1(t) &= u e^{-\alpha t} (b_2 \sin \beta t + m_3 \cos \beta t); \\ c_2(t) &= u e^{-\alpha t} (-m_3 \sin \beta t + b_2 \cos \beta t), \end{aligned} \right\} (4)$$

где $m_3 = \frac{b_1 - b_2 m_2}{-m_1}$.

Интегрируя уравнения (4), получим

$$\left. \begin{aligned} c_1(t) &= c_1(0) + \int_0^t u e^{-\alpha t} (b_2 \sin \beta t + m_3 \cos \beta t) dt; \\ c_2(t) &= c_2(0) + \int_0^t u e^{-\alpha t} (-m_3 \sin \beta t + b_2 \cos \beta t) dt. \end{aligned} \right\} (5)$$

Введем обозначения

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \int_0^{t_1} u e^{-\alpha t} \sin \beta t dt; \\ I_2 &= \int_0^{t_1} u e^{-\alpha t} \cos \beta t dt. \end{aligned} \right\} (6)$$

При $t=t_1$ с учетом (4) и (6) уравнения (5) принимают вид

$$\left. \begin{aligned} b_2 I_1 + m_3 I_2 &= -c_1(0); \\ -m_3 I_1 + b_2 I_2 &= -c_2(0). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Согласно «принципу максимума» [1], управление $u(t)$ в данном случае будет определяться соотношением

$$u = \text{sign}(b_1 \psi_1 + b_2 \psi_2),$$

где ψ_1 и ψ_2 — решения системы уравнений

$$\frac{d\psi}{dt} = -A^* \psi \quad (8)$$

(A^* — транспонированная матрица A).

Далее получаем

$$b_1 \psi_1 + b_2 \psi_2 = M e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \varphi), \quad (9)$$

откуда $u = \text{sign} \sin(\beta t + \varphi)$, так как $M e^{-\alpha t}$ всегда больше 0.

С учетом (9) равенства (6) переписутся в виде

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \int_0^{t_1} e^{-\alpha t} \sin \beta t \cdot \text{sign} \sin(\beta t + \varphi) dt; \\ I_2 &= \int_0^{t_1} e^{-\alpha t} \cos \beta t \cdot \text{sign} \sin(\beta t + \varphi) dt. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Уравнения (7) с учетом равенств (3) принимают вид

$$\left. \begin{aligned} b_2 I_1 + m_3 I_2 &= \frac{-x_{10} + m_2 x_{20}}{m_1}; \\ -m_3 I_1 + b_2 I_2 &= -x_{20}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Уравнения (11) с учетом (10) представляют собой трансцендентные уравнения относительно времени управления t_1 и произвольной постоянной φ .

Допустим, что при $t=0$ фазовая точка находилась на линии переключения, т. е. $x_{10} = x_{1n}$, $x_{20} = x_{2n}$.

Соответствующие этому случаю I_1 и I_2 обозначим соответственно через I_{1n} и I_{2n} .

Тогда из (11) получим

$$\left. \begin{aligned} b_2 I_{1n} + m_3 I_{2n} &= \frac{-x_{1n} + m_2 x_{2n}}{m_1}; \\ -m_3 I_{1n} + b_2 I_{2n} &= -x_{2n}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Если движение начинается с линии переключения, то при $t=t_0$ управление меняет знак, т. е. $\sin(\beta t_0 + \varphi) = 0$.

При $t_0=0$ получаем $\sin \varphi = 0$, откуда φ равняется 0 или π . Тогда $\sin(\beta t + \varphi) = \pm \sin \beta t$. Следовательно,

$$\left. \begin{aligned} I_{1n} &= \pm \int_0^{t_1} e^{-\alpha t} \sin \beta t \cdot \text{sign} \sin \beta t dt = \pm \int_0^{t_1} e^{-\alpha t} |\sin \beta t| dt, \\ I_{2n} &= \pm \int_0^{t_1} e^{-\alpha t} \cos \beta t \text{sign} \sin \beta t dt. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Последний интеграл берем по частям

$$dv = \cos \beta t \text{sign} \sin \beta t dt;$$

$$v = \frac{1}{\beta} |\sin \beta t|;$$

$$I_{2n} = \pm \frac{e^{-\alpha t} |\sin \beta t|}{\beta} \Big|_0^{t_1} \pm \frac{\alpha}{\beta} \int_0^{t_1} e^{-\alpha t} |\sin \beta t| dt.$$

Введем обозначение

$$f(t_1) = e^{-\alpha t_1} |\sin \beta t_1|.$$

Тогда

$$I_{2n} = \pm \frac{1}{\beta} f(t_1) + \frac{\alpha}{\beta} I_{1n}. \quad (14)$$

Уравнения (12) в этом случае принимают вид

$$\left. \begin{aligned} \pm m_3 f(t_1) + (\beta b_2 + \alpha m_3) I_{1n} &= \frac{\beta}{m_1} (-x_{1n} + m_2 x_{2n}); \\ \pm b_2 f(t_1) + (-\beta m_3 + \alpha b_2) I_{1n} &= -\beta x_{2n}, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} f(t_1) &= \mp (m_4 x_{1n} + m_5 x_{2n}); \\ I_{1n} &= m_7 x_{2n} - m_6 x_{1n}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Здесь

$$m_4 = \frac{\beta m_3 - \alpha b_2}{m_1 (m_3^2 + b_2^2)};$$

$$m_5 = \frac{m_2 (\alpha b_2 - \beta m_3) + m_1 (\beta b_2 + \alpha m_3)}{m_1 (m_3^2 + b_2^2)};$$

$$m_6 = \frac{b_2}{m_1 (m_3^2 + b_2^2)}; \quad m_7 = \frac{m_3 m_1 + b_2 m_2}{m_1 (m_3^2 + b_2^2)}.$$

Введем новые координаты

$$\left. \begin{aligned} z_1 &= -m_6 x_1 + m_7 x_2; \\ z_2 &= m_4 x_1 + m_5 x_2. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

В этих координатах уравнения линии переключения переписуются в виде

$$\left. \begin{aligned} z_{1n} &= \mp \int_0^{t_1} e^{-\alpha t} |\sin \beta t| dt; \\ z_{2n} &\pm e^{-\alpha t_1} |\sin \beta t_1|. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

При $z_{1n} > 0$ берутся нижние знаки, при $z_{1n} < 0$ верхние.

Итак, мы получили уравнения линии переключения в параметрической форме. Параметром является t_1 — время движения с соответствующей точки линии переключения в начале координат. Вид правой ветви линии переключения в координатах $z_1 z_2$ показан на рис. 1, а.

Интересно отметить, что уравнения, аналогичные уравнениям (7), можно получить для систем любого порядка. Но получить уравнения линий переключения, удобные для практической реализации, в этом случае не удастся. Это связано с тем, что в получаемых уравнениях линий переключения число параметров равно $n-1$, где n — порядок системы.

Практическое же использование уравнений линий переключения, содержащих более одного параметра, затруднительно, но и в этом случае возможно определение $n-1$ произвольной постоянной и времени t_1 путем разрешения трансцендентных уравнений вида (7) относительно этих величин.

Немонотонные зависимости, аналогичные показанной на рис. 1, а с трудом реализуются на функциональных блоках. Но любую немонотонную непрерывную функцию можно представить в виде суммы двух

Рис. 1. Правая ветвь линии переключения в координатах z_1, z_2 (а) и представление немонотонной функции $z_2=f(z_1)$ в виде суммы монотонных функций $z_2=f(z_1)$ и $z_2=f(z_1)$ (б)

непрерывных монотонных функций (рис. 1, б). Получающиеся монотонные зависимости уже сравнительно легко реализуются на типовых функциональных блоках. Реализация управляющей части системы оптимального управления на элементах вычислительных машин непрерывного действия с помощью функциональных преобразователей приведена на рис. 2. Схема набора приведена для системы, матрица коэффициентов которой имеет вид

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -0,02 & -0,03 \end{pmatrix},$$

при $b_1=0$ и $b_2|u|=0,2$.

На функциональных блоках реализуются монотонные зависимости z_{2n} и z_{2n} , при суммировании которых получаем координату линии переключения z_{2n} . Сравниваем координаты z_{2n} и объекта z_2 и по их взаимному расположению определяем управление

$$u = |u| \text{sign}(z_{2n} - z_2).$$

С помощью реле Р1 осуществляется симметричное преобразование линии переключения из правой полуплоскости $z_1 z_2$ в левую.

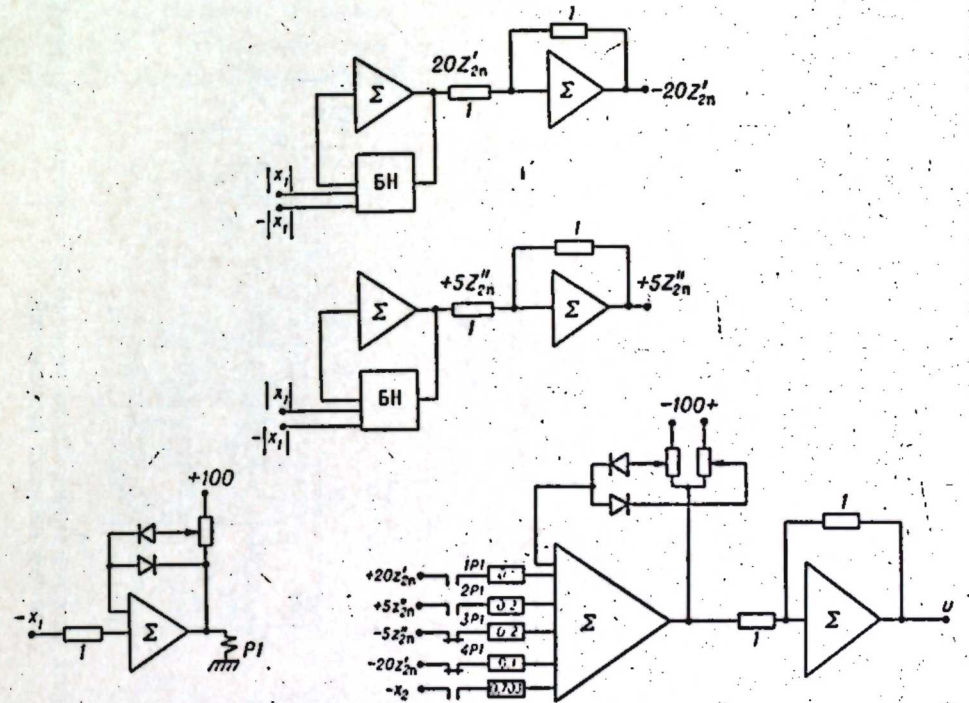


Рис. 2. Схема набора управляющей части системы оптимального управления на элементах вычислительных машин непрерывного действия с помощью функциональных преобразователей.

Более простую техническую реализацию управляющей части системы оптимального управления можно обеспечить с помощью функциональных преобразователей без опорных напряжений (рис. 3).

Первый участок линии переключения, расположенный по оси z_1 между значениями $0 \div z_{k1}$, аппроксимируется прямыми линиями $A_i z_1 + B_i z_2 = k$. Второй участок, расположенный между z_{k1} и z_{k2} , аппроксимируется прямыми $A_j^2 z_1 + B_j^2 z_2 = k$, а j — участок линии переключения — $A_i^1 z_1 + B_i^1 z_2 = k$. С помощью системы m неравенств вида

$$A_i^1 z_1 + B_i^1 z_2 \leq k, \quad i = 1, 2, \dots, m$$

задается область фазовой плоскости, расположенная над первым участком линии переключения, а с помощью системы m неравенств вида $A_i^1 z_1 + B_i^1 z_2 \leq k$ — область над j -участком линии переключения. k — произвольный параметр, определяемый обратным напряжением пробоя

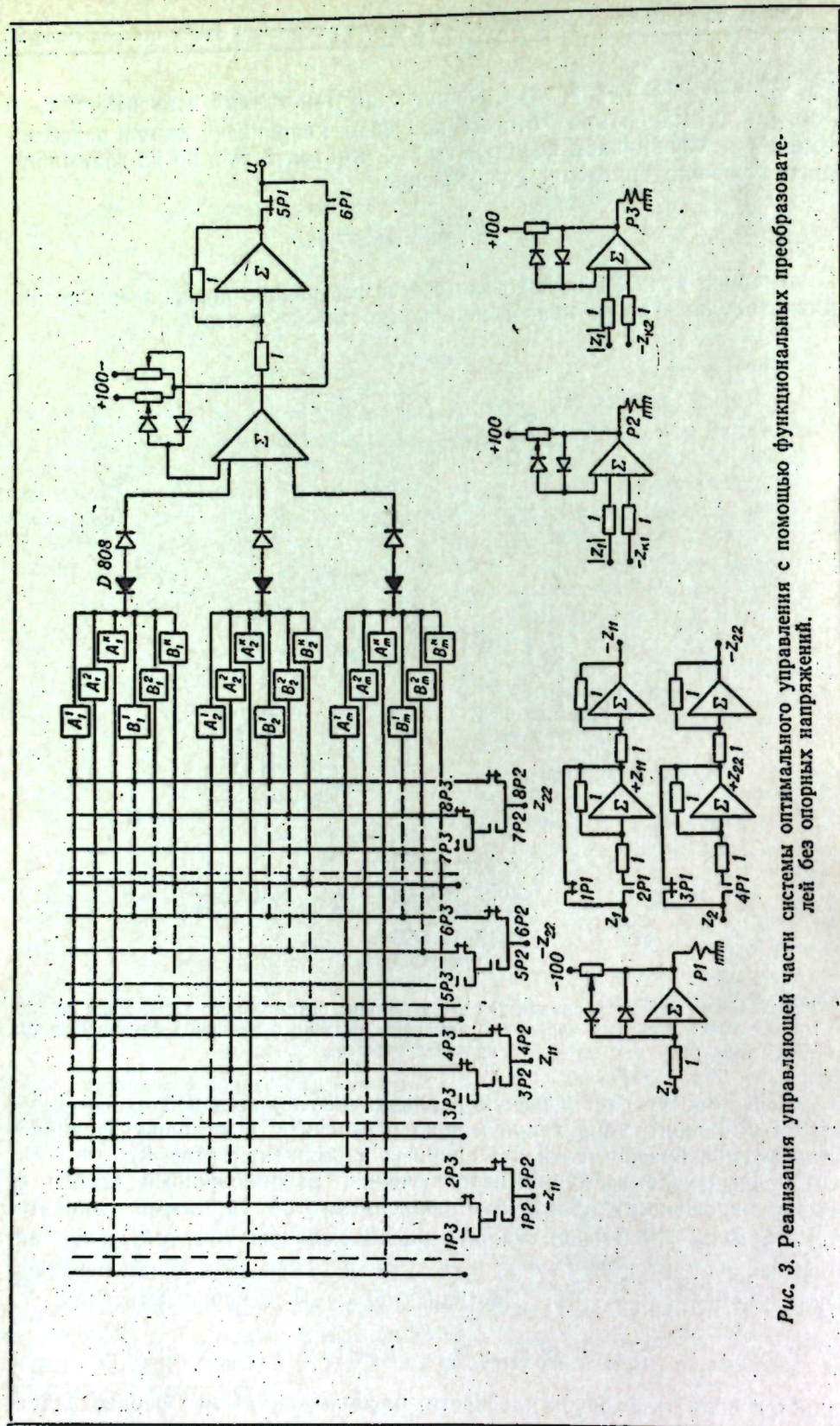


Рис. 3. Реализация управляющей части системы оптимального управления с помощью функциональных преобразователей без опорных напряжений.

для диодов типа D808;—D813, на которых и строится схема функциональных преобразователей без опорных напряжений.

Если удовлетворяется система неравенств, то управление, подаваемое на объект, имеет знак «минус» и, наоборот, если не удовлетворяется хотя бы одно из неравенств, значит, точка находится ниже линии переключения и управление подается на объект со знаком «плюс». На рис. 3 пунктирными линиями показано одно из двух возможных подключений элементов

$$A_i^j k \pm z_{11} \text{ и } B_i^j k \pm z_{22}.$$

Знаки подключаемых величин определяются знаками коэффициентов A_i^j или B_i^j , полученных при аппроксимации j -участка линии переключения. С помощью реле P1 осуществляется симметричное преобразова-

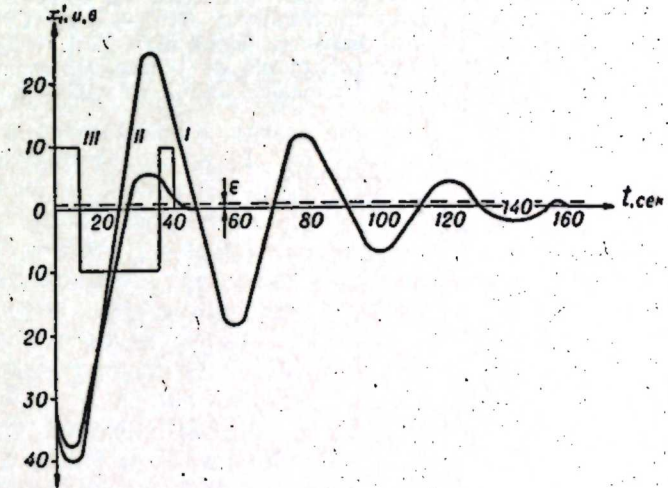


Рис. 4. Кривые переходного процесса в объекте.

ние координат z_1, z_2 в координаты z_{11}, z_{22} . При этом $z_{11} = -z_1$ и $z_{22} = -z_2$, если $z_1 < 0$ и $z_{11} = z_1, z_{22} = z_2$, если $z_1 > 0$.

Реле P2, P3 и т. д. определяют соответственно второй, третий и т. д. участки линии переключения и подключают соответствующие элементы A_i^j, B_i^j .

При экспериментальной проверке оптимальных быстродействий была принята система, матрица коэффициентов которой приведена на стр. 22. На рис. 4 приведены кривые переходного процесса в объекте без управления (кривая I) и при оптимальном управлении (кривая II) при переходе точки состояния объекта $(x_1 = -32, x_2 = -2,6)$ в начало координат. Кривая III — управление u . Из рис. 4 видно, что время переходного процесса с введением оптимального управления уменьшилось в 4 раза.

ВЫВОДЫ

В заключение отметим, что предлагаемый метод получения линии переключения в параметрической форме справедлив не только в случае перехода в начало координат, но и в случае перехода в любую доступную точку фазовой плоскости. В случае действительных собственных

значений матрицы объекта методика расчета линии переключения существенно упрощается. Наиболее простая техническая реализация управляющей части системы оптимального быстродействия в случае перехода в фиксированную точку достигается при использовании функциональных преобразователей.

Институт автоматики и электрометрии
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
2/1 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. К. Б. Карандеев. Измерительные информационные системы и автоматика.— Вестн. АН СССР, 1961, № 10.
2. Л. С. Понтрагин, В. Г. Болтянский, Р. В. Гамкрелидзе, Е. Ф. Мищенко. Математическая теория оптимальных процессов. М., Физматгиз. 1961.
3. P. Chandaket, Leondes. Optimum Nonlinear Bang—Bang Control Systems With Complex Roots. Applications and Industry, N 54, May, 1961.
4. E. B. Lee. Mathematical Aspects of the Synthesis of Linear Minimum Response—Time Controllers. IRE Transactions on Automatic Control, vol. AC—5, 4, 1960.

Я. Я. ТОМСОН

О КРИТИЧЕСКОМ КОЭФФИЦИЕНТЕ УСИЛЕНИЯ В АВТОМАТИЧЕСКИХ МОСТАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

При автоматическом контроле производственных процессов, а также в ряде лабораторных исследований возникает необходимость в точном измерении и регистрации двух изменяющихся во времени составляющих комплексного сопротивления (R и L , $\operatorname{tg} \delta$ и C и т. д.).

Наиболее пригодны для этого мосты переменного тока с автоматическим уравниванием двумя параметрами. В зависимости от способа формирования сигналов, управляющих движением уравнивающих органов, известны несколько типов мостов: с индикаторами раздельного уравнивания [1], с фазочувствительными детекторами (ФЧД) [2] и модуляционные с экстремальным регулированием [3]. Для оценки динамических свойств (быстродействия, динамической точности и др.) и правильного выбора параметров моста, а также для сравнительной оценки мостов различного типа требуются численные критерии, характеризующие прямо или косвенно свойства моста.

Как известно из теории автоматического регулирования, полный коэффициент усиления разомкнутой системы влияет на устойчивость, перерегулирование и быстродействие системы и находится в непосредственной связи с таким широко распространенным критерием в теории измерительной техники, как чувствительность. Однако в мостах для одновременного измерения двух составляющих комплексного сопротивления предельно возможные полные коэффициенты усиления зависят и от взаимосвязи между контурами.

Используя критерий Михайлова, В. Ю. Кнеллер [2] нашел качественную зависимость между величинами перекрестных связей и критическими коэффициентами усиления в мостах с ФЧД. Однако на практике часто необходимо знать количественные соотношения между величинами критических коэффициентов и перекрестных связей, а также остальными параметрами контуров уравнивания.

Важно также исследовать влияние обратных связей по скорости исполнительных органов на величины критических коэффициентов усиления контуров регулирования.

В данной работе определяются условия устойчивости автоматических мостов с фазочувствительными детекторами, находятся величины критических коэффициентов усиления в зависимости от величин взаимных связей и параметров системы и исследуется влияние обратных связей по скорости исполнительных органов на величины критических коэффициентов усиления контуров уравнивания.

При исследовании принято, что отклонения уравнивающих параметров не выходят за пределы, в которых окружности уравнивания можно заменять касательными; мостовая схема и усилители контуров уравнивания безынерционны; все элементы контуров регу-

лирования линейны; исполнительные органы обоих контуров идентичны и описываются дифференциальными уравнениями второго порядка.

Анализ моста в работе [4] был произведен при таких же допущениях. При определении условий устойчивости в общем случае допускается, как и в [4], что ФЧД безынерционны, однако в частном примере приводится исследование с учетом постоянных времени детекторов. При таких ограничениях и допущениях можно использовать критерий устойчивости по Гурвицу для определения границы области устойчивости по исследуемым параметрам, а также для установления связи между критическим коэффициентом усиления и прочими параметрами системы, не прибегая к сложным графическим построениям [2].

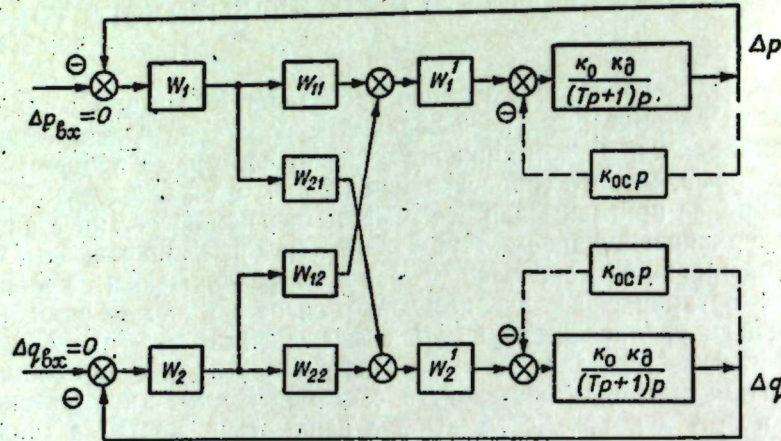


Рис. 1.

Полагая, что мост разбалансирован по уравнивающим параметрам, структурную схему, по аналогии со схемой, приведенной в [2], можно представить в следующем виде (рис. 1). Изменение индексации передаточных функций вызвано тем, что в матричной теории удобнее пользоваться цифровыми индексами и что в рассмотрение вводятся обратные связи.

Передаточные функции W_1, W_{11}, W_2, W_{22} характеризуют систему для каждого канала, включая мостовую измерительную схему и фазочувствительные детекторы.

W_1' и W_2' характеризуют усилители напряжения контуров; W_{12} и W_{21} связаны с действием взаимных связей между контурами. Передаточные функции исполнительных двигателей вместе с оконченными каскадами усиления можно представить в виде

$$\frac{k_0 k_x}{(Tp + 1)p},$$

где k_0 — коэффициент усиления усилителя оконченного каскада;
 k_x — коэффициент усиления исполнительного органа вместе с редуктором;

T — постоянная времени исполнительного органа.

Отклонения уравнивающих параметров от их значений, соответствующих положению равновесия, обозначены на схеме через Δp и Δq . $K_{oc} p$ — передаточные функции обратной связи, соответствующие частному случаю.

Характеристическое уравнение системы, представленной на рис. 1 без учета обратной связи, может быть записано в виде

$$T^2 p^4 + 2Tp^3 + [1 + Tk_0 k_x (W_1 W_{11} W_1' + W_2 W_{22} W_2')] p^2 + k_0 k_x (W_1 W_{11} W_1' + W_2 W_{22} W_2') p + W_1 W_2 W_1' W_2' (W_{11} W_{22} - W_{12} W_{21}) k_0^2 k_x^2 = 0. \quad (1)$$

Согласно критерию Гурвица [5], система будет устойчивой, если все коэффициенты характеристического уравнения (1) и все определители Гурвица будут положительными. Величины W_1, W_2, W_1' и W_2' обычно положительны, следовательно, для выполнения первого условия необходимо удовлетворить неравенство

$$W_{11} \cdot W_{22} - W_{12} \cdot W_{21} > 0. \quad (2)$$

Второе условие выражается в виде*

$$\Delta_2 = 2T + T^2 k_0 k_x (W_1 W_{11} W_1' + W_2 W_{22} W_2') > 0; \quad (3)$$

$$\Delta_3 = 2k_0 k_x (W_1 W_{11} W_1' + W_2 W_{22} W_2') + T k_0^2 k_x^2 (W_1 W_{11} W_1' - W_2 W_{22} W_2')^2 + 4T k_0^2 k_x^2 W_1 W_2 W_1' W_2' W_{21} W_{12} > 0, \quad (4)$$

где Δ_2 и Δ_3 — определители Гурвица второго и третьего порядка.

Найденные условия устойчивости позволяют рассмотреть возможность увеличения коэффициентов усиления контуров уравнивания. Из определителей первым обычно обращается в нуль Δ_3 , что подтверждается ниже. Тогда устойчивость сводится к проверке соблюдения неравенства (4).

Важно отметить, что большое влияние при прочих равных условиях на неравенство (4) оказывают знаки передаточных функций W_{12} и W_{21} , входящих в последний член этого неравенства. Если $W_{12} \cdot W_{21} > 0$, то неравенство (4) усиливается, если $W_{12} \cdot W_{21} < 0$, то оно ослабляется. В приведенном примере передаточные функции W_{12} и W_{21} имеют разные знаки и неравенство (4) существует; следовательно, полные коэффициенты усиления контуров уравнивания ограничены сверху. Однако при $W_{12} \cdot W_{21} > 0$ может оказаться так, что все коэффициенты характеристического уравнения (1) будут положительными и будут выполняться неравенства (3) и (4), т. е. система будет устойчивой при любых значениях коэффициентов усиления.

Вполне вероятно, что мосты рассматриваемого типа при определенном выборе фаз опорных напряжений ФЧД и некоторых разновидностей других типов [3, 6] будут обладать такими свойствами, однако подробный анализ влияния знаков перекрестных связей на свойства мостов представляет предмет самостоятельного исследования.

С помощью определителей Гурвица можно найти критические значения параметров системы, т. е. значения параметров, соответствующих границе области устойчивости. Эта граница в общем виде определяется уравнением поверхности [5]

$$a_n \cdot \Delta_{n-1} = 0.$$

где a_n — свободный член характеристического уравнения системы;
 Δ_{n-1} — предпоследний определитель Гурвица.

* Определитель $\Delta_1 = T^2$ и всегда положителен.

При этом необходимо, чтобы все предшествующие определители были положительными. Изложенный метод позволяет определить условия и границу устойчивости для системы также с учетом постоянных времени ФЧД и при введении обратных связей.

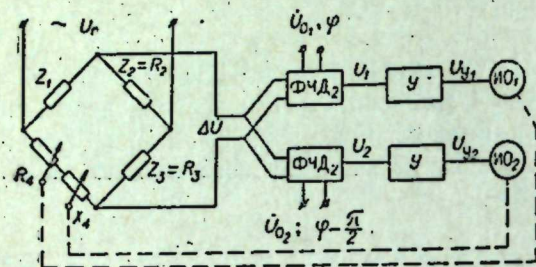


Рис. 2.

В качестве примера рассмотрим автоматический мост для измерения R и L с двумя уравновешивающими параметрами в одном плече (рис. 2). Напряжения U_1 и U_2 для управления исполнительными органами ИО₁ и ИО₂ формируются с помощью двух фазочувствительных детекторов ФЧД₁ и ФЧД₂. Сформированные напряжения U_1 и U_2 усиливаются в каскадах усиления $У$. Фазочувствительные детекторы управляются напряжением диагонали мостовой схемы ΔU и опорными напряжениями U_{01} и U_{02} , образующими с напряжением питания мостовой схемы U_n углы φ и $\frac{\pi}{2} - \varphi$.

Если допустить, что фазочувствительные детекторы, усилители и исполнительные органы обоих контуров идентичны, то

$$W_1 = W_2 = k_1 \cdot k_2;$$

$$W_{11} = W_{22} = \cos \psi;$$

$$W_{12} = \sin \psi; \quad W_{21} = -\sin \psi; \quad (6)$$

$$W_1^1 = W_2^1 = k_y;$$

$$\Delta p = \Delta R_4; \quad \Delta q = \Delta X_4; \quad X_4 = \omega \cdot L_4,$$

где

$$k_1 = \frac{U_n \cdot R}{(R_3 + R_{40})^2 + X_{40}^2};$$

k_2 — коэффициент передачи фазочувствительных детекторов;
 k_y — коэффициент усиления усилителей $У$;

$$\psi = \varphi - 2\alpha_0; \quad \alpha_0 = \arctg \frac{X_{40}}{R_3 + R_{40}};$$

R_{40} и X_{40} — установившиеся значения R_4 и X_4 .

Характеристическое уравнение (1) с учетом выражений (6) принимает вид

$$T^2 p^4 + 2T p^3 + (1 + 2kT \cos \psi) p^2 + 2k \cos \psi p + k^2 = 0, \quad (7)$$

где

$$k = k_1 k_2 k k_0 k_x.$$

Согласно критерию Гурвица, из (7) следует, что на ψ должно быть наложено ограничение

$$-\frac{\pi}{2} < \psi < \frac{\pi}{2}. \quad (8)$$

Из уравнения (7), используя критерий Гурвица, вытекает условие устойчивости для рассматриваемого случая

$$k < \frac{\cos \psi}{T \sin^2 \psi}. \quad (9)$$

Так как коэффициенты k_1, k_2, k_0, k_x обычно заданы, то наибольший интерес представляет величина переменного параметра k_y . Из (9) можно определить критическое значение k_y , если учесть равенство (5)

$$k_{yкр} = \frac{\cos \psi}{T \sin^2 \psi k_1 k_2 k_0 k_x}. \quad (10)$$

Для получения большей чувствительности моста по измеряемым параметрам нужно стремиться к реализации большого коэффициента усиления, что видно из соотношения

$$\frac{U_{тр}}{\delta} = k_1 k_2 k_0 \cos \psi, \quad (11)$$

где $U_{тр}$ — напряжение трогания сервомоторов; δ — минимальное приращение измеряемой величины, на которое реагирует система. Однако для обеспечения устойчивости должно выполняться соотношение

$$k_y < k_{yкр}. \quad (12)$$

Рассмотрим влияние обратных связей на величины критических коэффициентов усиления.

При введении обратной связи по скорости исполнительных органов характеристическое уравнение системы принимает вид

$$T^2 p^4 + (2T k_{oc} k_x + 2T) p^3 + (1 + k_x^2 k_{oc}^2 + 2T k \cos \psi + 2k_x k_{oc}) p^2 + (2k \cos \psi + 2k k_x k_{oc} \cos \psi) p + k^2 = 0, \quad (13)$$

где

$$k_x = k_0 \cdot k_x.$$

Из этого уравнения получаем условие устойчивости

$$k_y < \frac{\cos \psi (1 + k_{oc} k_x \cdot k_0)^2}{T k_1 k_2 k_0 k_x \sin^2 \psi}. \quad (14)$$

При увеличении коэффициента обратной связи k_{oc} или охвате большого числа каскадов усиления, что соответствует возрастанию k_0 , увеличивается верхний возможный предел k_y , а при заданном k_y повышается запас устойчивости системы. При введении обратной связи по скорости представляет интерес и другая постановка этой задачи. Будем считать, что k_y задано, а k_0 может меняться в широких пре-

делах. Требуется проверить, будет ли система оставаться устойчивой при $k_0 \rightarrow \infty$. Для этого удобно воспользоваться методикой, предложенной М. В. Мееровым [7], согласно которой характеристическое уравнение (13) делится на величину k_0^2 . При этом коэффициент $m = \frac{1}{k_0} \rightarrow 0$.

Так как вырожденное характеристическое уравнение и вспомогательное уравнение первого рода, полученные из (13) при $m=0$, удовлетворяют условиям устойчивости, следовательно, система устойчива.

Если считать, что величина k_0 ограничена, то из соотношения (14) вытекают ограничения, накладываемые на этот коэффициент,

$$k_0 > \frac{\sin^2 \psi \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k_y \cdot T}{\cos \varphi \cdot k_{oc}^2 k_d} \quad (15)$$

при условии

$$1 \ll k_{oc} k_0 k_d. \quad (16)$$

Из (15) видно, что величина k_0 ограничена снизу. Это — отличительное свойство систем взаимосвязанного регулирования.

При низких частотах напряжения питания (см. рис. 2) на динамику системы заметно влияет постоянная времени фазочувствительных детекторов. Тогда передаточные функции звеньев W_1 и W_2 (рис. 1) примут вид

$$W_1 = W_2 = \frac{k_1 k_2}{T_d p + 1}, \quad (17)$$

где T_d — постоянная времени фазочувствительных детекторов. Однако в этом случае при неограниченном увеличении коэффициента усиления контура, охваченного обратной связью, для сохранения устойчивости необходимо соблюдение неравенства

$$k_{oc} > \frac{\sin^2 \psi}{\cos \psi} k_1 k_2 k_y T_d. \quad (18)$$

Полученные выражения остаются справедливыми и для случая измерения C и $\text{tg} \delta$.

Из выражений (10), (14) и (18) можно найти пределы изменения угла ψ и, следовательно, α_0 при условии, что остальные параметры заданы.

При неодинаковых величинах передаточных коэффициентов идентичных звеньев и при асимметричных взаимных связях может возникнуть задача определения критического коэффициента усиления одного контура при условии, что коэффициент усиления второго контура уже выбран исходя из обеспечения требуемой чувствительности. При этом также целесообразно воспользоваться свойствами определителей Гурвица, применительно к уравнению (1).

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы. Увеличение степени взаимосвязи контуров уравнивания уменьшает критический коэффициент усиления, причем величина $\left| \frac{\partial k_{кр}}{\partial \psi} \right|$ растет по мере уменьшения аргумента $|\psi|$, характеризующего взаимную связь.

Обратные связи по скорости исполнительных органов значительно повышают критические коэффициенты усиления контуров уравнивания.

вания. В частном случае, когда каждый из контуров регулирования описывается дифференциальными уравнениями второго порядка, коэффициенты усиления контуров, охваченных обратной связью по скорости, ограничены снизу.

Существенное влияние на динамику процессов в системах взаимосвязанного регулирования при прочих равных условиях оказывают знаки передаточных функций перекрестных связей между контурами регулирования.

Институт автоматики и электрометрии
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
12/V 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. К. Б. Карандеев. Мостовые методы измерений. Гостехиздат УССР, Киев, 1954.
2. В. Ю. Кнеллер. Влияние взаимосвязи контуров уравнивания на динамические свойства мостов и компенсаторов переменного тока. — Автоматика и телемеханика, 1959, т. XX, № 9.
3. Ф. Б. Гриневич. Принципы построения автоматических мостов переменного тока с экстремальным регулированием. — Измерительная техника, 1960, № 12.
4. В. Ю. Кнеллер. Об одном типе мостов переменного тока с автоматическим уравниванием двумя параметрами. — Автоматика и телемеханика, 1958, т. XIX, № 2.
5. А. А. Фельдбаум. Электрические системы автоматического регулирования. Оборонгиз, 1957.
6. Ф. Б. Гриневич. Автоматические мосты с экстремальным регулированием при фазовой селекции регулирующих воздействий. — Измерительная техника, 1962, № 2.
7. В. М. Мееров. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. Физматгиз, 1959.

А. С. АНИСИМОВ, А. И. ВАСИЛЬЕВ

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В работах [1, 2] получены выражения линии переключения и оптимального (по быстродействию) управления регулятором с исполнительным асинхронным двухфазным двигателем при амплитудном управлении. Одна из возможных структурных схем такого регулятора изображена на рис. 1.

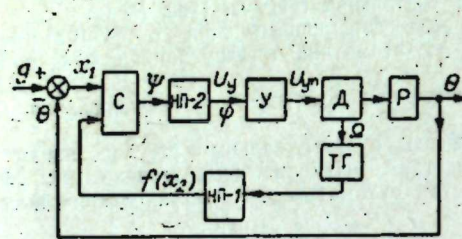


Рис. 1. Структурная схема оптимального регулятора.

С — сумматор; НП-1, НП-2 — нелинейные преобразователи; У — усилитель; Д — двигатель; ТГ — тахогенератор; Р — редуктор.

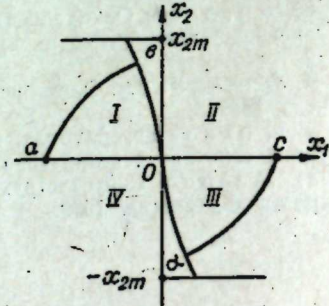


Рис. 2. Фазовые траектории оптимального регулятора.

Создать оптимальный регулятор, обладающий идеальными характеристиками НП-1 (функция переключения) и НП-2 (идеальное реле) невозможно, так как невозможно идеально описать переключающую функцию характеристикой какого-либо элемента и невозможно создать идеальное реле, не имеющее гистерезиса или зону нечувствительности. Однако при проектировании конкретного регулятора всегда полезно и целесообразно видеть тот предел, к которому можно стремиться при его создании. С другой стороны, не менее важно заранее знать, будет ли в состоянии система с выбранным исполнительным элементом, удовлетворять поставленным требованиям к динамике. В связи с этим представляет интерес получение несложного выражения, позволяющего определить время переходного процесса в идеальном оптимальном регуляторе при произвольной величине входного ступенчатого воздействия в зависимости от параметров исполнительного двигателя и объекта регулирования. Решению этой задачи и посвящена настоящая работа.

ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ

Уравнения движения оптимального регулятора при входном ступенчатом воздействии g в системе координат рассогласования ($x_1 = g - \theta$) и его производной ($x_2 = \frac{dx_1}{dt} - \Omega$) [1] имеют вид

$$\frac{dx_1}{dt} = x_2; \quad \frac{dx_2}{dt} = -\frac{F}{J} x_2 - \frac{k}{J} U_{yn} - \frac{M_c}{J} \text{sign } x_2, \quad (1)$$

где величины $\Theta, \Omega, F, k, J, M_c, U_{yn}$ — параметры двигателя и объекта регулирования и соответственно означают угол поворота выходного вала редуктора, скорость вращения выходного вала, коэффициент вязкого трения, коэффициент пропорциональности между пусковым моментом двигателя и напряжением на обмотке управления U_y , момент инерции, момент сопротивления, приведенные к выходному валу редуктора, предельно допустимое напряжение на обмотке управления двигателя. Знак $\text{sign } x_2$ указывает, что момент сопротивления изменяет свой знак при изменении знака скорости вращения двигателя. Оптимальное (по быстродействию) управление [1] имеет вид

$$U_y = U_{yn}; \quad \varphi = +\frac{\pi}{2} \text{sign } \Psi, \quad (2)$$

где φ — угол сдвига фаз между напряжением управления и возбуждения двигателя, а Ψ — уравнение линии переключения.

Зная уравнения движения (1) и оптимальное управление (2), несложно найти уравнения движения и фазовые траектории системы во всех областях фазовой плоскости x_1, x_2 (рис. 2). При этом необходимо учитывать, что траектории, принадлежащие II и IV областям фазовой плоскости в идеальном регуляторе, единственные и представляют собой ветви линии переключения, т. е. траектории, имеющие нулевые начальные условия $x_1(0) = 0, x_2(0) = 0$. Подставляя значения оптимального управления (2) в (1) для каждой области фазовой плоскости, учитывая знаки величины x_2 и исключая время из системы уравнений (1), получаем дифференциальные уравнения вида

$$\frac{dx_1}{dx_2} = f(x_2, F, J, k, M_c, U_y),$$

интегрируя которые с учетом начальных условий $x_1(0)$ и $x_2(0)$, находим уравнения фазовых траекторий в каждой области фазовой плоскости.

| I | II | III | IV |
|---|---|---|---|
| $U_y = U_{yn};$ $\varphi = -\frac{\pi}{2}; x_2 > 0$ | $U_y = U_{yn};$ $\varphi = +\frac{\pi}{2}; x_2 > 0$ | $U_y = U_{yn};$ $\varphi = +\frac{\pi}{2}; x_2 < 0$ | $U_y = U_{yn};$ $\varphi = -\frac{\pi}{2}; x_2 < 0$ |
| $\frac{dx_1}{dt} = x_2;$ $\frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{T} x_2 + \frac{1}{T} x_{2m}$ | $\frac{dx_1}{dt} = x_2;$ $\frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{T} x_2 - \frac{1}{T} x_{2n}$ | $\frac{dx_1}{dt} = -x_2;$ $\frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{T} x_2 + \frac{1}{T} x_{2m}$ | $\frac{dx_1}{dt} = -x_2;$ $\frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{T} x_2 - \frac{1}{T} x_{2n}$ |
| $x_1 = x_1(0) - T x_{2m} \times \times \ln \left \frac{x_2 - x_{2m}}{x_2(0) - x_{2m}} \right - T(x_2 - x_2(0))$ | $x_1 = x_1(0) + T x_{2n} \times \times \ln \left \frac{x_2 + x_{2n}}{x_2(0) + x_{2n}} \right - T(x_2 - x_2(0))$ | $x_1 = x_1(0) + T x_{2m} \times \times \ln \left \frac{x_2 - x_{2m}}{x_2(0) - x_{2m}} \right + T(x_2 - x_2(0))$ | $x_1 = x_1(0) - T x_{2n} \times \times \ln \left \frac{x_2 + x_{2n}}{x_2(0) + x_{2n}} \right + T(x_2 - x_2(0))$ |

Уравнения движения системы и ее фазовых траекторий, вычисленные указанным выше образом, сведены в таблицу, в которой введены следующие обозначения:

$$T = \frac{J}{F}; \quad x_{2m} = \frac{k U_{yn} - M_c}{F}; \quad x_{2n} = \frac{k U_{yn} + M_c}{F}, \quad (3)$$

где величина T — электромеханическая постоянная времени привода, а x_{2m} определяет максимально возможную скорость вращения выходного вала при данном моменте сопротивления и параметрах двигателя.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Рассмотрим движение системы на фазовой плоскости (см. рис. 2). Пусть после приложения входного ступенчатого воздействия g система оказалась в точке a фазовой плоскости. Тогда, очевидно, движение системы к состоянию равновесия (точка 0) будет состоять из двух участков — участка разгона ab и участка торможения bo . Следовательно, время переходного процесса в системе будет складываться из времени разгона t_p и времени торможения t_r . Уравнения движения системы в период разгона (область I) и в период торможения (область II) представлены в таблице. Тогда время разгона и время торможения могут быть определены непосредственно путем интегрирования вторых уравнений* систем, описывающих движение регулятора в I и II областях фазовой плоскости. Таким образом, получаем

$$t_p = -T \int_0^{x_{2b}} \frac{dx_2}{x_2 - x_{2m}} = -T \ln \left| 1 - \frac{x_{2b}}{x_{2m}} \right|; \quad (4)$$

$$t_r = -T \int_{x_{2b}}^0 \frac{dx_2}{x_2 + x_{2n}} = T \ln \left| 1 + \frac{x_{2b}}{x_{2n}} \right|. \quad (5)$$

Поэтому для определения времени переходного процесса остается только определить координату x_2 точки переключения b — x_{2b} . Координата x_{2b} определяется как координата точки пересечения фазовой траектории ab с линией переключения bo . Уравнения этих линий берутся из таблицы

$$x_1 = x_1(0) - T x_{2m} \ln \left| \frac{x_2 - x_{2m}}{x_2(0) - x_{2m}} \right| - T (x_2 - x_2(0)),$$

где

$$x_1(0) = x_{1a} = -g; \quad x_2(0) = x_{2a} = 0; \quad (6)$$

$$x_1 = x_1(0) + T x_{2n} \ln \left| \frac{x_2 + x_{2n}}{x_2(0) + x_{2n}} \right| - T (x_2 - x_2(0));$$

где

$$x_1(0) = x_{1o} = 0; \quad x_2(0) = x_{2o} = 0.$$

* В случае идеального оптимального регулятора фазовые траектории движения системы однозначны во всей фазовой плоскости. Поэтому интегрирование достаточно производить лишь по одной координате x_2 , которая изменяется в пределах $x_{2a} < x_2 < x_{2b}$ в режиме разгона и пределах $x_{2b} > x_2 > x_{2o}$ в режиме торможения. Учитывая, что $x_{2a} = x_{2o} = 0$, получаем пределы интегрирования $0 \leq x_2 < x_{2b}$ в режиме разгона и $x_{2b} > x_2 > 0$ в режиме торможения.

Подставляя в уравнения (6) начальные условия, приравнивая между собой правые части и затем преобразовывая, получаем уравнение

$$T x_{2n} \ln \left| 1 + \frac{x_2}{x_{2n}} \right| + T x_{2m} \ln \left| 1 - \frac{x_2}{x_{2m}} \right| = -g. \quad (7)$$

Уравнение (7) не имеет точного решения. Поэтому для его решения воспользуемся формулой [3]

$$\ln(1+x) = \frac{x}{2} \left(\frac{1}{1+\alpha x} + \frac{1}{1+\beta x} \right), \quad |x| < 1,$$

где

$$\alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{12}}; \quad \beta = \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{12}}. \quad (8)$$

Подставляя выражения α и β в (8) и преобразовывая, получаем

$$\ln(1+x) = \frac{x^2 + 2x}{2 + 2x + \frac{1}{3}x^2}. \quad (9)$$

Проведенные исследования показали, что с достаточной для технических расчетов степенью точности выражение (9) может быть упрощено и сведено к виду

$$\ln(1+x) = \frac{0.5x^2 + x}{x+1}. \quad (10)$$

Тогда, заменяя логарифмические выражения в (7) на (10) с учетом того, что $x = \frac{x_2}{x_{2n}}$ или $x = -\frac{x_2}{x_{2m}}$ в соответствующих логарифмических выражениях и производя преобразования, получаем квадратное уравнение

$$x_2^2 + x_2 \frac{g(x_{2n} - x_{2m})}{g + 0.5T(x_{2n} + x_{2m})} - \frac{g x_{2n} x_{2m}}{g + 0.5T(x_{2n} + x_{2m})} = 0,$$

решая которое относительно x_2 , получаем координату x_{2b} точки переключения в виде

$$x_{2b} = -\frac{g(x_{2n} - x_{2m})}{2g + T(x_{2n} + x_{2m})} + \sqrt{\left[\frac{g(x_{2n} - x_{2m})}{2g + T(x_{2n} + x_{2m})} \right]^2 + \frac{g x_{2n} x_{2m}}{g + 0.5T(x_{2n} + x_{2m})}}. \quad (11)$$

Обозначая координату x_2 произвольной точки переключения через x_{2*} и подставляя в уравнение (11) значения величин (3), получаем

$$x_{2*} = \frac{-g M_c F + \sqrt{g k U_{yn} [k U_{yn} (g F^2 + J k U_{yn}) - J M_c^2]}}{g F^2 + J k U_{yn}}. \quad (12)$$

Подставляя значение x_{2*} в уравнения (4) и (5), определим время разгона и торможения регулятора.

Общее время переходного процесса определится следующим образом:

$$t_{\text{пп}} = t_p + t_r = T \ln \frac{x_{2m}(x_{2n} + x_{2*})}{x_{2n}(x_{2m} - x_{2*})} \quad (13)$$

Таким образом, полученные выражения позволяют при заданных параметрах объекта и исполнительного процесса определить минимально возможное время переходного процесса в регуляторе. Однако, как отмечалось выше, в реальной системе это время не достижимо, а служит лишь пределом возможностей системы, к которому можно стремиться. Помимо указанного, полученные выражения позволяют исследовать вопрос о влиянии того или иного параметра объекта на продолжительность переходного процесса, а при замене величин k , F через параметры схемы замещения двигателя [4] исследовать вопрос о влиянии этих параметров на время переходного процесса. Следовательно, они могут оказаться полезными при конструировании быстродействующих электродвигателей, а также при выборе двигателя для системы управления.

Институт автоматики и электрометрии
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
1/IV 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. А. С. Анисимов. Оптимальное управление в следящих приводах с асинхронным двухфазным двигателем. — Изв. СО АН СССР, сер. техн. наук, 1963, № 10, вып. 3.
2. А. С. Анисимов, А. И. Васильев. Синтез оптимального управления в системе микроэлектропривода с асинхронным двухфазным двигателем при учете нелинейной механической характеристики двигателя. — Сб. «Автоматизация производственных процессов». Новосибирск, 1964.
3. Л. А. Люстерник, О. А. Червоненкис, А. Р. Янпольский. Математический анализ. Вычисление элементарных функций. М., Физматгиз, 1963.
4. А. С. Анисимов. Механические характеристики асинхронного двухфазного двигателя с полым ротором. — Изв. СО АН СССР, сер. техн. наук, 1964, № 2, вып. 1.

Г. Д. БИРИН, А. И. ВАСИЛЬЕВ, В. Т. ЗАГОРСКИЙ
К ВОПРОСУ О ВЫБОРЕ ПАРАМЕТРОВ
СОСТАВНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ КЛЮЧЕЙ

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В последнее время для импульсного регулирования машин постоянного тока нашли применение силовые транзисторы, включаемые по схеме так называемого составного ключа [1].

Составным ключом (рис. 1) называется схема соединения двух транзисторов, в которой режим насыщения (как и режим отсечки) одного транзистора (силового) достигается с помощью сильной положительной обратной связи по току, а второй (вспомогательный) транзистор выполняет функции усилителя в цепи обратной связи.

В работе Т. А. Глазенко [1] показана схема составного ключа, обладающая целым рядом преимуществ по сравнению с ключевыми схемами, в которых вспомогательный транзистор включен в цепь входного сигнала.

Представляет интерес исследование условий работы составного ключа в цепях переменного тока. Такой режим имеет место в преобразователях частоты, предназначенных для питания двигательной нагрузки [2].

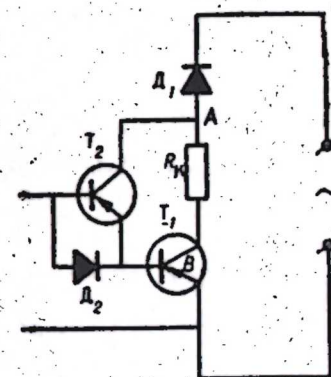


Рис. 1.

2. ПРИНЦИП РАБОТЫ СОСТАВНОГО ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА В ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Составной транзисторный ключ состоит из силового транзистора T_1 (рис. 1), в коллекторную цепь которого включено сопротивление R_k . Между базой силового транзистора и точкой А включен вспомогательный транзистор T_2 . Входной сигнал подается между базой транзистора T_2 и эмиттером T_1 . Для передачи запирающих сигналов на базу силового транзистора служит диод D_2 . Диод D_1 предназначен для запирающего ключа при прохождении отрицательных полуволн напряжения питания.

При подаче входного сигнала открывается транзистор T_1 , коллекторный ток которого I_k создает падение напряжения в сопротивлении обратной связи R_{oc}

$$U_{AB} = I_k R_{oc} \quad (1)$$

$$R_{oc} = R_k + r_{k1} \quad (2)$$

где r_{k1} — коллекторное сопротивление транзистора T_1 .

Это напряжение открывает вспомогательный транзистор T_2 , коллекторный ток которого в базе транзистора T_1 складывается со входным сигналом, что приводит к увеличению коллекторного тока силового транзистора и т. д.

Процесс нарастания коллекторного тока силового транзистора происходит лавинообразно и заканчивается при полном насыщении обоих транзисторов.

Рассмотрим на плоскости характеристик транзисторов T_1 и T_2 процесс перехода составного ключа из режима отсечки в режим насыщения (рис. 2).

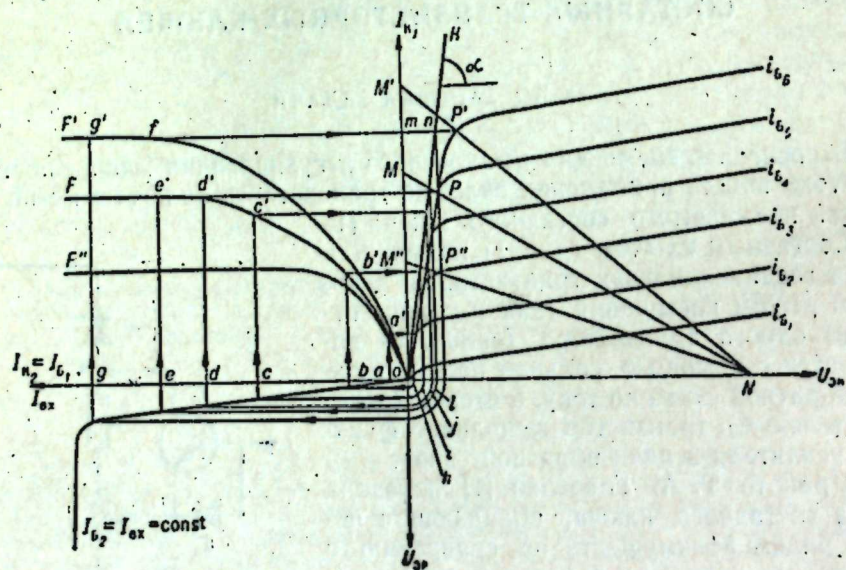


Рис. 2.

В первом квадранте этой плоскости в осях I_k и $U_{кк}$ построены выходные статические характеристики транзистора T_1 , на которые нанесена линия нагрузки MN . Здесь же под углом $\alpha = \arctg R_{oc}$ к оси абсцисс построена характеристика обратной связи.

Во втором квадранте плоскости для данного значения напряжения питания составного ключа построена динамическая характеристика прямой передачи по току $I_k = f(I_b)$ транзистора T_1 .

В третьем квадранте для выбранного значения тока базы построена выходная статическая характеристика транзистора T_2 . По оси абсцисс влево отложен ток коллектора T_2 и входной ток ключа $I_{вх}$, а по оси ординат вниз отложено в соответствующем масштабе напряжение $U_{кк}$.

Ключ возбуждается при подаче на его вход тока $I_{вх}$, который в соответствующем масштабе равен отрезку ao .

Этот ток открывает транзистор T_1 и вызывает появление некоторого тока коллектора $I_{к1}$, величина которого определяется ординатой aa' , восстановленной из точки a до встречи с динамической характеристикой прямой передачи транзистора T_1 .

При протекании тока коллектора $I_{к1}$ на сопротивлении R_{oc} создается падение напряжения U_1 , которое равно коллекторному напряжению транзистора T_2 и определяется величиной отрезка oh .

Под воздействием напряжения U_1 и входного тока $I_{вх}$ открывается транзистор T_2 , что увеличивает ток базы транзистора до $I_{б1}$ (отрезок ob).

Увеличение тока базы транзистора T_1 в свою очередь вызывает увеличение тока коллектора до величины $I'_{к1}$ (отрезок bb'). При увеличении тока коллектора увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_{oc} (отрезок oi), что связано с увеличением тока коллектора $I_{к1}$, тока базы $I_{б1}$ и т. д.

Состояние равновесия наступает тогда, когда ток коллектора силового транзистора достигает насыщенного значения по динамической характеристике прямой передачи (точка d').

Если бы динамическая характеристика была линейна во всем диапазоне, то состояние равновесия соответствовало бы точке пересечения выходной статической характеристики вспомогательного транзистора, построенной для заданного входного тока с вольт-амперной характеристикой обратной связи, приведенной к третьему квадранту.

В точке равновесия ток базы получается больше, чем это нужно по выходной статической характеристике для получения соответствующего значения тока коллектора. Избыточный ток базы равен отрезку de .

Допустим, что в некоторый момент времени произошло изменение нагрузки составного ключа. На графике этому будет соответствовать смещение линии нагрузки с изменением угла ее наклона.

Новому значению сопротивления нагрузки (линии $M'N'$) соответствует новая динамическая характеристика OF' .

При увеличении нагрузки увеличивается ток коллектора $I'_{к1}$ и соответственно коллекторное напряжение транзистора T_2 (отрезок mn).

Увеличение коллекторного напряжения U_{T2} вследствие того, что транзистор T_2 работает в насыщенной зоне, приводит к увеличению $I_{к1}$ и тока базы T_1 .

Новое состояние равновесия будет достигнуто в точке g' .

При уменьшении нагрузки процесс происходит аналогично.

Таким образом, изменение нагрузки в ту или другую сторону сопровождается соответствующим изменением тока базы транзистора T_1 . Как видно из построений, величина избыточного тока меняется незначительно ($e'd' \approx g'f'$).

При работе составного ключа в цепи переменного тока коллекторное напряжение имеет пульсирующий характер.

Особенностью этого режима является одновременное изменение мгновенных значений коллекторного напряжения U_k , тока коллектора I_k и падения напряжения на транзисторах ключа. Это происходит потому, что линия нагрузки перемещается параллельно самой себе с изменением U_k (рис. 3). Каждому положению линии нагрузки при $U_n = f(t)$ соответствует своя динамическая характеристика прямой передачи.

Рассмотрим составной ключ при трех значениях напряжения питания U_1, U_2, U_3 , соответствующих трем фиксированным моментам времени t_1, t_2, t_3 .

Ток коллектора транзистора T_1 для каждого значения напряжения питания определяется ординатой точки пересечения, соответствующей линии нагрузки $MN, M'N', M''N''$ с его выходными статическими характеристиками. Значения токов $I_{к1}, I'_{к1}, I''_{к1}$ переносятся в масштабе на ось абсцисс вправо от начала координат и продолжают до встречи с горизонтальными, проведенными через точки фиксированных моментов времени. Полученные таким образом точки a, a', a'' соединяются линией, которая и определяет зависимость $I_{к1} = f(t)$.

Для построения кривой фактического тока базы необходимо определить падение напряжения U_{AB} на сопротивлениях обратной связи R_{oc} от тока коллектора I_k для каждого момента времени. Значения U_{AB}

(отрезки $d''e''$, $d'e'$, de) переносятся на ось ординат вниз от начала координат, и через полученные засечки (точки f , f' , f'') проводятся горизонталы до встречи с выходной характеристикой транзистора T_2 для данного значения входного тока. Абсциссы точек пересечения соответствуют значениям фактического тока базы I_{b_1} , I_{b_2} , I_{b_3} , которые в масштабе переносятся в четвертый квадрант, где строится кривая $I_b = f(t)$.

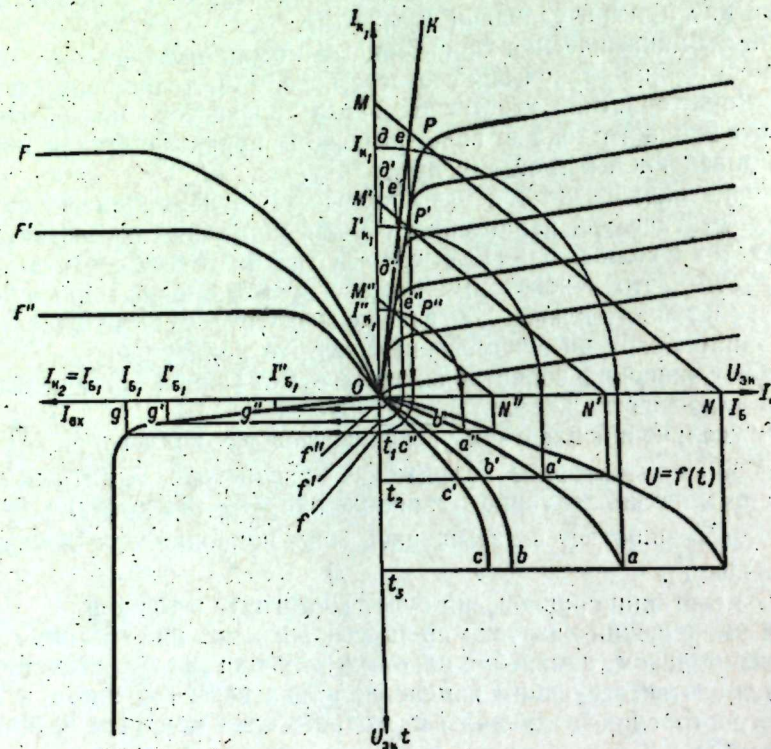


Рис. 3.

Для выявления избыточного тока базы необходимо определить ток базы, потребный для насыщения транзистора при данном токе коллектора, и построить зависимость этого тока во времени.

Потребный ток базы определяется по выходной характеристике транзистора T_1 , которая соответствует току коллектора, максимальному для данной нагрузки. Ток базы, являющийся параметром этой характеристики, и будет потребным током.

Разность абсцисс кривых фактического (кривая $ob''b'b$) и потребного (кривая $oc''c'c$) токов дает абсолютную величину избыточного тока базы транзистора T_1 .

3. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ СОСТАВНОГО КЛЮЧА

При расчете параметров составного ключа исходными являются выходные статические характеристики силового транзистора, форма кривой напряжения питания и параметры нагрузки.

В результате расчета требуется выбрать вспомогательный транзистор T_2 для заданного максимального тока нагрузки $I_{k_{max}}$ при известном

характере приложенного напряжения, определить сопротивление обратной связи R_{oc} и величину управляющего сигнала.

Порядок расчета. В системе прямоугольных координат по оси абсцисс в масштабе откладываем вправо напряжение, а по оси ординат вверх — ток коллектора I_k . В первом квадранте строим семейство выходных статических характеристик транзистора T_1 (рис. 4).

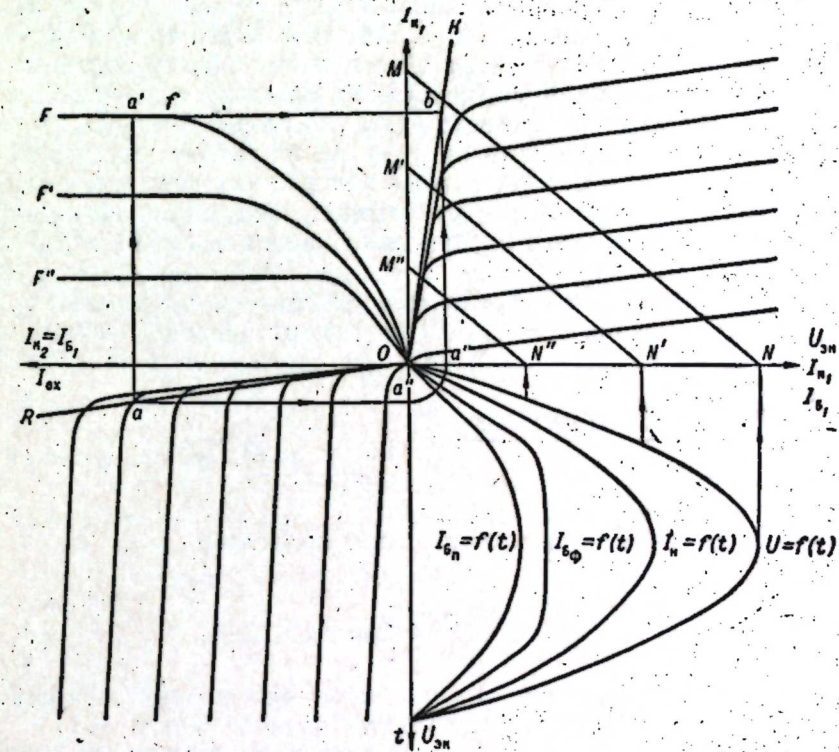


Рис. 4.

По оси ординат в масштабе откладываем вниз время. В четвертом квадранте строим кривую напряжения питания $U=f(t)$.

Максимальное значение напряжения питания проектируем вверх на ось абсцисс в точку N , а из точки N на оси абсцисс под углом $\alpha = \arctg Z_n$ проводим линию нагрузки до пересечения ее в точке M с осью ординат.

По оси абсцисс в масштабе откладываем влево ток базы силового транзистора I_{b_1} . Строим во втором квадранте динамическую характеристику прямой передачи OF_1 , перенося ординаты точек пересечения линии нагрузки MN с выходными статическими характеристиками силового транзистора, построенными для промежуточных значений тока базы. Абсцисса точки перехода динамической характеристики прямой передачи к прямоугольному участку (точка f) дает нам максимально необходимое значение тока базы силового транзистора.

Задаваясь величиной избыточного тока базы, выбираем максимальную величину тока коллектора вспомогательного транзистора T_2 . Предельно допустимый ток коллектора транзистора T_2 должен быть не менее выбранного тока. По $I_{k_{max}}$ и $U_{зк}$ силового транзистора выбираем вспомогательный транзистор T_2 .

Откладываем по оси ординат вниз U в том же масштабе, что и по оси абсцисс, а по оси абсцисс влево уже отложен ток базы I_{b_1} , равный

коллекторному току вспомогательного транзистора $I_{к_1}$. Строим в третьем квадранте семейство выходных статических характеристик вспомогательного транзистора T_2 , из которого выбираем характеристику, обеспечивающую необходимый коллекторный ток $I_{к_2} = I_0$. Ток базы транзистора T_2 , соответствующий этой характеристике будет потребным входным током составного ключа.

Для определения величины сопротивления обратной связи $R_{ос}$ выбираем величину напряжения $U_{эк}$ вспомогательного транзистора большей величины $U_{эк}$, соответствующей его насыщенному состоянию при выбранном входном токе. Через точку a на выходной статической характеристике транзистора T_2 , соответствующую выбранному для принятого $I_{вх}$ напряжению $U_{эк}$, проводим прямую OR из начала координат. Проектируем выбранную точку a через ось абсцисс на динамическую характеристику прямой передачи силового транзистора (точка a'), а выбранное значение $U_{эк}$ переносим вправо на ось абсцисс (точка a'') и проводим вертикаль $a''b$. Через точку a' на динамической характеристике прямой передачи проводим горизонталь до встречи с вертикалью $a''b$, а через точку пересечения b и начало координат проводим линию обратной связи OK . Величина $R_{ос}$ равна $\operatorname{tg} \alpha$, где α — угол наклона линии OK к оси ординат.

Зная $R_{ос}$, из (2) определяем R_k :

$$R_k = R_{ос} - r_{к_1} \quad (2, a)$$

где $r_{к_1}$ — сопротивление перехода база — коллектор.

ВЫВОДЫ

1. Составной транзисторный ключ может рассматриваться как замкнутая система с положительной обратной связью.
2. При выборе параметров обратной связи по предлагаемой методике силовой транзистор насыщен при любых значениях коллекторного тока с приблизительно постоянной величиной избыточного тока базы.

Институт автоматики и электрометрии
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
28/III 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. Т. А. Глазенко. О проектировании схем управления триодами импульсных усилителей для систем электромашинной автоматики. — Изв. ВУЗ «Приборостроение», 1962, № 6.
2. В. Т. Загорский, Г. Д. Бирин, Г. М. Собстель. Управляемые преобразователи частоты на силовых элементах с ключевой характеристикой. — Сб. «Автоматизация производственных процессов», Изд. Зап.-Сиб. Координац. Сов. МВССО РСФСР, 1964.

А. И. ШЕЛОМАНОВ, В. Б. СКОМОРОХОВ, О. А. МАЛИНОВСКАЯ

КАТАЛИТИЧЕСКИЙ ПРОЦЕСС КАК ОБЪЕКТ САМОНАСТРАИВАЮЩЕЙСЯ СИСТЕМЫ

Поведение проточного каталитического реактора со слоем идеального смешения, в котором осуществляются две параллельные экзотермические реакции, описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений: уравнением теплового баланса

$$\frac{dT}{dt} = \frac{T_{вх} - T}{\tau} + (\Delta T_{ад_1} k_1 + \Delta T_{ад_2} k_2) f(x) - B(T - T_x) \quad (1)$$

и уравнением материального баланса

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x_0 - x}{\tau} + (k_1 + k_2) f(x) \quad (2)$$

при

$$k_1 = k_{10} e^{-\frac{E_1}{RT}}, \quad k_2 = k_{20} e^{-\frac{E_2}{RT}},$$

где

- T — температура в слое,
- $T_{вх}$ — входная температура,
- $\Delta T_{ад}$ — адиабатический разогрев при полном превращении,
- k_1, k_2 — константы скоростей соответствующих реакций,
- E_1, E_2 — энергии активации,
- τ — время контактирования газа с катализатором,
- T_x — температура стенки реактора,
- B — коэффициент теплоотдачи,
- x_0 — исходная степень превращения,
- x — полная степень превращения,
- R — универсальная газовая постоянная.

В дальнейшем рассматривается весьма широкий класс каталитических процессов, когда

$$f(x) = \frac{1-x}{1+ax} \quad (3)$$

где a — некоторый постоянный коэффициент.

Известно [1—3], что уравнениям (1), (2) соответствуют три стационарных режима (СР). Из рис. 1 видно, что крайние точки 1, 3 являются устойчивыми узлами или фокусами, а средняя точка 2 — седлом [4]. В настоящее время в большинстве случаев каталитические реакторы работают в нижнем СР, но экономически выгоднее работать в среднем режиме. Работа в среднем СР позволяет снизить капитальные и энергетиче-

ческие затраты при той же производительности. Изыскание возможностей работы проточного каталитического реактора в среднем СР и является предметом данного исследования.

Поскольку средний СР является неустойчивым, то любые сколь угодно малые отклонения параметров или входных величин выводят процесс из этой точки и он самопроизвольно идет или к нижнему стационарному состоянию (низкая производительность) или к верхнему (недопустимо высокая температура). Таким образом, задача состоит в том, чтобы построить систему регулирования, которая позволила бы держать процесс в неустойчивой точке. Для решения этой задачи, во-первых, необходимо изыскать возможность измерить минимальное число некоторых обобщенных параметров, которые характеризовали бы состояние объекта (поскольку число параметров и переменных в уравнениях (1), (2) сравнительно велико), и позволили бы просто синтезировать регулятор; во-вторых, исследовать возможность построения относительно несложного регулятора.

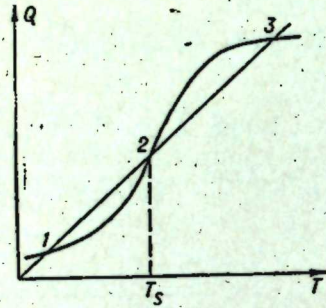


Рис. 1.

Если известны параметры уравнений (1), (2), то совершенно очевидно, что, измерив входные и выходные величины объекта, можно судить о его состоянии. Отклонения выходных величин T и x от нормы (обозначим выходные величины, соответствующие неустойчивой точке, T_s и x_s) могут быть использованы как управляющие сигналы системы. Но параметры объекта могут изменяться во времени в процессе работы (в данном случае k_1 и k_2), поэтому знать отклонения выходных величин от нормы еще недостаточно для формирования управляющего сигнала. Следует отметить, что величины x и x_0 практически не могут быть использованы в качестве управляющих сигналов, поскольку они трудно измеряемы. Таким образом, остается единственная переменная — выходная температура T , по изменениям которой необходимо формировать управляющее воздействие. Если параметры уравнений (1), (2) постоянны, то единственными отклонениями, которые могут вывести объект из среднего СР, являются отклонения входной температуры и изменение температуры холодильника (стенки реактора). Так как $T_{вх}$ и T_x входят в уравнение (1) линейно, то их изменения можно представить в виде ΔT_0 , приведенного ко входу.

Результаты исследования, проведенного на аналоговой машине, показали, что рассматриваемый объект в области малых отклонений от среднего СР может быть довольно точно описан линейными дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами

$$a_1(t) \frac{d \Delta T_1}{dt} - a_0(t) \Delta T_1 = \Delta T_0; \quad \Delta T_1 = T_s - T_1 \geq -\epsilon; \quad (4)$$

$$b_1(t) \frac{d \Delta T_2}{dt} - b_0(t) \Delta T_2 = -\Delta T_0; \quad \Delta T_2 = T_s - T_2 \leq \epsilon. \quad (5)$$

Уравнение (4) определяет динамику объекта в случае положительного ΔT_0 , а уравнение (5) — отрицательного; таким образом, динамиче-

ские характеристики объекта зависят от знака величины ΔT_0 . Коэффициенты $a_i(t)$ и $b_j(t)$ являются функциями параметров уравнений (1), (2) и характеризуют динамику объекта в области ϵ .

В работе [5] изложен принцип построения самонастраивающихся систем для объектов, которые могут быть описаны уравнениями (4), (5), и один из возможных методов определения коэффициентов. Блок-схема системы приведена на рис. 2. Схема работает следующим образом. Допустим, ранее были найдены температуры $T_{вх}$ и T_s для некоторого каталитического процесса, соответствующие среднему СР. Эти величины устанавливаются на входах системы. Пусть, например, температура входного продукта возросла в момент времени t_0 по независящим от нас причинам на величину ΔT_0 . Будем полагать, что коэффициенты a_i и b_j в уравнениях (4), (5) постоянны. Тогда величина

$$\Delta T_1 = \frac{\Delta T_0}{a_0} \left[1 - e^{-\frac{a_0}{a_1}(t-t_0)} \right]. \quad (6)$$

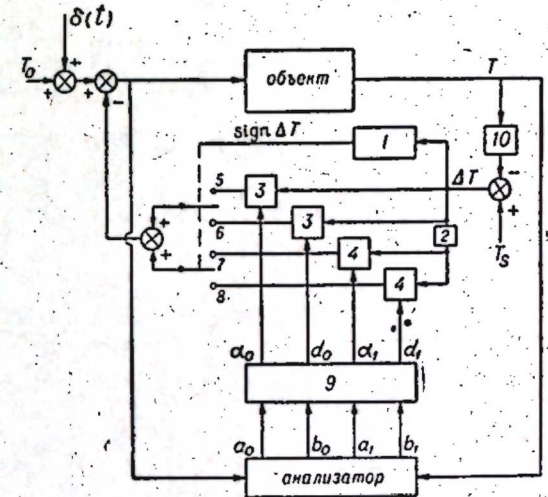


Рис. 2.

Величина ΔT_1 представляет собой разность между показаниями измерителя температуры 10 и требуемой температурой T_s .

Анализатор определяет коэффициенты a_1 и a_0 , которые вводятся в вычислительное логическое устройство 9.

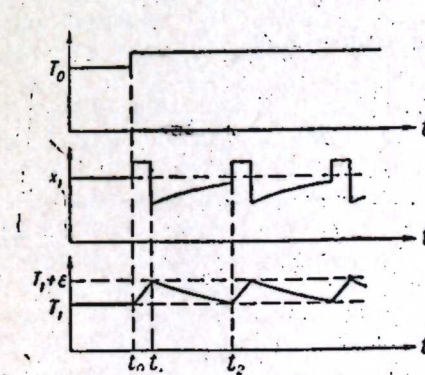


Рис. 3.

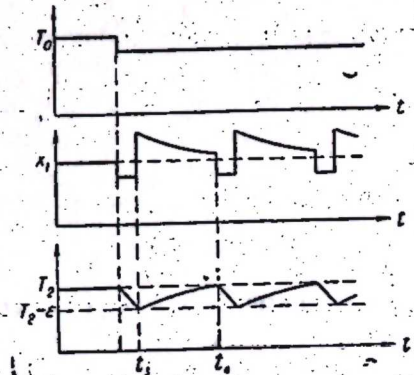


Рис. 4.

В момент времени t_1 (рис. 3) срабатывает трехпозиционное реле 1, направление срабатывания которого определяется знаком ΔT , и включает пару контактов 5, 7. На первые входы умножающих устройств 3 поступает величина ΔT , а на входы умножающих устройств 4 — ее производная. На вторые входы умножающих устройств поступают сигналы с выходов логического устройства 9.

Выходные величины логического устройства равны:

$$\alpha_0 = \beta_0 - a_0; \quad \alpha_1 = \beta_1 + a_1;$$

$$d_0 = c_0 - b_0; \quad d_1 = c_1 + b_1.$$

Относительно выбора β_0 , β_1 и c_0 , c_1 будет сказано ниже. После включения контактов 5 и 7 величина

$$\Delta T_1 = \frac{\Delta T_0}{\beta_0} - \left(\varepsilon + \frac{\Delta T_0}{\beta_0} \right) e^{-\frac{\beta_0}{\beta_1}(t-t_1)}, \quad (7)$$

а управляющий сигнал на входе объекта

$$x_1(t-t_1) = \Delta T_0 \frac{a_0}{\beta_0} - \left[\varepsilon \left(\frac{\beta_0}{\beta_1} a_1 + a_0 \right) + \Delta T_0 \left(\frac{a_1}{\beta_1} + \frac{a_0}{\beta_0} \right) \right] e^{-\frac{\beta_0}{\beta_1}(t-t_1)}. \quad (8)$$

В момент времени t_2 , равный

$$t_2 = t_1 + \frac{\beta_0}{\beta_1} \ln \left(1 + \beta_0 \frac{\varepsilon}{\Delta T_0} \right), \quad (9)$$

когда $\Delta T_1 = 0$, реле 1 отключает контакты 5, 7. Если к моменту времени t_2 входная температура не возвратилась к первоначальному значению T_0 , то цикл повторяется.

В случае, если ΔT_0 отрицательно (рис. 4), включаются контакты 6, 8 и величина

$$\Delta T_2 = -\frac{\Delta T_0}{c_0} + \left(\varepsilon + \frac{\Delta T_0}{c_0} \right) e^{-\frac{c_0}{c_1}(t-t_2)}, \quad (10)$$

а выражение для управляющего сигнала имеет вид

$$x_1(t-t_2) = -\Delta T_0 \frac{b_0}{c_0} + \left[\varepsilon \left(\frac{c_0}{c_1} b_1 + b_0 \right) + \Delta T_0 \left(\frac{b_1}{c_1} + \frac{b_0}{c_0} \right) \right] e^{-\frac{c_0}{c_1}(t-t_2)}. \quad (11)$$

В момент времени t_4 ($\Delta T_2 = 0$), равный

$$t_4 = t_2 + \frac{c_1}{c_0} \ln \left(1 + c_0 \frac{\varepsilon}{\Delta T_0} \right), \quad (12)$$

реле 1 отключает контакты 6, 8.

Величины β_0 , β_1 и c_0 , c_1 определяются по следующим соображениям. Если известна максимальная нестабильность входной температуры $\pm \Delta T_0$, то, задаваясь временем

$$\Theta = t_2 - t_1 = \frac{\beta_0}{\beta_1} \ln \left(1 + \beta_0 \frac{\varepsilon}{\Delta T_0} \right) \quad (13)$$

и величиной $x_1(t-t_1)$ в момент времени $t=t_1$, равной

$$x(t-t_1) \Big|_{t=t_1} = \Delta T_0 \frac{a_1}{\beta_1} - \varepsilon \left(\beta_0 \frac{a_1}{\beta_1} + a_0 \right), \quad (14)$$

можно определить β_0 и β_1 из уравнений (13), (14). Аналогично определяются c_0 и c_1 при условии

$$c_1 > 0, \quad \beta_1 > 0,$$

что необходимо и достаточно для обеспечения устойчивости работы схемы.

Анализатор динамических характеристик может быть выполнен либо в виде устройства, решающего систему уравнений для определения неизвестных коэффициентов, либо в виде самонастраивающейся модели.

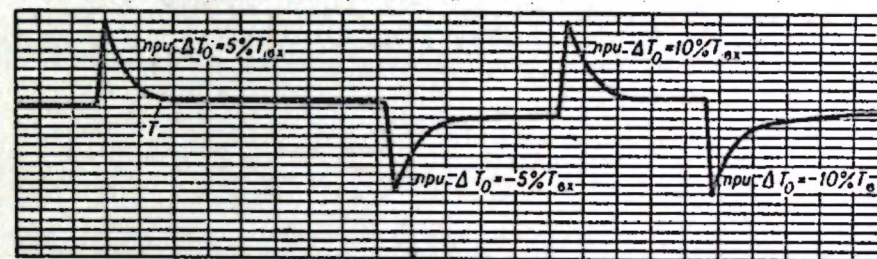


Рис. 5.

Этот вопрос в данной работе не рассматривается, но поскольку рассматриваемая система позволяет ввести в нее тест-сигнал $\delta(t)$, то его желательно ввести. Практика показывает, что в этом случае существенно облегчается задача определения неизвестных коэффициентов и повышается точность. Следует отметить, что в данном случае не требуется каждый раз при выходе объекта из среднего СР определять коэффициенты a_i и b_j . Они могут изменяться только с изменением параметров объекта, поэтому их можно измерять довольно редко и хранить в памяти блока 9. Частота измерений коэффициентов определяется в каждом конкретном случае исходя из свойств объекта. Изложенные соображения были проверены на конкретной задаче на аналоговой машине МН-14. В качестве объекта был взят каталитический процесс окисления этилена. В процессе моделирования в систему вводились возмущения, эквивалентные нестабильности входной температуры. Система компенсировала эти возмущения. Осциллограмма работы системы приведена на рис. 5. Таким образом, результаты моделирования полностью подтвердили теоретические предположения.

ВЫВОДЫ

1. Показана принципиальная возможность управления работой точного каталитического реактора со слоем идеального смещения в среднем (неустойчивом) стационарном режиме.
2. Полученные результаты дают основание полагать, что, используя предлагаемый в работе принцип управления, можно существенно

снизить капитальные и эксплуатационные затраты при одинаковой производительности аппарата.

3. Рассмотренный в работе принцип может быть положен в основу проектирования системы управления или использован как алгоритм для цифровых управляющих машин.

Институт автоматики и электрометрии
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
15/V 1964.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. Г. Слинко. Определение устойчивости для экзотермических контактных процессов в псевдосжиженном слое.— Кинетика и катализ, 1960, т. I, вып. 1.
2. C. Van Heerden. Ind. Eng. Chem., 1953, 45.
3. R. Aris, N. K. Amundson. Chem. Eng. Sci., 1958, 7.
4. И. Е. Сальников, Б. В. Вольтер. Исследование режимов проточного химического реактора при осуществлении экзотермической мономолекулярной реакции.— Докл. АН СССР, 1963, т. 152, № 1.
5. Б. М. Пушной, А. И. Шеломанов. К вопросу об анализе качественных показателей систем регулирования при воздействиях произвольной формы.— Тр. ИАЭ, 1961, вып. 4.

В. М. ГЕЛЛЕР

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОТЕРЬ НА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Метод распределенного усиления в настоящее время широко применяется при построении мощных широкополосных усилительных устройств КВ и метрового диапазона [1—3]. В этих устройствах осуществляется направленное сложение мощностей: в направлении к полезной нагрузке суммируются токи и напряжения отдельных ламп-генераторов при их когерентности, определяемой законом возбуждения анодной линии [4]. Как и в других схемах сложения, сопротивление, ощущаемое каждой лампой, зависит от общего числа работающих ламп. Но в отличие от прочих схем сложения условия работы и энергетическая значимость отдельных ламп здесь зависят от места их включения [5, 6].

Несмотря на значительный опыт в области создания мощных усилителей распределенного типа, сложившейся системы взглядов в этом вопросе пока еще нет. Наряду с применением основных расчетно-теоретических положений УБВ напряжения есть попытки дать и мощностную трактовку процессов при распределенном усилении мощности [7].

Рассмотрим данный вопрос подробнее. Основное отличие распределенного усиления напряжения от распределенного усиления мощности состоит, очевидно, в том, что в УБВ напряжения усиление каскада по напряжению больше усиления отдельной лампы, а при усилении мощности — наоборот. Это связано с тем, что часть входной мощности безвозвратно поглощается согласующим сопротивлением сеточной линии

$$K_{P_{\text{каскад}}} = \frac{P_{L_1 \text{ вых}} + P_{L_2 \text{ вых}} + \dots + P_{L_k \text{ вых}}}{P_{L_1 \text{ вх. пот}} + P_{L_2 \text{ вх. пот}} + \dots + P_{L_k \text{ вх. пот}} + P_{\text{пот. согл}}} \quad (1)$$

Здесь $P_{L_k \text{ вых}}$ — мощность, отдаваемая в нагрузку k -й лампы;

$P_{L_k \text{ вх. пот}}$ — мощность потерь на входе k -й лампы;

$P_{\text{пот. согл}}$ — мощность, теряемая в согласующем сопротивлении сеточной линии.

Из сказанного вытекает и противоречивость в подходе к выбору режима сеточной линии. Отсутствие отражений и затухания в сеточной линии, т. е. эффективное сложение мощностей в широком диапазоне частот, может быть обеспечено лишь повышением входных сопротивлений ламп (работой без сеточных токов), а значит плохим использованием мощностных номиналов ламп. Значительная часть входной мощности при этом бесполезно тратится на согласующем сопротивлении сеточной линии. Тот же эффект может быть достигнут уменьшением волнового сопротивления сеточной линии.

С другой стороны, для увеличения выходной мощности каскада при хорошем использовании ламп целесообразно большую часть вводимой в сеточную линию мощности возбуждения рассеять на входных сопротивлениях ламп, обусловленных сеточными токами, т. е. режимом.

Следовательно, зависимость $K_p = f$ (затухания) должна отразить указанные противоречия и либо быть экстремальной в зависимости от затухания, либо содержать протяженные участки, независимые от последнего.

Таким образом, требование максимума использования ламп по мощности противоречит требованию максимума передачи по мощности каскада распределенного усилителя мощности (РУМ).

Рассмотрим вопрос о необходимом числе ламп в каскаде РУМ. Входные сопротивления ламп $-R_{вх}$, эквивалентные потерям в емкостном плече фильтра НЧ, вызывают затухание в сеточной линии, при этом уменьшается возбуждение ламп, стоящих в правых сечениях, что снижает и отдаваемую ими мощность. При конечной величине затухания в сеточной линии $-b_c$, т. е. при хорошем использовании ламп, увеличение их числа может привести к тому, что лампы, стоящие в правых сечениях, не отдадут в нагрузку ожидаемую мощность. Поэтому при хорошем использовании ламп неограниченное увеличение их числа (n) почти не увеличивает коэффициент передачи по мощности каскада РУМ и очень мало увеличивает выходную мощность. Следовательно, зависимость $K_{p \text{ каск}} = f(n)$ при $b_c \neq 0$ и отсутствии потерь в анодной линии будет носить асимптотический характер, стремясь к определенному пределу. Если же учесть затухание и в анодной линии $-b_a$, то можно получить экстремальность зависимости $K_{p \text{ каск}} = f(n)$.

В самом деле, с увеличением n растет число секций анодной линии, при этом в какой-то секции, например в k -й, потери могут превысить минимальную мощность, отдаваемую k -й лампой каскада. При этом появляется спадающий участок на кривой зависимости $K_{p \text{ каск}} = f(n)$ и становится уместной оптимизация по n . Разумеется, этот экстремум острым не будет.

Подобная оптимизация может быть реализована лишь в одном каскаде РУМ. Энергетическая значимость ламп внутри каскада в силу различия ощущаемых сопротивлений не одинакова. Как показано в [8], для повышения к.п.д. представляется возможным использовать внутри каскада лампы разных номиналов либо отдельные лампы при различных питающих напряжениях. Разные каскады вообще уместно выполнять на разных лампах. Следовательно, оптимизация числа ламп, предложенная в [9] для выполнения условия $K_{п \text{ каск}} = e$, становится неприемлемой.

В литературе, посвященной РУМ [1, 3, 7], данный вопрос не получил освещения, хотя следует отметить, что оптимизация числа ламп в УВБ напряжения при учете конечного затухания была рассмотрена в [10].

Для УВБ мощности данный вопрос заслуживает более детального рассмотрения, ибо не следует произвольно увеличивать число ламп исходя лишь из требуемой мощности на выходе; рекомендации же многокаскадных УВБ напряжения также не приемлемы.

Ниже показано, что возможен иной подход к созданию РУМ, когда основной упор делается на лучшее использование ламп.

* Природа затухания в анодной линии: шунтирование звеньев выходными сопротивлениями ламп, особенно в перенапряженном режиме; потери в диэлектрике и на излучение; появление добавочных потерь на СВЧ (в данной работе СВЧ эффекты не учитываются).

Найдем $n_{\text{опт}}$, при котором $K_{p \text{ каск}} = K_{p \text{ каск. макс}}$. Для любого активного четырехполюсника справедливо соотношение

$$K_p = K_{п}^2 \frac{Z_{вх}}{Z_{вых}}, \quad (2)$$

где $K_{п}$ — коэффициент передачи каскада по напряжению; $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ — соответственно входное сопротивление сеточной линии и выходное анодной линии.

Фактически затухание в сеточной линии $-b_c$, обусловленное сеточными токами ламп, не остается постоянным от звена к звену, поскольку сеточные токи нелинейно зависят от напряжения на сетке. Однако с некоторой неточностью будем полагать затухания в звеньях одинаковыми, поскольку в направлении движения волны возбуждающего напряжения напряженность режима ламп растет, что уравнивает затухания в звеньях. Затухание вдоль звеньев анодной линии с некоторой степенью неточности также примем постоянным.

При сделанных допущениях характеристические сопротивления звеньев будут одинаковыми. Если при этом линии согласованы с нагрузками, то фильтр из n звеньев имеет входное сопротивление, не зависящее от n .

Поэтому при $n = n_{\text{опт}}$

$$K_{p \text{ каск}}(n) = K_{p \text{ каск. макс}}$$

$$K_{п \text{ каск}}(n) = K_{п \text{ каск. макс}}$$

Следовательно, условия оптимизации по n для мощности и напряжения совпадают, и $n_{\text{опт}}$ ищем из выражения для $K_{п}$:

$$K_{п} = \frac{SZ_a}{2} [e^{-(n-1)b_a} + e^{-b_c} \cdot e^{-(n-2)b_a} + e^{-2b_c} \times \\ \times e^{-(n-3)b_a} + \dots + e^{-(n-1)b_c}]. \quad (3)$$

Свернем выражение (3) и, упрощая, запишем

$$K_{п} = \frac{SZ_a}{2} e^{-b_a(n-1)} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-k(b_c - b_a)}. \quad (4)$$

Поскольку под знаком суммы в выражении (4) стоит сходящийся ряд, то окончательно получим

$$K_{п} = \frac{SZ_a}{2} e^{-b_a(n-1)} \frac{1 - e^{-n(b_c - b_a)}}{1 - e^{-(b_c - b_a)}}. \quad (5)$$

Из условия $\frac{dK_{п}}{dn} = 0$ находим

$$n_{\text{опт}} = \frac{\ln b_c / b_a}{b_c - b_a}. \quad (6)$$

Ниже приведены значения $n_{\text{опт}}$ для различных затуханий, вычисленные по формуле (6)

| | | | | | | |
|------------------|------|-------|------|------|-----|------|
| b_c | 0,1 | 0,2 | 0,2 | 0,2 | 0,3 | 0,3 |
| b_a | 0,01 | 0,001 | 0,01 | 0,05 | 0,1 | 0,05 |
| $n_{\text{опт}}$ | 26 | 26 | 16 | 9 | 6 | 7 |

Потери в анодной линии, а следовательно и затухание в ней — b_a резко увеличиваются при переходе ламп в перенапряженный режим, поскольку выходное сопротивление ламп падает и в сильной степени шунтирует анодную линию (это обычно происходит с лампами, стоящими в правых сечениях усилителя). При этом затухание в анодной линии может превысить затухание в сеточной линии. В режиме, близком к граничному, затухания в линиях сопоставимы, а для некоторых типов ламп они могут оказаться достаточно близкими. В недонапряженном режиме ламп затухания в линиях малы.

Обратимся вновь к подбору числа ламп и степени их использования. В силу сказанного выше условие $n = n_{\text{опт}}$ при малых затуханиях, а значит при относительно большом числе ламп, может обеспечить получение значительной мощности от каскада при большой величине коэффициента передачи по мощности. Такое решение реализовано в [3].

Однако при этом значительное число ламп каскада плохо используется по мощности. Даже при сравнительно большой мощности, которую можно получить от каскада, существует значительное несоответствие между отдаваемой мощностью и суммарной номинальной мощностью установленных ламп. Вряд ли поэтому целесообразно применение большого числа средне- и маломощных ламп в отдельном каскаде распределенного усилителя.

Нужно отметить еще одно неучитываемое часто обстоятельство: при использовании большого числа маломощных ламп значительная мощность тратится на питание цепей накала. Чем менее мощной является лампа, тем относительно менее экономичен ее накал: в приемно-усилительных лампах мощность накала сравнима с мощностью, отдаваемой лампой, у мощной генераторной лампы потребление цепей накала составляет незначительный процент мощностного номинала лампы.

Однако вопрос о применении мощных и сверхмощных генераторных ламп пока не ставится, поэтому необходимо эффективнее использовать сравнительно маломощные лампы.

С другой стороны, рекомендовать чрезмерные затухания не следует: из-за ухудшения режимов ламп, быстрого затухания напряжения, возбуждения ламп вдоль сеточной линии снижается колебательная мощность; рост затухания в линиях вызывает отражения, расфазировку, т. е. ухудшение условий направленного сложения и значительные частотные искажения; недопустимо искажается форма усиливаемого сигнала.

Таким образом, рекомендуемым режимом может явиться граничный режим. Становится также ясной природа зависимости $K_p = f$ (затухания). Реализация граничного режима ламп в каскаде РУМ при обычных низкоомных линиях — сложная задача и требует учета зависимости $Z_{\text{общ}} = f(k)$ [5], подбора напряжения анодного питания ламп либо разработки специальных методов повышения ощущаемого сопротивления [11].

Рассмотрим аналитические условия получения приемлемого коэффициента передачи по мощности каскада при более полном использовании ламп, ограничении их числа и неискаженном усилении. Для этого учтем влияние затухания в звеньях на характеристические сопротивления линий, входящие в формулу (2),

$$K_p = \left| K_{\text{н}}^2 \frac{\bar{Z}_c}{\bar{Z}_a} \right|. \quad (7)$$

Так как лампа-генератор шунтирована емкостью, то рассматриваем П-модификацию ФНЧ с потерями (см. рис. 1).

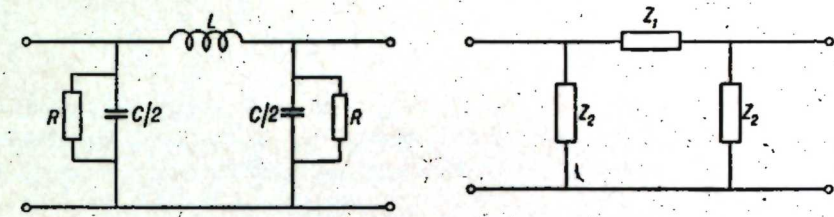


Рис. 1.

На рис. 1 Z_1, Z_2 — полные сопротивления плеч звена фильтра НЧ; R — сопротивление, эквивалентное входу лампы для звеньев сеточной линии и внутреннему сопротивлению лампы для звеньев анодной линии.

Вводя обозначения

$$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}} \text{ — частота среза звена;}$$

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_c} \text{ — нормированная частота;}$$

$$d_c = \frac{1}{\omega_c RC} \text{ — коэффициент потерь на частоте среза;}$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ — волновое сопротивление}$$

и допуская $d_c^2 \ll \eta^{2*}$, получим для характеристического сопротивления ФНЧ с потерями выражение

$$\bar{Z}_x = Z_{\text{нх}} \sqrt{1 + jd_c \left(\frac{1}{\eta} - \frac{\eta}{1 - \eta^2} \right)}. \quad (8)$$

Здесь $Z_{\text{нх}} = \frac{\rho}{\sqrt{1 - \eta^2}}$ — характеристическое сопротивление П-звена ФНЧ без потерь.

Учитывая $b = \frac{d_c}{\sqrt{1 - \eta^2}}$ [12], получим

$$\bar{Z}_x = Z_{\text{нх}} \sqrt{1 + jb \left[\frac{\sqrt{1 - \eta^2}}{\eta} - \frac{\eta}{\sqrt{1 - \eta^2}} \right]}. \quad (9)$$

Либо в показательной форме

$$\bar{Z}_x = Z_{\text{нх}} \sqrt{1 + b^2 \left[\frac{\sqrt{1 - \eta^2}}{\eta} - \frac{\eta}{\sqrt{1 - \eta^2}} \right]^2} e^{j\psi}, \quad (10)$$

где

$$\psi = \frac{1}{2} \text{arctg } b \left[\frac{\sqrt{1 - \eta^2}}{\eta} - \frac{\eta}{\sqrt{1 - \eta^2}} \right]. \quad (11)$$

* Справедливо при $\eta > 0,5$.

Введем обозначение

$$M = \frac{\sqrt{1-\eta^2}}{\eta} - \frac{\eta}{\sqrt{1-\eta^2}} \quad (12)$$

Подставляя значения сопротивлений сеточной и анодной линий, полученные с учетом затухания, в формулу (7), получим выражение для коэффициента передачи каскада РУМ по мощности

$$K_P = \frac{S^2 Z_{\text{пкз}} Z_{\text{пкс}}}{4} \cdot e^{-2b_a(n-1)} \left\{ \sum_0^{n-1} e^{-k(b_c - b_a)} \right\}^2 \times \\ \times \sqrt{1 + b_c^2 M^2} \cdot \sqrt{1 + b_a^2 M^2} \cdot \operatorname{Re} e^{j\psi_c} \cdot \operatorname{Re} e^{j\psi_a} \quad (13)$$

(K_P — действительная величина, характеризующая усиление активной мощности, что отражено наличием множителей $\operatorname{Re} e^{j\psi_c} \cdot \operatorname{Re} e^{j\psi_a}$).

Таким образом, источник возбуждения работает на комплексное входное сопротивление сеточной линии, а лампы каскада — на комплексное сопротивление анодной линии, т. е. в системе возбуждается и реактивная мощность. Выражая далее $\cos \psi$ через bM и производя очевидные преобразования, получим

$$\cos \psi = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{\sqrt{1 + b^2 M^2} + 1}}{\sqrt{1 + b^2 M^2}} \quad (14)$$

Обозначая $\frac{S^2 Z_{\text{пкз}} Z_{\text{пкс}}}{4} = N$ и подставляя значения $\cos \psi_c$, $\cos \psi_a$ в формулу (13), получим для коэффициента передачи по мощности выражение

$$K_P = \frac{N}{2} e^{-2b_a(n-1)} \left\{ \sum_0^{n-1} e^{-k(b_c - b_a)} \right\}^2 \times \\ \times \sqrt{\sqrt{1 + b_c^2 M^2} + 1} \cdot \sqrt{\sqrt{1 + b_a^2 M^2} + 1} \quad (15)$$

Подставляя в формулу (15) значение $n = n_{\text{опт}}$ из (6), найдем максимальное значение $K_{P \text{ макс}}$:

$$K_{P \text{ макс}} = \frac{N}{2} \cdot \frac{e^{2b_a}}{b_a^2} \left[\frac{b_c}{b_a} \right]^{1 - b_c/b_a} \times \\ \times \sqrt{\sqrt{1 + b_c^2 M^2} + 1} \cdot \sqrt{\sqrt{1 + b_a^2 M^2} + 1} \quad (16)$$

Выражение (16) для анализа крайне неудобно, анализ получается математически громоздким и недостаточно наглядным. Для частного

случая $b_c = b_a = b$, могущего быть реальным в режиме, близком к граничному, выражение (16) упрощается

$$K_{P \text{ макс}} = \frac{N}{2} [1 + \sqrt{1 + b^2 M^2}] \cdot \frac{e^{2b}}{b^2} \quad (17)$$

Семейство кривых, построенных по выражению (17), при $M = \text{const}$ представлено на рис. 2. Как следует из рисунка, имеется довольно протяженный участок сравнительно слабой зависимости $K_P = f(b)$ (при

значениях параметра затухания $b \geq 0,3$). Поскольку интересующий нас участок зависимости $K_P = f(b)$ совпадает с весьма размытым минимумом этой кривой, то из условия $\frac{dK_P}{db} = 0$ получаем оконча-

тельную формулу, связывающую коэффициент передачи по мощности каскада РУМ с параметрами $M(\eta)$ и η , т. е. с частотой. Условие $\frac{dK_P}{db} = 0$ дает следующее уравнение относительно параметра b :

$$b^3 - b^2 + b(0,25 + 1/M^2) - 1/M^2 = 0 \quad (18)$$

Решая (18) по методу Кардана, получим

$$b = \sqrt[3]{\frac{1}{3M^2} - \frac{1}{216} + \sqrt{\left(\frac{1}{216} - \frac{1}{3M^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{3M^2} - \frac{1}{36}\right)^3}} + \\ + \sqrt[3]{\frac{1}{3M^2} - \frac{1}{216} - \sqrt{\left(\frac{1}{216} - \frac{1}{3M^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{3M^2} - \frac{1}{36}\right)^3}} \quad (19)$$

Поскольку весь приведенный анализ справедлив для $\eta \geq 0,5$, данное выражение может быть упрощено

$$b M^{0,67} \approx 0,88 \quad (20)$$

Подставляя (20) в (17), получим уравнение частотной характеристики РУМ, работающего в режиме, близком к граничному:

$$K_P = \frac{N}{2} [1 + \sqrt{1 + 0,77 M^{1,33}}] \frac{e^{1,76/M^{0,67}}}{0,77/M^{1,33}} \quad (21)$$

Уравнение (21) справедливо при $\eta > 0,5$. Зависимость $K_P = f(\eta)$ представлена на рис. 3.

Минимальное значение K_P , которое может быть получено при помощи условия $dK_P/d\eta = 0$,

$$K_P \approx 3S^2 Z_s Z_c \quad (22)$$

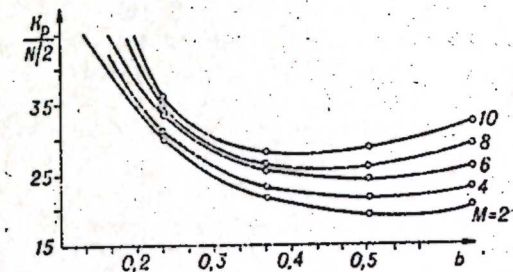


Рис. 2.

Для $b_a \neq b_c$ семейство зависимостей нормированного коэффициента передачи по мощности каскада РУМ (K_p) от параметра $t = b_c/b_a$ представлено на рис. 4. Данный случай является более общим, а потому представляет большой интерес. Как следует из графика рис. 4, с ростом величины b_a K_p падает, причем кривая зависимости $K_p = f(t)$ идет более полого: затухание в анодной линии всегда отрицательно влияет на энергетические параметры РУМ.

Затухание же сеточной линии, обусловленное сеточными токами, при той трактовке энергетических процессов в РУМ, которая дана в настоящей работе, в некотором интервале значений будет, несомненно, полезным.

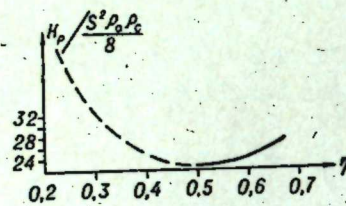


Рис. 3.

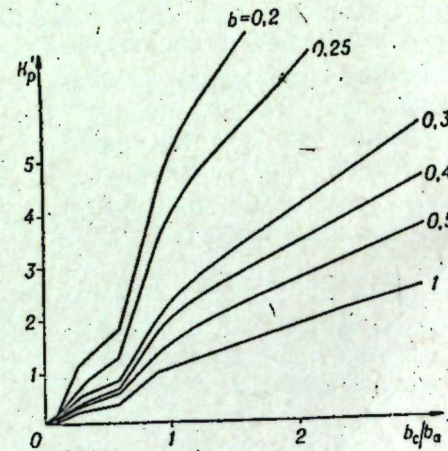


Рис. 4.

Проводя вертикальные секущие при $\frac{b_c}{b_a} = \text{const}$, мы можем выбрать условие сравнительно слабой зависимости $K_p = f(b_c, b_a)$. Например, при $b_c = b_a$ изменение затухания b_a в пределах 0,3—0,5, т. е. в 1,67 раза, меняет K_p 1,4 раза, т. е. сравнительно мало.

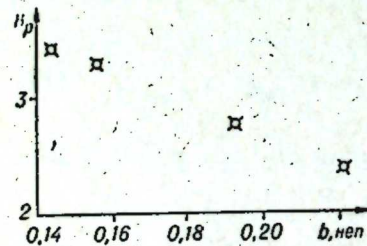


Рис. 5.

С учетом принятых допущений и возможных неточностей анализа представляется целесообразным ограничить число ламп, работающих в каскаде РУМ, до 3—5.

Экспериментальная проверка подтвердила правильность изложенных выше соображений. Был испытан каскад РУМ на лампах ГИ-3, работающих в режиме класса А. С учетом реальных значений входных и выходных сопротивлений ламп (7—14 ком) волновые сопротивления линий были выбраны равными 1200 ом: $L=48$ мкгн, $C=30$ пф. Граничная частота $f_{гр}=8,3$ мгц.

Индуктивные связи между плечами звеньев отсутствовали. Согласующие нагрузки линий были подобраны экспериментально путем сравнения с эталонной градуировочной зависимостью параметров ФНЧ от потерь, сосредоточенных в емкостной ветви звена. Измерения сопротивления фильтров производились методом КЗ и ХХ. Затухание вычислялось по формуле

$$b = \ln \frac{U_{\text{вх. звена}}}{U_{\text{вых. звена}}} \text{ неп.} \quad (23)$$

Измерения затуханий производились на всех звеньях и усреднялись.

Регулировку затухания оказалось целесообразным производить изменением напряжения сеточного смещения, что позволило получить большой диапазон затуханий при работе без отсечки. Результаты эксперимента показаны на рис. 5.

Мощность на выходе доходила до 8 вт при мощности потребления цепей анода порядка 25 вт. Макет работал на 5 лампах, причем исключение из схемы 5-й лампы почти не сказывалось на величине выходной мощности. Коэффициент нелинейных искажений при максимальной мощности был менее 8%.

Полученная зависимость $K_p = f(b)$ подтверждает сделанный ранее вывод о том, что в некотором диапазоне затуханий (соответствующем хорошему использованию ламп) увеличение затухания приводит лишь к незначительному падению коэффициента усиления по мощности каскада. Использование ламп в двухтактном включении и режиме класса В; очевидно, позволило бы увеличить к.п.д., доведя его до 0,45—0,5. Коэффициент линейных искажений при этом также снизился бы*. Эксперимент проводился при $\eta=0,012$, т. е. на весьма низкой частоте, для которой справедливо условие $b=d_c$. Поскольку проверялись лишь определенные энергетические тенденции, а эксперимент проводился на низкой частоте, оказались завышенными проводимости потерь ФНЧ. Благодаря этому общий коэффициент усиления каскада РУМ оказался несколько заниженным. В действительности обычно интересуются полосой частоты при $\eta > 0,1$ —0,12. Снижение граничной частоты до 180—200 кгц повлекло бы за собой необходимость в чрезмерно больших реактивных звеньях; перенос экспериментов в область 4—6 Мгц затруднил бы точную настройку линий, что могло бы нарушить строгость эксперимента.

Анализ, приведенный выше, справедлив, разумеется, для всего частотного диапазона, и лишь для упрощения математических выкладок аналитическое решение было дано для $\eta \geq 0,5$. Небольшое несоответствие результатов эксперимента и теории обусловлено сделанными допущениями.

ВЫВОДЫ

В рекомендуемом режиме работы РУМ существует слабая зависимость коэффициента передачи каскада по мощности от затухания в линиях, что свидетельствует о большом динамическом диапазоне РУМ при хорошем энергоиспользовании ламп.

В то же время низкое энергетическое использование ламп сочетается с сильной зависимостью коэффициента передачи от случайного или намеренного изменения затухания, которое может иметь место благодаря разбросу параметров ламп, смене ламп и т. д.

С учетом того, что основное потребление мощного усилительного устройства падает обычно на его выходной каскад, а также в силу необходимости обеспечения стабильности параметров РУМ представляется целесообразным несколько снизить коэффициент передачи каскада по мощности и значительно уменьшить число ламп в нем при заметном улучшении его энергетических параметров и их стабильности.

Новосибирский
электротехнический институт

Поступила в редакцию
4/VII 1964

* Фильтрация высших гармоник в широкополосных усилителях в настоящей статье не рассматривается.

ЛИТЕРАТУРА

1. J. Caldwell, O. Hoch. IRE Trans., 1956, ED-3, 1, 6.
2. H. F. Transmitter uses distributed amplifier technique British. Comm. and Electronics, 1959, 6, 10, 681.
3. А. И. Животовский, А. С. Кривенко, В. В. Полевой. О неастрономических ВЧ каскадах передатчиков. Изв. ВУЗ МВССО СССР, Радиотехника, 1962, № 2.
4. Ю. Г. Кулешов. Исследование обратной волны при направленном сложении мощностей. Тр. КПИ, 1956, т. 21.
5. Ю. Г. Кулешов. Распределенное возбуждение линий. Изв. ВУЗ МВССО СССР, Радиотехника, 1962, № 4.
6. Ю. Г. Кулешов. Некоторые вопросы распределенного усиления. Канд. дисс. КПИ, 1955.
7. А. И. Животовский, О. В. Алексеев. О построении неперестраиваемых каскадов широкодиапазонных передатчиков. Радиотехника, 1963, № 12.
8. Ю. Г. Кулешов. КПД при распределенном усилении. Тр. ТРИ, 1957, 2, 19.
9. Гинзтон и др. Усиление на бегущей волне. Сб. перев. «Современный катодный осциллограф», ч. 1, ИЛ, 1953.
10. Ю. Н. Прозоровский. Распределенный усилитель как система четырехполюсников. Радиотехника и электроника, 1957, т. II, вып. 1.
11. В. М. Геллер, М. Э. Сендерзон. К вопросу об улучшении энергетических параметров РУМ. Изв. СО АН СССР, Техн. сер. 1964, вып. 1.
12. Н. Д. Босый. Электрические фильтры. ГИТЛУ, 1957.

П. М. АЛАБУЖЕВ, Г. Ф. КОПЕЙКИН, Ю. П. КУЗЬМЕНКО,
В. Ф. ЧЕШЕВ, А. М. ЯРУНОВ

ИССЛЕДОВАНИЕ ДАТЧИКОВ
КРУТЯЩЕГО МОМЕНТА

В современной измерительной технике обычно применяют три способа измерения крутящих моментов [1, 2]: с помощью тормозных устройств, путем реактивного момента, передающегося на статор двигателя, по деформации звеньев, через которые передается момент.

Первый способ обычно используется для измерения крутящих моментов на ведомом валу двигателей без преобразования усилия в электрическую величину. Этот способ не позволяет записать характер изменения крутящего момента за цикл работы машины.

Второй способ применяется почти исключительно для определения момента (или мощности), развиваемого двигателем на ведомом валу. Если двигатель передает крутящий момент какой-нибудь машине, то на статор двигателя действует реактивный момент, равный по величине моменту двигателя и обратный ему по направлению. Электродвигатель устанавливается на качающемся основании, ось качания которого совпадает с осью вращения ротора. В этом методе сказывается влияние масс (воспринимающих реактивный момент), которые сглаживают отдельные пики измеряемого крутящего момента.

Третий способ основан, по существу, на измерении угла закручивания вала. Вал, воспринимающий крутящий момент, рассчитывается таким образом, чтобы максимальное усилие не превышало предела упругости материала.

Величина крутящего момента связана линейной зависимостью с величиной угла закручивания вала. Наибольшее распространение для измерения крутящего момента (угла закручивания вала) получили приборы, основанные на электрических методах измерения. К их числу относятся индуктивные, емкостные, проволочные, фотоэлектрические и другие преобразователи.

Индуктивные приборы (датчики) основаны на измерении индуктивного сопротивления катушки вследствие изменения воздушного зазора между сердечником и якорем [1—4]. Приборы этого типа требуют применения токосъемных устройств, что связано с большими затруднениями при измерениях малой надежности переходного контакта. Разработаны индуктивные датчики и без токосъемных устройств, однако они оказались весьма сложными по конструкции и требовали применения усилителя. При эксплуатационных условиях работы индуктивных датчиков необходимо учитывать возможное влияние магнитных полей, зависимость показаний от изменения частоты переменного тока, зависимость от постоянства напряжения, нелинейную зависимость показаний прибора в том случае, когда воздушный зазор изменялся в пределах, больших 15—20% и др.

Емкостный метод основан на том, что емкость конденсатора, состоящих из двух пластин, разделенных слоем воздуха или другого диэлектрика, пропорциональна площадям пластин и обратно пропорциональна расстоянию между пластинами [2, 4—6].

Для измерения деформации обычно используют емкостные датчики, у которых изменяется активная площадь конденсаторных пластин или изменяется зазор между пластинами.

Емкостные датчики имеют большую чувствительность; они могут реагировать на изменения расстояния в десятые и даже сотые доли микрона. Аппаратура, основанная на этом методе, требует питания током повышенной частоты, применения усилителей, тщательной экранировки проводов.

Для измерения крутящего момента с помощью проволочных датчиков (тензодатчиков) используется деформация поверхностных слоев испытуемого вала. Проволочные тензометры в настоящее время широко распространены. Тензодатчики практически безынерционны. Работы по измерению момента вращающего вала с помощью проволочных тензодатчиков, проведенные во ВНИИСтройдормаше [7] и в ряде других организаций, показали, что рациональная конструкция токосъемочного устройства со скользящим контактом представляет собой одно из важнейших условий, определяющих успех всей работы. Несколько лучшие результаты дает применение ртутных контактов для подвода тока.

Фотоэлектрические датчики замера крутящего момента основаны на применении вентильных фотоэлементов (селеновых или сернисто-серебряных). Фотоэлементы этого типа генерируют фототок по величине, прямо пропорциональной силе светового потока; причем сила фототока замеряется без усиления при помощи обычного миллиамперметра. Схемы и конструкции фотоэлектрических датчиков описаны в [4, 8, 9].

Несмотря на то, что уже разработано большое количество различных электрических методов измерения крутящего момента, этот вопрос актуален и в настоящее время.

В наших исследованиях по замеру крутящего момента на валу ударного узла электромеханического молотка были опробованы тензометрические и емкостные датчики с усилительной аппаратурой.

Из анализа исследованных датчиков крутящего момента следует, что они дают хорошие результаты применительно к машинам, работающим более спокойно, и непригодны для записи крутящего момента в электромеханических машинах ударного действия. Нами не исследован еще один метод записи крутящего момента — фотоэлектрический метод. Фотоэлектрические датчики для замера крутящего момента в машинах ударного действия будут работать хорошо, но они очень сложны по конструкции и требуют большого количества фотоэлементов и других дефицитных материалов.

В Новосибирском электротехническом институте в лаборатории теоретической механики разработан и создан пружинно-потенциометрический датчик измерения крутящего момента в машинах ударного действия [10]. На рис. 1, а представлена конструкция четырехконтактного пружинно-потенциометрического датчика записи крутящего момента. Принцип его работы заключается в снятии величины деформации пружины, работающей на кручение, и превращение этой величины в электрический сигнал через потенциометры. Передача крутящего момента с ведущего вала на ведомый передается через пружину 9, торцы которой приварены к втулкам 4 и 10. Втулка 4 через компенсирующее кольцо 1 жестко крепится с ведомым валом, а втулка 10 — с ведущим. Для устранения перекоса дисков 6 и 7 ведущий вал входит в соосное от-

верстие ведомой втулки 4 и поставлен на игольчатые подшипники 2, распираемые втулкой 3. К ведущему валу жестко прикреплен диск 7, через стакан 8. На ведущем диске 7 крепятся четыре скользящих контакта 14. Диск 6 жестко соединен с ведомой втулкой 4 через стакан 5. На ведомом диске 6 по его периферии симметрично расположены четыре потенциометра 13. Каждый потенциометр намотан из константановой проволоки $\varnothing 0,22$ мм на изоляционном каркасе 12 (текстолитовая плас-

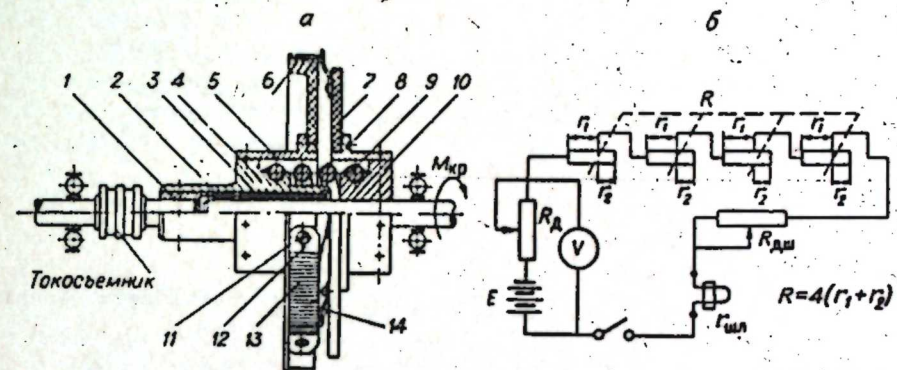


Рис. 1. Конструкция и схема включения четырехконтактного пружинно-потенциометрического датчика крутящего момента.

тина толщиной 1 мм) и прикреплен к диску 6 винтами 11. Дорожки на потенциометрах, по которым скользят контакты, должны быть хорошо зачищенными. Схема включения датчика представлена на рис. 1, б. Относительное смещение дисков относительно друг друга вызывает перемещение скользящих контактов по потенциометрам. Изменение местоположения контактов меняет его сопротивление и вызывает изменение тока в измерительной цепи. Ток, проходящий через сопротивление потенциометров, может быть определен по формуле [1]

$$i_{ц} = \frac{E}{R_A + r_2 + \frac{(R_{дш} + r_{ш}) r_1}{R_{дш} + r_{ш} + r_1}},$$

где E — напряжение аккумуляторной батареи, в;

R_A — дополнительное сопротивление, обеспечивающее регулировку тока в основной цепи, необходимое при изменении питающего напряжения E и при смене вибратора, ом;

r_1, r_2 — соответственно сопротивление рабочей и нерабочей частей потенциометра, ом;

$R_{дш}$ — дополнительное сопротивление цепи вибратора осциллографа, ом;

$r_{ш}$ — сопротивление вибратора (шлейфа), ом.

Очевидно, чтобы обеспечить линейную зависимость тока цепи шлейфа от изменения сопротивления r_1 , рабочей части потенциометра необходимо выполнение условия

$$R_{дш} + r_{ш} \gg R,$$

где R — общее сопротивление потенциометров, ом. Ток, проходящий через-вибратор осциллографа, определяемый по формуле

$$i_{ш} = \frac{i_{ц} r_1}{R_{дш} + r_{ш}},$$

изменяется прямо пропорционально сопротивлению r_1 , и, следовательно, углу поворота скользящих контактов. Угол скручивания пружины θ прямо пропорционален величине крутящего момента [12]. Расчет пружины θ , работающей на кручение, можно произвести по следующей методике. Витки пружины кручения работают в основном на чистый

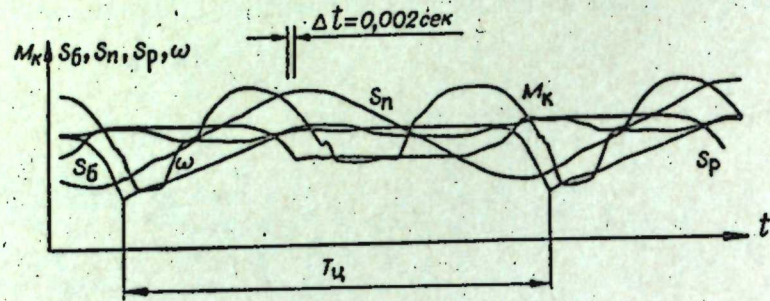


Рис. 2. Осциллограмма рабочего процесса молотка с задерживающим механизмом бойка.

M_k — кривая изменения крутящего момента на приводном валу ударного узла; S_b, S_n, S_p — соответственно кривые движения бойка, ползуна и задерживающих рычагов; ω — изменение угловой скорости кривошипа.

изгиб. Изгибающий момент равен закручивающей внешней паре M_0 . В нашем случае внешний момент M_0 будет равен крутящему моменту $M_{кр}$ на валу. Относительное угловое перемещение торцов пружины определяется по формуле

$$\Delta \theta = \frac{M_0}{z_0} = \frac{M_{кр}}{z_0},$$

где z_0 — жесткость пружины, кгсм.

Значение внешнего крутящего момента $M_{кр}$ определяется по формуле

$$M_{кр} = 71620 \frac{N}{n} \text{ кгсм},$$

где N — мощность двигателя, л.с.;
 n — число об/мин.

Из работы потенциометрического датчика запись крутящего момента следует, что чем больше угол $\Delta \theta$ поворота скользящего контакта, тем больше его чувствительность. Однако экспериментальное исследование этого датчика на модели ударного узла молотка показало, что с увеличением угла поворота скользящего контакта или, что то же самое, с уменьшением жесткости пружины при ее скручивании нарушается режим работы модели молотка, т. е. искажается закон движения ползуна, бойка, закон изменения угловой скорости кривошипа во времени. Максимальный угол скручивания пружины, при котором не нарушается режим работы машины, должен быть не более 3° . Следовательно, относительное угловое смещение торцов пружины, работающей в датчике при максимальном крутящем моменте

$$\Delta \theta = \frac{M_{кр}}{z_0} \leq 3^\circ.$$

Из данного неравенства определяем численное значение жесткости пружины. С другой стороны, жесткость пружины выражается формулой [12]

$$z_0 = \frac{E d^4}{64 D i},$$

где E — модуль упругости 1-го рода, кг/см²;
 d — диаметр проволоки пружины, см;
 D — средний диаметр пружины, см;
 i — число рабочих витков.

Конструктивно принимая средний диаметр пружины D и число рабочих витков i , можно определить диаметр проволоки пружины

$$d = \sqrt[4]{\frac{64 z_0 D i}{E}} \text{ см}.$$

Угол подъема витка пружины, работающей на скручивание, обычно равен $5-8^\circ$.

На рис. 2 представлена осциллографическая запись крутящего момента M_k в рабочем процессе электромеханического молотка с задерживающим механизмом бойка [13—15].

Тарировочный график потенциометрического датчика дает линейную зависимость крутящего момента $M_{кр}$ от угла скручивания пружины θ или силы тока $i_{ш}$, проходящего через вибратор осциллографа (рис. 3). Порог чувствительности датчика для пружины жесткостью 38 кгсм/град составляет 7,6 кгсм и изменяется пропорционально жесткости.

Относительная ошибка определения крутящего момента потенциометрическим четырехконтактным датчиком составляет

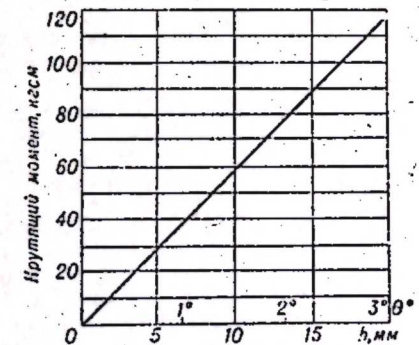


Рис. 3. Тарировочный график датчика.

$$\frac{\Delta M_{кр}}{M_{кр}} = \frac{\Delta h}{n} + \frac{\Delta l}{l} + E_n = \frac{0,5}{20,0} + \frac{1,0}{40,0} + 0,01 = 0,06 \text{ или } 6\%$$

где $M_{кр}$ — величина крутящего момента, кгсм;

$\Delta h = 0,5$ — точность определения величины ординаты осциллограммы, мм (практически при достаточном увеличении осциллограммы величину ординаты осциллограммы можно определить точнее);

h — средняя величина ординаты осциллограммы (для осциллографа МПО-2 можно принять $h = 20$ мм);

Δl — величина люфта контакта потенциометра, которая определяется практически после проведения серии опытов и обычно не превышает 1 мм;

$l = 40$ — средняя величина пути контактов, мм;

E_n — ошибка измерительных приборов $E_n = 0,25-1,00\%$ [16].

Исследование работы датчиков крутящего момента в машинах ударного действия позволяет сделать следующие выводы.

1. Датчики крутящего момента, основанные на базе тензодатчиков, не дали положительных результатов как при записи активного, так и реактивного моментов (вибрации электродвигателя, отдача молотка, прохождение ударных волн через исследуемый вал приводят к искажению осциллограммы крутящего момента).

Емкостные датчики для записи крутящего момента дают очень большую погрешность по тем же причинам.

2. Разработанный авторами четырехконтактный пружинно-потенциметрический датчик замера крутящего момента дал удовлетворительные результаты, так как он реагирует на отдачу ударного узла и на прохождение ударных волн через исследуемый вал. Этот датчик не требует усилительной аппаратуры и может найти применение при исследованиях других механизмов и машин, работающих в условиях вибрационных и ударных нагрузок.

Новосибирский
электротехнический институт

Поступила в редакцию
10/XII 1963

ЛИТЕРАТУРА

- Г. А. Барсов, А. В. Безменова, Л. С. Грозденская и др. Теория плоских механизмов и динамика машин. Изд-во «Высшая школа», М., 1961.
- Н. П. Раевский. Датчики механических параметров машин. АН СССР, 1959.
- Д. И. Агейкин, Е. Н. Костина, Н. Н. Кузнецова. Датчики систем автоматического регулирования. Машгиз, 1959.
- А. М. Туричин. Электрические измерения неэлектрических величин. Госэнергоиздат, 1959.
- П. М. Алабужев. Применение электрических методов к исследованию рабочего процесса электропневматических машин ударного действия. — Изв. ТПИ, Томск, 1955, т. 78.
- К. Б. Карандеев. Методы электрических измерений. Госэнергоиздат, М.—Л., 1952.
- Н. Д. Коновалов. Определение крутящего момента валов строительных и дорожных машин. — Сб. тр. ВНИИСтройдормаш «Исследование вибраторов и электрических молотков», т. VI, Машгиз, 1953.
- С. А. Стрелков. Фотоэлектрический метод измерения крутящего момента. — Ж. «Механизация строительства», 1954, № 11.
- А. М. Туричин, П. В. Новоцкий. Проволочные преобразователи и их технические применения. Госэнергоиздат, 1957.
- П. М. Алабужев, Г. Ф. Копейкин, Ю. П. Кузьменко, А. М. Ярунов, В. М. Григорьев, В. Ф. Чешев. Создание и конструирование пружинно-потенциметрического датчика крутящего момента для исследования машин ударного действия. Удостоверение о регистрации работы № 37227 от 13 мая 1963 г., выданное Комитетом по делам изобретений и открытий при Совете Министров СССР.
- О. Д. Алимов, В. Ф. Горбунов. Методика экспериментального исследования рабочего процесса пневматических бурильных молотков. — Изв. ТПИ, Metallurgizdat, 1958, т. 106.
- С. Д. Пономарев, В. А. Бидерман, К. К. Лихарев, В. М. Макушни, Н. Н. Малинин, В. И. Федосеев. Расчеты на прочность в машиностроении. Машгиз, 1956, т. I.
- П. М. Алабужев, Г. Ф. Копейкин. Электрический молоток с задерживающим механизмом бойка. — «Бюллетень изобретений», 1960, № 12.
- П. М. Алабужев, Г. Ф. Копейкин, Ю. П. Цивинский. Исследование рабочего процесса электромеханического молотка с задерживающим механизмом бойка. — Тр. 3-го совещ. по основным проблемам теории машин и механизмов. Динамика машин, Машгиз, 1963.
- Г. Ф. Копейкин, Л. Л. Одынец, В. М. Григорьев, Ю. П. Кузьменко. Экспериментальное исследование модели электромеханического молотка с задерживающим механизмом бойка. Механизмы и машины ударного, вращательного и вращательно-ударного действия. — Межвуз. сб. тр., вып. I, Новосибирск, 1963.
- Physics Sterving Stienze and Industry. 1956, vol. 3, N 6, p. 97—105.

О. Л. БАНДМАН

МАТРИЧНЫЙ МЕТОД СИНТЕЗА ЭЛЕКТРОННЫХ RC-СХЕМ

В настоящее время существует целый ряд методов синтеза пассивных схем по их частотным или переходным характеристикам [1—3]. Эти методы достаточно детально разработаны, и ими пользуются при проектировании корректирующих цепей, фильтров и других устройств. Развитие электроники выдвигает задачу разработки подобных методов синтеза схем, содержащих, помимо элементов R , L и C , электронные

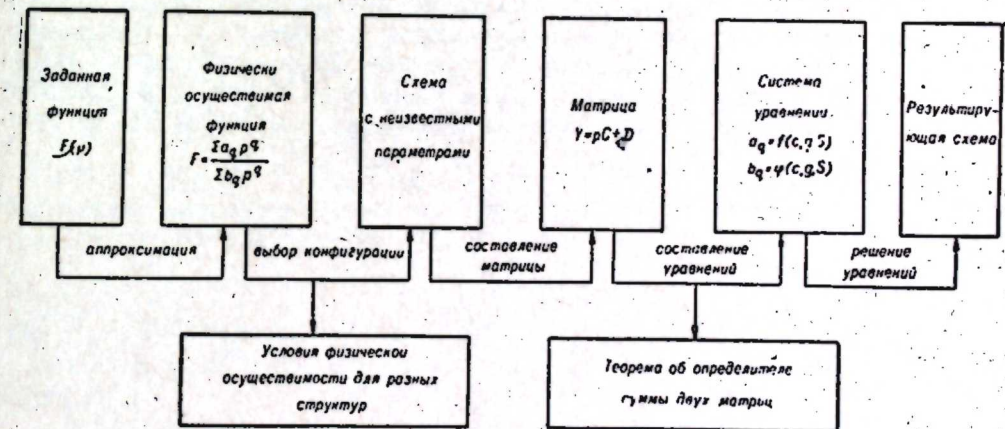


Рис. 1.

лампы и транзисторы. Решение этой задачи ограничивается сейчас несколькими методами синтеза активных RC-фильтров [4—8], в которых методика синтеза применяется, по существу, только к пассивным частям схемы.

Матричная теория линейных электрических цепей, позволившая разработать методы анализа, общие как для пассивных, так и для электронных схем [9—11], открывает возможности для создания общих методов синтеза. В [12—14] была предложена методика реализации пассивных RC-двухполюсников и четырехполюсников, основанная на использовании матриц их схем. В настоящей статье эта методика распространена на схемы, содержащие, кроме элементов R и C , электронные лампы и транзисторы.

Последовательность всех операций, составляющих процедуру матричного метода, схематично изображена на рис. 1.

Процедура состоит из двух этапов.

1. Физически осуществимая функция, аппроксимирующая заданную частотную характеристику, рассматривается как отношение двух миноров матрицы схемы. На основании свойств этих миноров выбирается

конфигурация схемы, которой заданная функция может быть реализована.

2. Для выбранной конфигурации схемы составляется матрица проводимости с неизвестными параметрами. Эта матрица рассматривается как линейный матричный двучлен

$$Y = pC + D, \quad (1)$$

где C — матрица схемы, учитывающая только емкости, а D — матрица, объединяющая все частотнонезависимые параметры проводимостей и электронных элементов. Каждый коэффициент заданной функции выражается через элементы матриц C и D , и, таким образом, получается система уравнений, решениями которой являются неизвестные параметры схемы.

МАТРИЦА ПРОВОДИМОСТИ RC-СХЕМЫ С ЭЛЕКТРОННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ И ЕЕ СВОЙСТВА

Электронные лампы и транзисторы, работающие в линейной части своих характеристик, как элементы схемы представляют собой неавтономные многополюсники с числом полюсов, равным числу электродов. Как показано в [9], в большинстве случаев многоэлектродная лампа может быть заменена эквивалентным идеальным триодом, и, следовательно, любой электронный элемент можно рассматривать как неавто-

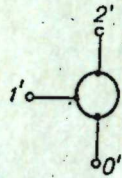


Рис. 2.

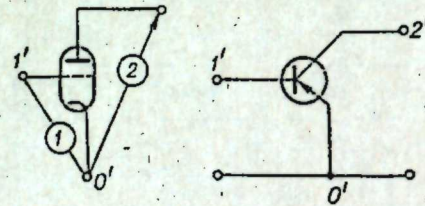


Рис. 3.

номный трехполюсник (рис. 2), характеризуемый матрицей второго порядка. В системах координат, изображенных на рис. 3, матрицы идеального триода и транзистора имеют вид

$$Y'_{\text{тр}} = \begin{array}{c} 1' \\ 2' \end{array} \begin{array}{|cc|} \hline & \\ \hline S & G_i \\ \hline \end{array} \quad (2)$$

$$Y'_{\text{тр}} = \begin{array}{c} 1' \\ 2' \end{array} \begin{array}{|cc|} \hline g_{eb} + g_{bc} & -g_{bc} \\ \hline g_n - g_{bc} & g_{cc} + g_{bc} \\ \hline \end{array} \quad (3)$$

где S — крутизна идеального триода;
 G_i — его внутренняя проводимость;
 g_{eb} , g_{cc} , g_{cb} и g_n — параметры эквивалентной схемы транзистора.

Каждую из этих матриц можно представить в виде суммы

$$Y' = Y'_S + Y'_P,$$

где Y'_P — симметричная часть матрицы, определяющая межэлектродные проводимости, а

$$Y'_S = \begin{array}{c} 1' \\ 2' \end{array} \begin{array}{|cc|} \hline & \\ \hline S & \\ \hline \end{array} \quad (4)$$

несимметричная часть матрицы с единственным нулевым элементом, который обозначим буквой S , имея в виду, что для транзисторов ее следует заменять на g_n .

Приведение матриц электронных элементов к системе координат схемы производится согласно методике, изложенной в [9]. При этом, если схема рассматривается в канонической системе координат с базисным узлом, совпадающим с катодом (эмиттером), то несимметричная часть приведенной матрицы электронного элемента имеет только один ненулевой элемент $Y_{ki} = S(k, i)$ — номера узлов, к которым присоединены сетка (база) и анод (коллектор) соответственно.

Объединим все симметричные части матрицы Y в одну матрицу $Y = pC + G + \sum Y_{pj}$, где G — матрица проводимости, учитывающая все сопротивления схемы, $\sum Y_{pj}$ — сумма приведенных к общей системе координат матриц электронных элементов. Тогда матрицу Y схемы можно будет представить в виде суммы

$$Y = Y_P + Y_S, \quad (5)$$

где Y_S — несимметричная часть матрицы Y , равная сумме приведенных к общей системе координат несимметричных частей матриц электронных элементов.

Предположим сначала, что в схеме имеется только один электронный элемент. Выберем систему координат так, чтобы катод (эмиттер) оказался присоединенным к базисному узлу. Тогда в матрице Y_S будет находиться только один ненулевой элемент и определитель матрицы Y с учетом (5) выразится в виде

$$\Delta = \Delta_p + (-1)^{k+i} S \Delta_p \begin{pmatrix} 12 \dots (k-1) (k+1) \dots n \\ 12 \dots (i-1) (i+1) \dots n \end{pmatrix}^* \quad (6)$$

Здесь первое слагаемое — определитель матрицы пассивной RC-схемы, а второе слагаемое есть умноженное на S алгебраическое дополнение $(n-1)$ -го порядка такой же матрицы, составленной в канонической системе координат. Как показано в [14], оба эти слагаемые являются полиномами с положительными коэффициентами. При этом степень Δ_p равна рангу матрицы C , а число нулевых корней

$$\Delta_p \begin{pmatrix} 1 \dots (k-1) (k+1) \dots n \\ 1 \dots (i-1) (i+1) \dots n \end{pmatrix}$$

равно дефекту соответственного минора G .

* Здесь и далее номера индексов в скобках после знака Δ соответствуют номерам строк и столбцов, на пересечении которых находится минор.

Таким образом, определитель и, следовательно, любой главный минор матрицы Y_{RC} -схемы с одним электронным элементом есть полином от p с положительными коэффициентами, степень которых равна рангу C , а число нулевых корней — дефекту $G \begin{pmatrix} 1 \dots (k-1) (k+1) \dots n \\ 1 \dots (i-1) (i+1) \dots n \end{pmatrix}$.

При наличии двух и более электронных элементов в схеме определитель ее матрицы может быть выражен аналогично (6) алгебраической суммой полиномов, пропорциональных минорам Y_p . Результирующий полином имеет вещественные коэффициенты и степень, не превышающую ранг C . Только для частных случаев расположения электронных элементов в схеме оказывается возможным найти более узкие границы для определения свойств Δ .

РЕАЛИЗАЦИЯ ФУНКЦИИ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Поскольку функция входного сопротивления схемы относительно пары узлов, обозначенной № 1, выражается в виде

$$Z = \frac{\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}{\Delta} \quad (7)$$

выбор конфигурации схемы, реализующей эту функцию, следует производить в соответствии со свойствами ее определителя и главного минора. Однако, как было показано выше, эти свойства в общем случае позволяют определить только минимально необходимое число емкостей и установить возможность реализации функции схемой с одним электронным элементом. Так как этого далеко не достаточно, необходимо рассмотреть ряд частных случаев, для которых исследование свойств $\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}$ и Δ позволяет определить возможные варианты конфигураций, соответствующих этим минорам схем.

В табл. 1 приводятся несколько случаев такого расположения электронных элементов в схеме, для которых Z достаточно просто выражается через миноры матрицы пассивной части схемы Y_p .

Приведенные в табл. 1 случаи позволяют заменить определение конфигурации электронного двухполюсника по заданной функции Z определением конфигурации пассивного четырехполюсника по двум его характеристикам: коэффициенту передачи K_p и входному сопротивлению Z_p [14]. Выбор структуры четырехполюсника следует производить в соответствии со свойствами функции K_p , так как Z_p реализуется схемой любой структуры, а коэффициенту передачи соответствует ограниченное число конфигураций [12, 13].

Для облегчения выбора конфигураций схем, реализующих функции низких степеней, соответствующие им схемы приведены в табл. 2.

После того, как конфигурация схемы выбрана, составляется матрица Y и затем система уравнений, связывающая коэффициенты миноров Y с параметрами схемы [15]. Для каждого полинома, равного минору:

n -го порядка $\Delta \begin{pmatrix} m_1 \dots m_n \\ l_1 \dots l_n \end{pmatrix}$, коэффициенты при q -й степени p выра-

Входные сопротивления некоторых электронных схем, выраженные через миноры

| № п. п. | Схема | $Z_{вх}$ |
|---------|-------|--|
| 1 | | $\frac{\Delta_p \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}{\Delta_p + (-1)^{n+1} \Delta_p \begin{pmatrix} 1 \dots n-1 \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}$ |
| 2 | | $\frac{\Delta_p \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}{\Delta_p - S (-1)^{n+1} \Delta_p \begin{pmatrix} 1 \dots n-1 \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}$ |
| 3 | | $\frac{\Delta_p \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}{y_{11} \Delta_p \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix} - S_1 S_2 (-1)^{n+1} \Delta_p \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 3 \dots n \end{pmatrix}}$ |
| 4 | | $\frac{(y_{11} + y_{22}) \Delta_p \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix} + S_1 S_2 \Delta_p \begin{pmatrix} 4 \dots n \\ 35 \dots n \end{pmatrix}}{y_{11} y_{22} \Delta_p \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix}}$ |

Входные сопротивления некоторых электронных схем, выраженные через миноры матриц их пассивной части

Таблица 1

| № п. п. | Схема | $Z_{вх}$ | Функции пассивного четырехполюсника P |
|---------|-------|---|---|
| 1 | | $\frac{\Delta_P(2 \dots n)}{\Delta_P + (-1)^{n+1} \Delta_P(1 \dots n-1)}$ | $Z_{P_{11}} = \frac{\Delta_P(2 \dots n)}{\Delta_P}$ $K_{P_{n1}} = \frac{(-1)^{n+1} \Delta_P(1 \dots n-1)}{\Delta_P(2 \dots n)}$ |
| 2 | | $\frac{\Delta_P(2 \dots n)}{\Delta_P - S(-1)^{n+1} \Delta_P(1 \dots n-1)}$ | $Z_{P_{11}} = \frac{\Delta_P(2 \dots n)}{\Delta_P}$ $K_{P_{n1}} = \frac{(-1)^{n+1} \Delta_P(1 \dots n-1)}{\Delta_P(2 \dots n)}$ |
| 3 | | $\frac{\Delta_P(2 \dots n)}{y_{11} \Delta_P(2 \dots n) - S_1 S_2 (-1)^{n+1} \Delta_P(3 \dots n)}$ | $K_{P_{n2}} = \frac{(-1)^{n+1} \Delta_P(2 \dots n-1)}{\Delta_P(2 \dots n)}$ |
| 4 | | $\frac{(y_{11} + y_{22}) \Delta_P(3 \dots n) + S_1 S_2 \Delta_P(4 \dots n)}{y_{11} y_{22} \Delta_P(3 \dots n)}$ | $K_{P_{43}} = \frac{\Delta_P(4 \dots n)}{\Delta_P(3 \dots n)}$ |

Условия физической осуществимости функций Z низких степеней RC-схемами с электронными элементами

| № п. п. | Функция | Схема | Условия | № п. п. | Функция | Схема | Условия |
|---------|---|-------|--|---------|---|-------|-------------------------------|
| 1 | | | $0 < a_0 - \frac{b_1}{a_1} < \frac{a_1}{b_1} b_0$ | 9 | $\frac{a_1 p - a_0}{b_1 p}$ | | $a_1 > b_1$ |
| 2 | $\frac{a_1 p + a_0}{b_1 p + b_0}$ | | $a_0 < \frac{b_1}{a_1} - \frac{b_0}{a_0}$ | 10 | $\frac{a_1 p + a_0}{b_1 p - b_0}$ | | $b_0 a_0 > b_1 a_1$ |
| 3 | | | $a_0 < \frac{b_1}{a_1}$ $b_0 > \frac{b_1}{a_1}$ | 11 | $\frac{a_1 p + a_0}{-b_1 p + b_0}$ | | — |
| 4 | | | $a_0 > \frac{b_1}{a_1} - \frac{b_2 a_1}{b_1}$ | 12 | $\frac{a_1 p - a_0}{b_1 p - b_0}$ | | $a_1^2 > 4b_1$ $a_0 > b_0$ |
| 5 | $\frac{a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p}$ | | $a_1^2 > 4b_2$ $2b_1 > a_0 \left(a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4b_2} \right)$ | 13 | $\frac{a_1 p - a_0}{b_1 p + b_0}$ | | — |
| 6 | $\frac{a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$ | | $a_1^2 > 4b_2$ $b_1^2 > 4b_0 b_2$ $a_0 > \frac{2b_1}{\sqrt{a_1^2 - 4b_2}}$ | 14 | $\frac{-a_1 p + a_0}{b_1 p + b_0}$ | | $b_1 > a_0$ |
| 7 | $\frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p}$ | | $a_1 > 2\sqrt{a_0 a_2 - b_2^2}$ $a_1 > \frac{2b_1 b_2}{a_0 a_2} - \sqrt{a_1^2 - 4a_2 a_0 - 4b_2^2}$ | 15 | $\frac{a_1 p + a_0}{b_2 p^2 - b_1 p + b_0}$ | | — |
| 8 | $\frac{a_0}{b_1 p + b_0}$ | | — | 16 | $\frac{a_0 p^2 - a_1 p + a_0}{p^2 b_2 + p b_1}$ | | $b_1 a_0 - a_1 b_0 > 0$ |

n -го порядка $\Delta \begin{pmatrix} m_1 & \dots & m_n \\ l_1 & \dots & l_n \end{pmatrix}$, коэффициенты при q -й степени p выражаются через миноры матриц C и D следующим образом:

$$a_q = \sum_{1 < i_k, j_k < n} (-1)^{\delta} \Delta_C \begin{pmatrix} m_{i1} & \dots & m_{iq} \\ l_{j1} & \dots & l_{jq} \end{pmatrix} \Delta_D \begin{pmatrix} m_{i(q+1)} & \dots & m_{in} \\ l_{j(q+1)} & \dots & l_{jn} \end{pmatrix}, \quad (8)$$

$$\text{где } \delta = \sum_{k=1}^q (m_{ik} + l_{jk}).$$

Если число неизвестных превышает число уравнений системы, то их следует привести в соответствие, добавив уравнения (8) для одного из главных миноров Y_p , который выбирается произвольно в соответствии со свойствами последовательных миноров пассивных схем [14].

Функции высоких порядков, для которых оказывается затруднительным и выбор конфигураций, и решение системы уравнений, можно реализовать последовательно-параллельными соединениями более простых двухполюсников. Для этого из Z или ее обратной величины следует выделить легко реализуемые слагаемые более низких степеней. Такая методика, по существу, является распространением методов Фостера и Кауэра на синтез электронных схем.

Пример. Нормализованную функцию $Z = \frac{p^3 + 12p^2 + 44p + 48}{p^3 + 48}$ реализовать электронным двухполюсником. Функция может быть представлена в виде

$$Z = \frac{(p+2)(p+4)(p+6)}{(p+2)(p+4)(p+6) - S_1 S_2 (p+3,65)}$$

и, следовательно, может быть реализована схемой 3 из табл. 1 при $y_{11}=1$. Конфигурация пассивной части схемы определяется минорами с

$$\Delta_p \begin{pmatrix} 2 & \dots & n \\ 2 & \dots & n \end{pmatrix} = (p+2)(p+4)(p+6) \text{ и}$$

$$\Delta_p \begin{pmatrix} 2 & \dots & n-1 \\ 3 & \dots & n \end{pmatrix} = p(p+3,65).$$

Выберем полином $Q_p = \Delta_p \begin{pmatrix} 3 & \dots & n \\ 3 & \dots & n \end{pmatrix}$ с корнями, чередующимися с

$$\Delta_p \begin{pmatrix} 2 & \dots & n \\ 2 & \dots & n \end{pmatrix}, \quad Q_p = k_1(p+3)(p+5).$$

Тогда

$$K_{pn2} = \frac{12p^2 + 44p}{S_1 S_2 k_1 (p^2 + 8p + 15)}.$$

Такому коэффициенту передачи соответствует цепная структура [14], которая в соединении с электронными элементами дает схему, изображен-

ную на рис. 4. Матрица схемы рис. 4 и уравнения (8) для миноров $\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}$, $\Delta \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix}$ имеют вид:

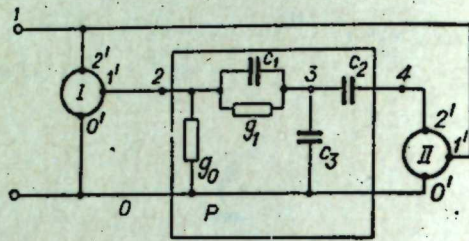


Рис. 4.

- 1) $c_1 c_2 c_3 = k$;
- 2) $c_1 c_2 (g_0 + G_{12}) + c_1 c_3 G_{12} + c_2 c_3 (g_1 + g_0) = 12k$;
- 3) $g_1 g_0 c_2 + g_0 G_{12} (c_1 + c_2 + c_3) + g_1 G_{12} (c_2 + c_3) = 44k$;

| | | | | |
|----------|--------------------|----------------------------|-----------------|----------------------------------|
| G_{11} | S_1 | | | 4) $g_0 g_1 G_{12} = 48k$; |
| | $pc_1 + g_1 + g_0$ | $-pc_1 - g_1$ | | 5) $G_{11} c_1 c_2 c_3 = k$; |
| | $-pc_1 - g_1$ | $p(c_1 + c_2 + c_3) + g_1$ | $-pc_2$ | 6) $12k - S_1 S_2 c_1 c_2 = 0$; |
| S_2 | | $-pc_2$ | $pc_2 + G_{12}$ | 7) $44k - S_1 S_2 c_2 g_1 = 0$; |

- 8) $c_1 c_2 = k_1$;
- 9) $c_2 g_1 + G_{12} (c_1 + c_2 + c_3) = 8k_1$;
- 10) $g_1 G_{12} = 15k_1$.

Решив систему уравнений, получим нормализованные значения параметров схемы:

$$\begin{aligned} g_0 &= 1 \frac{1}{\text{ом}}; & c_1 &= 6,85 \text{ ф}; \\ g_1 &= 25 \frac{1}{\text{ом}}; & c_2 &= 0,07 \text{ ф}; \\ G_{11} &= 1 \frac{1}{\text{ом}}; & c_3 &= 0,312 \text{ ф}; \\ G_{12} &= 0,29 \frac{1}{\text{ом}}; & S_1 S_2 &= 3,8 \frac{1}{\text{ом}^2}. \end{aligned}$$

РЕАЛИЗАЦИЯ ФУНКЦИИ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ

Если считать внешними полосами четырехполюсника узлы первой и n -й узловых пар, то коэффициент передачи его выразится в виде

$$K_{n1} = \frac{\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 1 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}. \quad (9)$$

Так же как и для двухполюсников, выбор конфигурации схемы в целом ряде случаев может быть сведен к определению структуры пассивной ее части. Для этого необходимо функцию K достаточно просто выразить через миноры ее матрицы. Это удастся сделать, если фиксировать положение полюсов электронных элементов относительно внешних зажимов четырехполюсника.

В табл. 3 и 4 приведены подобные выражения для схем с одним и двумя электронными элементами.

В табл. 5, в которой даны условия физической осуществимости функций K низких степеней в виде соотношений между их коэффициентами.

Если для выбранной конфигурации число уравнений (8), составленных для миноров $\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 1 \dots n-1 \end{pmatrix}$ и $\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}$, оказывается меньшим, чем число неизвестных параметров схемы, то следует дополнить систему уравнений соотношениями (8) для одного из главных миноров матрицы Y_p .

Для некоторых функций определить соответствующую им конфигурацию, пользуясь приведенными таблицами, не удастся и приходится прибегать к реализации каскадным или параллельным соединениям четырехполюсников (рис. 5 и 6).

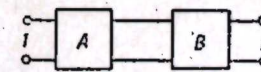


Рис. 5.

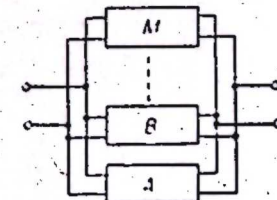


Рис. 6.

Формулы, выражающие коэффициенты передачи этих соединений через миноры матриц отдельных четырехполюсников, получены в [14] и имеют вид:

для каскадного соединения

$$K = \frac{\Delta_A \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 1 \dots n-1 \end{pmatrix} \Delta_B \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 1 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_A \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix} \Delta_B \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix} + \Delta_B \Delta_A \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}; \quad (10)$$

Таблица 3

Коэффициенты передачи некоторых RC-схем с двумя электронными элементами, выраженные через миноры матриц их пассивной части

| № п. п. | Схема | $K_{л}$ | Функции пассивного четырехполюсника P |
|---------|-------|--|--|
| 1 | | $\frac{(-1)^n + 1 S \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}$ | $Z_{P22} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}};$ $K_{Pn2} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix}}$ |
| 2 | | $\frac{(-1)^n + 1 S \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix} - y \Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}$ | $Z_{Pnn} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}};$ $K_{P2n} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}$ |
| 3 | | $\frac{(-1)^n (S + G) \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}$ | $Z_{P22} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}};$ $K_{Pn2} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix}}$ |
| 4 | | $\frac{(-1)^n (S + G) \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix} - y \Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}$ | $Z_{Pnn} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}};$ $K_{P2n} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}$ |
| 5 | | $\frac{(-1)^n (S + y) \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix} + S \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix}}$ | $Z_{P22} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}};$ $K_{Pn} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix}}$ |

Таблица 4

Коэффициенты передачи некоторых RC-схем с одним электронным элементом, выраженные через миноры матрицы их пассивной части

| № п. п. | Схема | K_{n1} | Функции пассивного четырехполюсника P |
|---------|-------|---|---|
| 1 | | $\frac{S_1 S_2 \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n-1 \\ 3 \dots n-1 \end{pmatrix}}{(y_n + G_P) \Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}$ | $Z_{P22} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n-1 \\ 3 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}$ |
| 2 | | $\frac{S_1 S_2 \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n-1 \\ 3 \dots n-1 \end{pmatrix} + y \Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{(y_n + G_P) \Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}$ | $Z_{P22} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n-1 \\ 3 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}$ |

| | | | |
|---|--|--|--|
| 3 | | $\frac{S_1 S_2 \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n-1 \\ 2 \dots n-2 \end{pmatrix}}{(y_n + G_P) \Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}$ | $K_{P(n-1)2} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n-1 \\ 2 \dots n-2 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}$ |
| 4 | | $\frac{(-1)^n S_1 \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix} + (-1)^n S_2 \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}$ | $K_{Pn2} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix}}$ |
| 5 | | $\frac{S_1 S_2 \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n-1 \\ 3 \dots n-1 \end{pmatrix}}{(S_1 + S_2 + y) \Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix} + (-1)^n S_2 (S_1 + y) \Delta_P \begin{pmatrix} 4 \dots n \\ 3 \dots n-1 \end{pmatrix}}$ | $Z_{Pn3} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n-1 \\ 3 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n \end{pmatrix}}$ $K_{P3n} = \frac{\Delta_P \begin{pmatrix} 4 \dots n \\ 3 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_P \begin{pmatrix} 3 \dots n \\ 3 \dots n-1 \end{pmatrix}}$ |

для параллельного соединения

$$K = \frac{\frac{\Delta_A \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 1 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_A \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}} + \frac{\Delta_B \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 1 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_B \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}} + \dots + \frac{\Delta_M \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 1 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta_M \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}}{\frac{\Delta_A \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}{\Delta_A \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}} + \frac{\Delta_B \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}{\Delta_B \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}} + \dots + \frac{\Delta_M \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}{\Delta_M \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}} \quad (11)$$

Представив заданную функцию в виде (10) или (11), мы получаем по 3 минора матрицы каждого четырехполюсника, по которым следует производить их реализацию. При этом разложение полиномов на сумму m слагаемых следует стремиться делать так, чтобы в каждом из них было по возможности больше отрицательных вещественных корней. Еще лучше, если отрицательные вещественные корни разных слагаемых чередуются между собой, так как при этом появляется возможность реализовать некоторые четырехполюсники пассивными схемами.

Следует отметить, что конфигурация электронного четырехполюсника, реализуемого по трем минорам, должна выбираться в соответствии

с условиями физической осуществимости и функции $K = \frac{\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 1 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}$

и функции $Z = \frac{\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}}$.

Пример. Задана функция $K_{n1} = \frac{p^2 + 3p - 1}{p^3 + 6p^2 + 10p + 7}$. Функция может быть представлена в виде

$$K_{n1} = \frac{1 + \frac{-3}{p^2 + 3p + 2}}{p + 1,2 + \frac{1,8p^2 + 4,4p + 4,4}{p^2 + 3p + 2}}$$

Четырехполюсник A характеризуется минорами $\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 1 \dots n-1 \end{pmatrix} = 1$, $\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix} = p + 1,2$ и $\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix} = 1$ и реализуется пассивной схемой (рис. 7, а) при $g_{1A} = 1$; $g_{2A} = 0,2$; $c_{1A} = 1$. Четырехполюсник B имеет коэффициент передачи $K_B = \frac{-3}{1,8p^2 + 4,4p + 4,4}$ и входное сопротивление относительно n -й узловой пары при закороченном входе

$$Z_B = \frac{\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n-1 \\ 2 \dots n-1 \end{pmatrix}}{\Delta \begin{pmatrix} 2 \dots n \\ 2 \dots n \end{pmatrix}} = \frac{p^2 + 3p + 2}{1,8p^2 + 4,4p + 4,4}$$

№
п.п.

1

2

3

4

5

} g_{2A} ца Y
меют

) = 3;

2;

} +

= 4,4;

лель-

чаях,
стной
вных
сных
осни-
пере-
двухестна
Од-
сва-
ации
идеа-

Условия физической осуществимости функций К низких степеней RC-схемами с электронными элементами

| № п. п. | Функция | Схема | Условия | № п. п. | Функция | Схема | Условия |
|---------|---|-------|--------------------|---------|---|-------|-----------------------------------|
| 1 | $\frac{-f_1 p}{a_1 p + a_0}$ | | - | 9 | $\frac{\pm f_1 p + f_0}{a_1 p + a_0}$ | | $f_0 > a_0 \frac{f_1}{a_1}$ |
| 2 | $\frac{f_1 p}{a_1 p + a_0}$ | | - | 10 | $\frac{f_1 p + f_0}{\pm a_1 p + a_0}$ | | $f_0 > a_0$ $f_1 > a_1$ |
| 3 | $\frac{f_1 p - f_0}{a_1 p + a_0}$ | | $f_1 < a_1$ | 11 | $\frac{f_1 p - f_0}{a_1 p - a_0}$ | | $a_1 > f_1$ |
| 4 | $\frac{f_1 p + f_0}{a_1 p + a_0}$ | | $f_1 < a_1$ | 12 | $\frac{f_1 p + f_0}{a_1 p + a_0}$ | | - |
| 5 | $-f_0$ | | | 13 | $\frac{-f_0}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}$ | | $f_0 > a_0$ $a_1^2 > 4a_2 a_0$ |
| 6 | $a_2 p^2 + a_1 p + a_0$ | | $a_1^2 > 4a_2 a_0$ | 14 | $\frac{-f_1 p}{p^2 + a_1 p + a_0}$ | | - |
| 7 | $\frac{\pm f_2 p^2}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}$ | | $a_2 > f_2$ | 15 | $\frac{-f_1 p + f_0}{a_2 p^2 \pm a_1 p + a_0}$ | | - |
| 8 | $\frac{f_1 p - f_0}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}$ | | $a_1^2 > 4a_2 a_0$ | 16 | $\frac{f_2 p^2 + f_1 p}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}$ | | - |

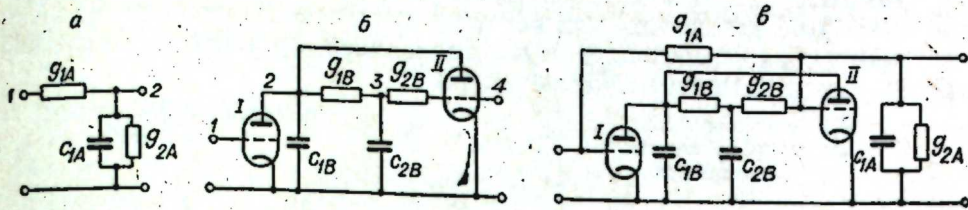


Рис. 7.

Этим функциям соответствует схема 4 из табл. 4 (рис. 7, б). Матрица Y и уравнения для определения параметров четырехполюсника B имеют вид:

$$Y_B = \begin{array}{c|ccc|c} & & & & \\ \hline S_1 & pc_1 + G_{11} + g_1 & -g_1 & & S_2 \\ \hline & -g_1 & pc_2 + g_1 + g_2 & -g_2 & \\ \hline & & -g_2 & g_2 + G_{12} & \end{array}$$

- 1) $S_1 g_1 g_2 = 3;$
- 2) $c_1 c_2 = 1;$
- 3) $c_1 (g_1 + g_2) + c_2 (g_1 + G_{11}) = 3;$
- 4) $G_{11} (g_1 + g_2) + g_1 g_2 = 2;$
- 5) $c_1 c_2 (g_2 + G_{12}) = 1,8;$
- 6) $c_1 [(g_1 + g_2) G_{12} + g_1 g_2] + c_2 (g_1 + G_{11})(g_2 + G_{12}) = 4,4;$
- 7) $2G_{12} + g_2 G_{12} g_1 + S_2 g_1 g_2 = 4,4;$
- 8) $c_1 = k;$
- 9) $G_{11} + g_1 = 1,5 k.$

Схема, соответствующая заданной функции, получается параллельным соединением четырехполюсников A и B (рис. 7, в).

* * *

Матричный метод синтеза может быть применен во всех случаях, когда ставится задача определить схему и ее параметры по известной частотной характеристике. Сюда относится синтез пассивных и активных RC-фильтров, корректирующих цепей, низкочастотных и избирательных усилителей, а также различного рода частотно зависимых двухполюсников. Метод может быть также использован для синтеза схем по их переходным характеристикам, выражающим отношение изображений двух напряжений или токов.

Предлагаемая процедура реализации предполагает, что известна физически осуществимая входная или передаточная функции цепи. Однако при практическом применении метода мы прежде всего сталкиваемся с задачей получения этой функции в удобном для ее реализации виде, а после реализации возникает еще одна задача: перейти от идеа-

лизированной схемы к реальной цепи. С решением этих задач связаны частично уже решенные, частично требующие еще решения вопросы, связанные с аппроксимацией и нормализацией функции, вопросы нейтрализации и питания электронных схем.

Институт математики
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
5/XI 1963

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. Балабанян. Синтез электрических цепей. М., 1961.
2. E. A. Guillemin. Synthesis of Passive Networks. N. Y., 1957.
3. Д. Ж. Стюарт. Теория и синтез электрических цепей. М., 1962.
4. Г. Л. Хазанов. Синтез избирательных усилителей с отрицательной обратной связью. Электросвязь, 1961, № 12.
5. F. S. Kuh. Transfer Function Synthesis of Active RC-Networks. IRE International Convention Record, p. 2, March, 1960.
6. J. G. Linvill. Transistor Negative—Impedance—Convertors. Proceedings IRE, vol. 4, June, 1953.
7. I. M. Nogowitz. Optimisation of Negative Impedance Conversion Methods of Active RC—Synthesis. IRE Transactions, CT-6, N 3, 1959.
8. Ген-Най-Дьюн. Синтез электрического фильтра на основе каскадного соединения RC-схемы и усилителя с RC-цепью обратной связи. Электросвязь, 1962, № 12.
9. В. П. Сигорский. Методы анализа электрических схем с многополюсными элементами. Киев, 1958.
10. В. П. Сигорский. Анализ электронных схем. Киев, 1962.
11. Л. Я. Нагорный. Анализ усилительных схем. Киев, 1962.
12. О. Л. Бандман. Признаки физической осуществимости матриц проводимости RC-цепей.—Изв. СО АН СССР, 1962, № 8.
13. О. Л. Бандман. Общий подход к синтезу RC-двухполюсников. Электрические методы автоматического контроля.—Сб. тр. ИАЭ АН СССР, 1963, вып. 7.
14. О. Л. Бандман. О физической осуществимости коэффициента передачи RC-схем.—Изв. СО АН СССР, 1963, № 6, вып. 2.
15. О. Л. Бандман. Реализация коэффициента передачи RC-схем.—Изв. СО АН СССР, 1963, № 10, вып. 3.

Б. Г. МАТИЕНКО

К ВОЗМОЖНОСТИ УМЕНЬШЕНИЯ ЧИСЛА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ ЗА СЧЕТ КОМБИНИРОВАНИЯ ПОЛНЫХ СИСТЕМ ФУНКЦИЙ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

Отправляясь от индуктивного определения формулы алгебры логики данного в [1], введем несколько отличное обозначение формулы, связывающей некоторое конечное число переменных высказываний x_1, x_2, \dots, x_μ в виде функционального терма, удобного для дальнейших целей. Будем рассматривать формулы вида

$$f_i^{\oplus(\mu)}(x_1, x_2, \dots, x_\mu), \quad (1)$$

где \oplus — тип логической связи, связывающей аргументы x_1, x_2, \dots, x_μ ; μ — местность функции, а i — ее порядковый номер ($i=1, 2, 3, \dots$). Перечислим множество логических связей \oplus для нашего случая. На основании коммутативности и ассоциативности логического произведения и логической суммы к \oplus принадлежат связи конъюнкции $\&$ и дизъюнкции, а запись произведений и сумм в форме (1) справедлива при местности до μ включительно, где $\mu \geq 2$,

$$x_1 \& x_2 \& \dots \& x_\mu \sim f^{\&(\mu)}(x_1, x_2, \dots, x_\mu); \quad (2)$$

$$x_1 \vee x_2 \vee \dots \vee x_\mu \sim f^{\vee(\mu)}(x_1, x_2, \dots, x_\mu), \quad (3)$$

где знак \sim означает равносильность формул. Связки штрих Шеффера $|$ и функции Даггера \downarrow коммутативны относительно своих переменных, но ни та, ни другая функция не ассоциативна, и ни одна из них не дистрибутивна как по отношению друг к другу, так и по отношению к конъюнкции и дизъюнкции [2]. Только в случае логического элемента со многими входами справедлива запись этих функций в виде:

$$x_1 | x_2 | \dots | x_\mu \sim \overline{x_1 \& x_2 \& \dots \& x_\mu}; \quad (4)$$

$$\overline{x_1 \& x_2 \& \dots \& x_\mu} \sim f^{1(\mu)}(x_1, x_2, \dots, x_\mu); \quad (5)$$

$$x_1 \downarrow x_2 \downarrow \dots \downarrow x_\mu \sim \overline{x_1 \vee x_2 \vee \dots \vee x_\mu}; \quad (6)$$

$$\overline{x_1 \vee x_2 \vee \dots \vee x_\mu} \sim f^{1(\mu)}(x_1, x_2, \dots, x_\mu), \quad (7)$$

где справа от знака \sim в (5) и (7) запись произведена в форме (1) и $\mu \geq 2$. На основании (4) и (6) примем, что к \oplus принадлежат также

связки $|$ и \downarrow . Отрицание какой-либо переменной будем записывать в виде одноместной функции ($\mu=1$)

$$\bar{x}_j \sim f^{\neg(1)}(x_j), \quad (8)$$

где

$$x_j \in \{x_1, x_2, \dots, x_\mu\}.$$

Примем также, что справедливо

$$f^{(1)}(x_j) \sim f^{+(1)}(x_j) \sim f^{\neg(1)}(x_j), \quad (9)$$

где

$$x_j \in \{x_1, x_2, \dots, x_\mu\}.$$

Условия (4, 6, 9) обоснованы принципом действия уже разработанных схем [2, 3, 4]. Таким образом, \oplus здесь означает $\oplus \in \{\&, \vee, \downarrow, |, \neg\}$.

Будем решать задачу о числе логических элементов в такой постановке.

Пусть $\mu=k$ и x_1, x_2, \dots, x_k некоторое конечное число двоичных переменных. Пусть требования к преобразованию информации заданы в виде формул алгебры логики над указанными переменными в дизъюнктивной нормальной форме $\varphi^{\vee(k)}(x_1, x_2, \dots, x_k)$ (д.н.ф.) или конъюнктивной нормальной форме $\varphi^{\&(k)}(x_1, x_2, \dots, x_k)$ (к.н.ф.). Пусть также имеется N однотипных управляемых универсальных логических элементов (УЛЭ), каждый из которых имеет k входов в один выход. Управление U определим таким образом: УЛЭ под воздействием управления может реализовать одну и только одну из функций множества \oplus из этого набора операторов можно составить три полных системы функций алгебры логики I, II, III;

$$f^{\&(k)}(x_1, x_2, \dots, x_k), f^{\vee(k)}(x_1, x_2, \dots, x_k), f^{\neg(1)}(x_j); \quad (I)$$

$$f^{+(k)}(x_1, x_2, \dots, x_k); (f^{+(1)}(x_j) \sim f^{\neg(1)}(x_j)); \quad (II)$$

$$f^{(k)}(x_1, x_2, \dots, x_k); (f^{(1)}(x_j) \sim f^{\neg(1)}(x_j)). \quad (III)$$

Основное условие, которое должно быть выполнено при синтезе, запишется в виде

$$f^{\psi}(x_1, x_2, \dots, x_k) \sim f^{\psi}(x_1, x_2, \dots, x_k) \text{ при } \psi \in \{\vee, \&\}, \quad (10)$$

где $f^{\psi}(x_1, x_2, \dots, x_k)$ — формула, равносильная заданной; одновременно это оператор, описывающий функционирование некоторого числа УЛЭ n_s , в совокупности реализующих формулу $f^{\psi}(x_1, x_2, \dots, x_k)$; при обязательном удовлетворении условия $n_s \leq N$. При синтезе соответствующей логической сети возникают две возможности:

1) синтезировать сеть в какой-либо одной из e полных систем функций алгебры логики $e \in \{I, II, III\}$;

2) синтезировать сеть, комбинируя указанные системы полных функций.

Выполняя условие (10) и условие $n_s \leq N$, сколько УЛЭ требуется в случае 1 и сколько в случае 2? И, если за счет комбинирования полных систем функций алгебры логики можно уменьшить число n_s , то при каких управлениях?

Обозначим число вхождений переменных под знаком отрицания в произведении $\varphi^{\&(k)}(x_1, x_2, \dots, x_k)$ и суммы $\varphi^{\vee(k)}(x_1, x_2, \dots, x_k)$ через θ . Таким образом, θ задано на конечном множестве $\{0, 1, 2, \dots, k\}$. Положим на формулы $\varphi^{\psi}(x_1, x_2, \dots, x_k)$ (11) и (12) следующие ограничения:

а) формула $\varphi^{\psi}(x_1, x_2, \dots, x_k)$ может содержать до w слагаемых (множителей), в каждом из которых до k сомножителей (слагаемых), причем $w \leq k$;

б) среди сомножителей (слагаемых) нет двух одинаковых;

в) среди сомножителей (слагаемых) не содержится одновременно какой-либо множитель (слагаемое) и его отрицание;

г) сомножителем (слагаемым) может быть либо переменная x_j ($x_j \in \{x_1, x_2, \dots, x_k\}$), либо ее отрицание $\varphi^{\neg(1)}(x_j)$.

$$\varphi^{\vee}(x_1, x_2, \dots, x_k) \stackrel{\Delta}{=} \varphi_{1+w}^{\vee(w)} + \sum_{i=1}^w \varphi_{\theta_i+1}^{\&(k)}(x_1, x_2, \dots,$$

$$\dots, x_{k-1}, \varphi_1^{\neg(1)}(x_k), \dots, \varphi_{\theta_i}^{\neg(1)}(x_k),$$

$$\varphi_{\theta_2+1}^{\&(k)}(x_1, x_3, \dots, x_k, \varphi_1^{\neg(1)}(x_2), \dots, \varphi_{\theta_2}^{\neg(1)}(x_{k-3})), \dots$$

$$\dots, \varphi_{\theta_w+1}^{\&(k)}(x_1, x_3, \dots, x_{k-i}, \varphi_1^{\neg(1)}(x_2), \dots, \varphi_{\theta_w}^{\neg(1)}(x_k)); \quad (11)$$

$$\varphi^{\&}(x_1, x_2, \dots, x_k) = \varphi_{1+w}^{\&(w)} + \sum_{i=1}^w \varphi_{\theta_i+1}^{\vee(k)}(x_1, \dots, x_i, \varphi_1^{\neg(1)}(x_2),$$

$$\varphi_2^{\neg(1)}(x_3), \dots, \varphi_{\theta_i}^{\neg(1)}(x_k)), \dots, \varphi_{\theta_w+1}^{\vee(k)}(x_2, x_3, \dots, x_k, \varphi_1^{\neg(1)}(x_1), \dots,$$

$$\dots, \varphi_{\theta_w}^{\neg(1)}(x_{k-1})). \quad (12)$$

Выразим произведения и суммы, входящие в формулу $\varphi^{\psi}(x_1, x_2, \dots, x_k)$, в каждой из систем полных функций e (где $e \in \{I, II, III\}$) для общего случая $\theta > 0$:

$$\varphi_{\theta_i+1}^{\&(k)}(x_1, x_3, \dots, x_k, \varphi_1^{\neg(1)}(x_2), \dots, \varphi_{\theta_i}^{\neg(1)}(x_{k-1})) \sim f_{\theta_i+1}^{\&(k)}(x_1, x_3, \dots,$$

$$\dots, x_k, f_1^{\neg(1)}(x_2), \dots, f_{\theta_i}^{\neg(1)}(x_{k-1})) \sim f_{k-\theta_i+1}^{+(k)}(f_1^{+(1)}(x_1), f_2^{+(1)}(x_3), \dots,$$

$$\dots, f_{k-\theta_i}^{+(1)}(x_k), x_2, \dots, x_{k-1}) \sim f_{\theta_i+2}^{+(1)}(f_{\theta_i+1}^{+(1)}(x_1, x_3, \dots,$$

$$\dots, x_k, f_1^{+(1)}(x_2), \dots, f_{\theta_i}^{+(1)}(x_{k-1})); \quad (13)$$

$$\varphi_{\theta_i+1}^{\vee(k)}(x_1, x_3, \dots, x_k, \varphi_1^{\neg(1)}(x_2), \dots, \varphi_{\theta_i}^{\neg(1)}(x_{k-1})) \sim f_{\theta_i+1}^{\vee(k)}(x_1, x_3, \dots, x_k,$$

$$f_1^{\neg(1)}(x_2), \dots, f_{\theta_i}^{\neg(1)}(x_{k-1})) \sim f_{\theta_i+2}^{+(1)}(f_{\theta_i+1}^{+(k)}(x_1, x_3, \dots, x_k, f_1^{+(1)}(x_2), \dots,$$

$$\dots, f_{\theta_i}^{+(1)}(x_{k-1}))) \sim f_{k-\theta_i+1}^{+(1)}(f_1^{+(1)}(x_1), \dots,$$

$$\dots, f_{k-\theta_i}^{+(1)}(x_k), x_2, \dots, x_{k-1}), \quad (14)$$

где переменные записаны в порядке возрастания номеров $1, 2, \dots, k$ в начале для переменных, входящих без отрицания, а затем для переменных, входящих с отрицанием. Обозначим число функций в ε системах, представляющих произведения и суммы, соответственно через $n_{f_\varepsilon}^{\&(\kappa)}$ и $n_{f_\varepsilon}^{\vee(\kappa)}$. Тогда из (13), (14) с учетом (9) запишем:

$$n_{f_I}^{\&(\kappa)} = \theta_i^{\neg(1)} + 1^{\&(\kappa)}; \quad (15)$$

$$n_{f_{II}}^{\&(\kappa)} = (k - \theta_i)^{\neg(1)} + 1^{\&(\kappa)}; \quad (16)$$

$$n_{f_{III}}^{\&(\kappa)} = (\theta_i + 1)^{\neg(1)} + 1^{\&(\kappa)}; \quad (17)$$

$$n_{f_I}^{\vee(\kappa)} = \theta_i^{\neg(1)} + 1^{\vee(\kappa)}; \quad (18)$$

$$n_{f_{II}}^{\vee(\kappa)} = (\theta_i + 1)^{\neg(1)} + 1^{\vee(\kappa)}; \quad (19)$$

$$n_{f_{III}}^{\vee(\kappa)} = (k - \theta_i)^{\neg(1)} + 1^{\vee(\kappa)}; \quad (20)$$

Например, для представления в системе II суммы $\varphi^{\vee(\kappa)}(x_1, x_2, \dots, x_\kappa)$ при $\theta_i > 0$ (14), (19) требуется $\theta_i + 1$ одноместная функция отрицания и одна k местная функция Даггера. Из (15) и (18) очевидно, что $n_{f_I}^{\&(\kappa)}$ и $n_{f_I}^{\vee(\kappa)}$ тождественны:

$$n_{f_I}^{\&(\kappa)} = n_{f_I}^{\vee(\kappa)}. \quad (21)$$

Для суммы $\varphi^{\vee(w)}(x_1, x_2, \dots, x_\kappa)$ и произведения $\varphi^{\&(w)}(x_1, x_2, \dots, x_\kappa)$ имеет место случай $\theta_i = 0$ (для $\varphi^{\&(\kappa)}$ и $\varphi^{\vee(\kappa)}$). В этом случае для $\varphi^{\&(w)}$ и $\varphi^{\vee(w)}$ с учетом (21) соотношения (15)–(20) запишутся в виде (22), где справа от знака равенства будут константы:

$$\left. \begin{aligned} n_{f_I}^{\&(w)} &= n_{f_I}^{\vee(w)} = 1^{\&(w)}; \\ n_{f_{II}}^{\&(w)} &= k^{\neg(1)} + 1^{\&(w)}; \\ n_{f_{III}}^{\&(w)} &= 1^{\neg(1)} + 1^{\&(w)}; \\ n_{f_{II}}^{\vee(w)} &= 1^{\neg(1)} + 1^{\vee(w)}; \\ n_{f_{III}}^{\vee(w)} &= k^{\neg(1)} + 1^{\vee(w)}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Необходимо от числа функций $n_{f_\varepsilon}^{\&(\kappa)}$ и $n_{f_\varepsilon}^{\vee(\kappa)}$ перейти к числу УЛЭ $n_{s_\varepsilon}^{\&(\kappa)}$ и $n_{s_\varepsilon}^{\vee(\kappa)}$, реализующих соответственно $\varphi^{\&(\kappa)}(x_1, x_2, \dots, x_\kappa)$ и $\varphi^{\vee(\kappa)}(x_1, x_2, \dots, x_\kappa)$ при $\theta > 0$, где $\varepsilon \in \{I, II, III\}$. Такой переход однозначен на основании определения функционирования УЛЭ, который реализует множество логических функций \oplus . В самом деле, для выполнения операции отрицания по какому-либо переменному требуется один УЛЭ, для выполнения одной k местной логической операции (слагаемые $1^{\&(\kappa)}$, $1^{\vee(\kappa)}$

$1^{\&(\kappa)}$, $1^{\vee(\kappa)}$) требуется также один УЛЭ. На основании определения систем I, II, III и (15)–(21) запишем:

$$n_{s_I}^{\&(\kappa)} = n_{s_I}^{\vee(\kappa)} = \theta_i + 1; \quad (23)$$

$$n_{s_{II}}^{\&(\kappa)} = k - \theta_i + 1; \quad (24)$$

$$n_{s_{III}}^{\&(\kappa)} = \theta_i + 2; \quad (25)$$

$$n_{s_{II}}^{\vee(\kappa)} = \theta_i + 2; \quad (26)$$

$$n_{s_{III}}^{\vee(\kappa)} = k - \theta_i + 1. \quad (27)$$

Рассматривая θ_i как независимый аргумент, $n_{s_\varepsilon}^{\&(\kappa)}$ и $n_{s_\varepsilon}^{\vee(\kappa)}$ функции, областью значений которых будут числа натурального ряда. На рис. 1, а, б и 2, а, б построены зависимости $n_{s_\varepsilon}^{\&(\kappa)} = f(\theta_i, c)$ и $n_{s_\varepsilon}^{\vee(\kappa)} = f(\theta_i, c)$ (c — некоторая константа) для случая $k=10$ (k — число четное) и $k=11$ (k — число нечетное). Что касается характера поведения самих функций по мере возрастания θ_i (или $k - \theta_i$, безразлично), то он находит себе простое объяснение. Например, для $n_{s_{II}}^{\&(\kappa)}$ при $\theta_i = k$ мы приходим к такой $\varphi^{\&(\kappa)}$, которая равносильна определению самой системы II, но при $\theta_i = 0$; для случая $n_{s_{III}}^{\vee(\kappa)}$ мы приходим к такой $\varphi^{\vee(\kappa)}$, которая при $\theta_i = k$ равносильна определению самой системы III, но при $\theta_i = 0$. Оба факта становятся очевидными после применения к определению самих систем II и III теоремы Де-Моргана [5].

Обозначим через $n_{s_\varepsilon}^{\&}$ число УЛЭ, требующихся для представления одной формулы в д.н.ф. вида (II), а через $n_{s_\varepsilon}^{\vee}$ число УЛЭ, требующихся для представления одной формулы в к.н.ф. вида (12). Тогда, если указанные формулы заданы, то известны k, w , ($w \leq k$), а также известно, сколько множителей (слагаемых) входит в каждое слагаемое (множитель), и соответственно известен в каждом случае свой ряд значений θ_i , где $\theta_i \in \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_w\}$. Тогда при управлении, организованном таким образом, что используется только одна из полных систем $\varepsilon \in \{I, II, III\}$, получим формулы для подсчета числа УЛЭ в виде:

$$n_{s_I}^{\vee} = n_{s_I}^{\vee(w)} + \sum_{i=1}^w n_{s_I}^{\&(\kappa)}; \quad (28)$$

$$n_{s_{II}}^{\vee} = n_{s_{II}}^{\vee(w)} + \sum_{i=1}^w n_{s_{II}}^{\&(\kappa)}; \quad (29)$$

$$n_{s_{III}}^{\vee} = n_{s_{III}}^{\vee(w)} + \sum_{i=1}^w n_{s_{III}}^{\&(\kappa)}; \quad (30)$$

$$n_{s_I}^{\&} = n_{s_I}^{\&(w)} + \sum_{i=1}^w n_{s_I}^{\vee(\kappa)}; \quad (31)$$

$$n_{sII}^{\wedge} = n_{sII}^{\&(\omega)} + \sum_{l=1}^{\omega} n_{sII}^{\vee(\kappa)}, \quad (32)$$

$$n_{sIII}^{\wedge} = n_{sIII}^{\&(\omega)} + \sum_{l=1}^{\omega} n_{sIII}^{\vee(\kappa)}, \quad (33)$$

что следует из определения самих формул (11) и (12) и проведенных выше рассуждений.

Из графиков $n_{s_e}^{\&(\kappa)}$ и $n_{s_e}^{\vee(\kappa)}$ видно, что имеется несколько значений аргумента θ (обозначим как θ^*), при которых выполняются следующие равенства (при k — четном и k — нечетном):

$$\text{при } \theta = \theta_1^* \text{ и при } k \text{ четном: } n_{sI}^{\&(\kappa)} = n_{sII}^{\&(\kappa)}; \quad (34)$$

$$\text{при } \theta = \theta_2^* \text{ и при } k \text{ нечетном } n_{sIII}^{\&(\kappa)} = n_{sII}^{\&(\kappa)}; \quad (35)$$

$$\text{при } \theta = \theta_3^* \text{ и при } k \text{ четном: } n_{sI}^{\vee(\kappa)} = n_{sIII}^{\vee(\kappa)}; \quad (36)$$

$$\text{при } \theta = \theta_4^* \text{ и при } k \text{ нечетном } n_{sII}^{\vee(\kappa)} = n_{sIII}^{\vee(\kappa)}. \quad (37)$$

Из (34) — (37) и (23) — (27) получим, что $\theta_1^*, \theta_2^*, \theta_3^*, \theta_4^*$ равны соответственно

$$\theta_1^* = \theta_3^* = \frac{k}{2} \text{ и } \theta_2^* = \theta_4^* = \frac{k-1}{2},$$

так как $\theta_1^* = \theta_3^*$ и $\theta_2^* = \theta_4^*$, то обозначим θ_3^* как θ_1^* , а θ_4^* как θ_2^* и в дальнейшем будем оперировать с θ_1^* и θ_2^* , определяемыми из (38) и (39) (рис. 1, а, б и 2, а, б):

$$\theta_1^* = \frac{k}{2}; \quad (38)$$

$$\theta_2^* = \frac{k-1}{2}. \quad (39)$$

Ввиду наличия θ_1^* и θ_2^* существуют управления, позволяющие уменьшить число n_s . Сформулируем решение следующим образом.

Если существуют и определены на некотором конечном множестве значений θ функции $n_{s_e}^{\&(\kappa)}$ и $n_{s_e}^{\vee(\kappa)}$, то для процесса управления U , связанного с комбинированием систем полных функций алгебры логики, существуют и определены на том же множестве значений θ некоторые оптимальные (в смысле использования минимального числа УЛЭ) функции $\text{Min } n_s^{\&(\kappa)}$, $\text{Min } n_s^{\vee(\kappa)}$, $\text{Min } n_s^{\wedge}$, $\text{Min } n_s^{\vee}$, а также определено и существует некоторое число близких к оптимальным (в указанном выше смысле) функций $\overline{\text{Min}} n_s^{\&(\kappa)}$, $\overline{\text{Min}} n_s^{\vee(\kappa)}$, $\overline{\text{Min}} n_s^{\wedge}$, $\overline{\text{Min}} n_s^{\vee}$. Указанные функции приводятся ниже. Рассматриваются два случая таких функций, когда k — четное число и когда k — нечетное число (так как имеем θ_1^* и θ_2^*). Пусть k — число четное, тогда (рис. 1, а 2, а):

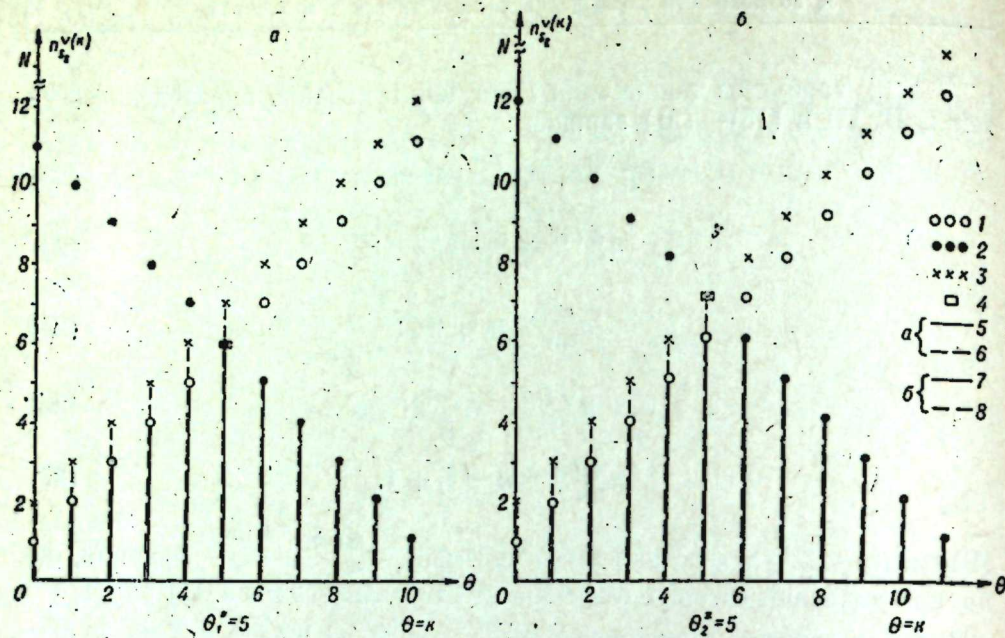


Рис. 1,

а. $n_{s_e}^{\&(\kappa)}$, $\text{Min } n_{s_e}^{\&(\kappa)}$ и $\overline{\text{Min}} n_{s_e}^{\&(\kappa)}$ при k четном ($k=10$); б. $n_{s_e}^{\&(\kappa)}$, $\text{Min}^* n_{s_e}^{\&(\kappa)}$ и $\overline{\text{Min}}^* n_{s_e}^{\&(\kappa)}$ при k нечетном ($k=11$). 1 — $n_{sI}^{\&(\kappa)}$; 2 — $n_{sII}^{\&(\kappa)}$; 3 — $n_{sIII}^{\&(\kappa)}$; 4 — ордината $n_{s_e}^{\&(\kappa)} = f(\theta^*, c)$; 5 — $\text{Min } n_{s_e}^{\&(\kappa)}$; 6 — $\overline{\text{Min}} n_{s_e}^{\&(\kappa)}$; 7 — $\text{Min}^* n_{s_e}^{\&(\kappa)}$; 8 — $\overline{\text{Min}}^* n_{s_e}^{\&(\kappa)}$.

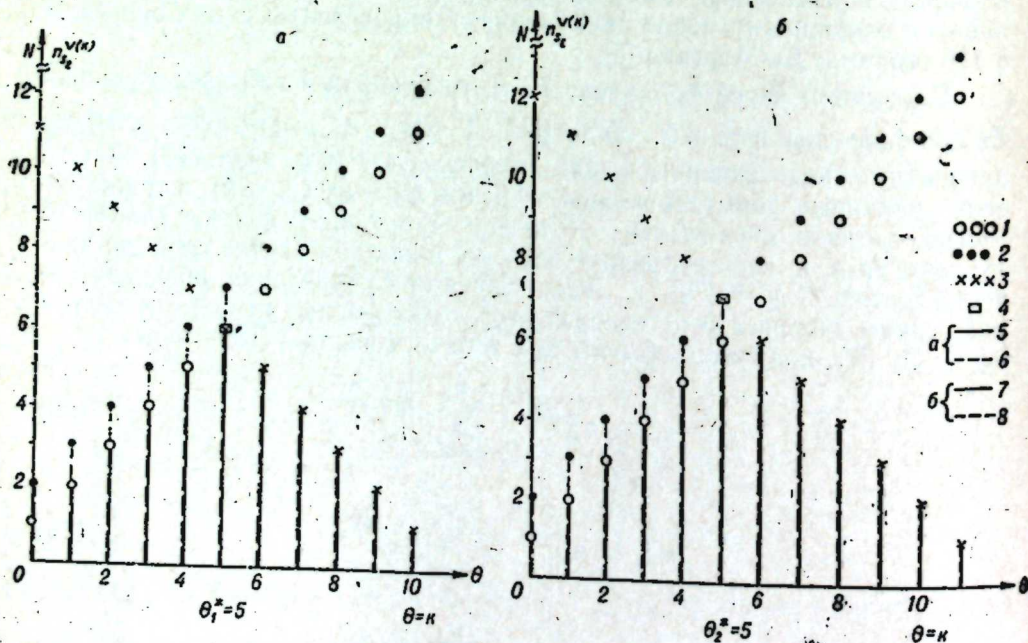


Рис. 2,

а. $n_{s_e}^{\vee(\kappa)}$, $\text{Min}_s^{\vee(\kappa)}$, $\text{Min } n_{s_e}^{\vee(\kappa)}$ при k четном ($k=10$); б. $n_{s_e}^{\vee(\kappa)}$, $\text{Min}^* n_{s_e}^{\vee(\kappa)}$, $\overline{\text{Min}}^* n_{s_e}^{\vee(\kappa)}$ при k нечетном ($k=11$). 1 — $n_{sI}^{\vee(\kappa)}$; 2 — $n_{sII}^{\vee(\kappa)}$; 3 — $n_{sIII}^{\vee(\kappa)}$; 4 — ордината $n_{s_e}^{\vee(\kappa)} = f(\theta^*, c)$; 5 — $\text{Min } n_{s_e}^{\vee(\kappa)}$; 6 — $\overline{\text{Min}} n_{s_e}^{\vee(\kappa)}$; 7 — $\text{Min}^* n_{s_e}^{\vee(\kappa)}$; 8 — $\overline{\text{Min}}^* n_{s_e}^{\vee(\kappa)}$.

$$\text{Min } n_s^{\&(\kappa)} = \begin{cases} n_{sI}^{\&(\kappa)} & \text{при } 0 \leq \theta \leq \theta_1^* \\ n_{sII}^{\&(\kappa)} & \text{при } \theta_1^* + 1 \leq \theta \leq k; \end{cases} \quad (40)$$

$$\overline{\text{Min}} n_s^{\&(\kappa)} = \begin{cases} n_{sIII}^{\&(\kappa)} & \text{при } 0 \leq \theta \leq \theta_1^* \\ n_{sII}^{\&(\kappa)} & \text{при } \theta_1^* + 1 \leq \theta \leq k; \end{cases} \quad (41)$$

$$\text{Min } n_s^{\vee(\kappa)} = \begin{cases} n_{sI}^{\vee(\kappa)} & \text{при } 0 \leq \theta \leq \theta_1^* \\ n_{sIII}^{\vee(\kappa)} & \text{при } \theta_1^* + 1 \leq \theta \leq k; \end{cases} \quad (42)$$

$$\overline{\text{Min}} n_s^{\vee(\kappa)} = \begin{cases} n_{sII}^{\vee(\kappa)} & \text{при } 0 \leq \theta \leq \theta_1^* \\ n_{sIII}^{\vee(\kappa)} & \text{при } \theta_1^* + 1 \leq \theta \leq k. \end{cases} \quad (43)$$

Пусть k — число нечетное; введем знак $*$ для отличия $\text{Min}^* n_s^{\&(\kappa)}$, $\text{Min}^* n_s^{\vee(\kappa)}$, $\overline{\text{Min}}^* n_s^{\&(\kappa)}$, $\overline{\text{Min}}^* n_s^{\vee(\kappa)}$ для записи оптимальных и близких к оптимальным функций при k нечетном от аналогичных функций при k четном. Тогда (44)–(47) запишутся почти аналогично (40)–(43) (рис. 1, б, 2, б):

$$\text{Min}^* n_s^{\&(\kappa)} = \begin{cases} n_{sI}^{\&(\kappa)} & \text{при } 0 \leq \theta \leq \theta_2^* \\ n_{sII}^{\&(\kappa)} & \text{при } \theta_2^* + 1 \leq \theta \leq k; \end{cases} \quad (44)$$

$$\overline{\text{Min}}^* n_s^{\&(\kappa)} = \begin{cases} n_{sIII}^{\&(\kappa)} & \text{при } 0 \leq \theta \leq \theta_2^* \\ n_{sII}^{\&(\kappa)} & \text{при } \theta_2^* + 1 \leq \theta \leq k; \end{cases} \quad (45)$$

$$\text{Min}^* n_s^{\vee(\kappa)} = \begin{cases} n_{sI}^{\vee(\kappa)} & \text{при } 0 \leq \theta \leq \theta_2^* \\ n_{sIII}^{\vee(\kappa)} & \text{при } \theta_2^* + 1 \leq \theta \leq k; \end{cases} \quad (46)$$

$$\overline{\text{Min}}^* n_s^{\vee(\kappa)} = \begin{cases} n_{sII}^{\vee(\kappa)} & \text{при } 0 \leq \theta \leq \theta_2^* \\ n_{sIII}^{\vee(\kappa)} & \text{при } \theta_2^* + 1 \leq \theta \leq k. \end{cases} \quad (47)$$

По аналогии с (22) на основании (40)–(47) при $\theta=0$ имеем:

$$\text{Min } n_s^{\&(w)} = \text{Min } n_s^{\vee(w)} = \text{Min}^* n_s^{\&(w)} = \text{Min}^* n_s^{\vee(w)} = 1; \quad (48)$$

$$\overline{\text{Min}} n_s^{\&(w)} = \overline{\text{Min}} n_s^{\vee(w)} = \overline{\text{Min}}^* n_s^{\&(w)} = \overline{\text{Min}}^* n_s^{\vee(w)} = 2. \quad (49)$$

Тогда формулы числа УЛЭ при комбинировании в процессе управления систем полных функций при k четном (нечетном) запишутся в виде:

$$\text{Min } n_s^{\vee} = 1 + \sum_{i=1}^w \text{Min } n_s^{\&(\kappa)}; \quad (50)$$

$$\text{Min } n_s^{\wedge} = 1 + \sum_{i=1}^w \text{Min } n_s^{\vee(\kappa)}; \quad (51)$$

$$\overline{\text{Min}} n_s^{\vee} = 2 + \sum_{i=1}^w \overline{\text{Min}} n_s^{\&(\kappa)}; \quad (52)$$

$$\overline{\text{Min}} n_s^{\wedge} = 2 + \sum_{i=1}^w \overline{\text{Min}} n_s^{\vee(\kappa)}; \quad (53)$$

и на основании определения $\text{Min } n_s^{\vee}$, $\text{Min } n_s^{\wedge}$, $\overline{\text{Min}} n_s^{\vee}$, $\overline{\text{Min}} n_s^{\wedge}$ всегда будет справедлив следующий ряд отношений при k четном (нечетном):

$$\left. \begin{aligned} \text{Min } n_s^{\vee} &\leq n_{s_i}^{\vee}; \\ \text{Min } n_s^{\wedge} &\leq n_{s_i}^{\wedge}; \\ \text{Min } n_s^{\vee} &\leq n_{s_i}^{\vee}; \\ \text{Min } n_s^{\wedge} &\leq n_{s_i}^{\wedge}; \end{aligned} \right\} \quad (54)$$

где для $n_{s_i}^{\vee}$ и $n_{s_i}^{\wedge} \in \{I, II, III\}$.

ВЫВОДЫ

1. Задача синтеза управления U , воздействующего на некоторое количество n_s УЛЭ, для удовлетворения условия (10) и условия $n_s \leq N$ в конкретном виде возникает при минимизации числа УЛЭ в логических сетях с изменяемой (управляемой) организацией, здесь же U носит несколько отвлеченный характер, а сами УЛЭ — характер модели обычных логических элементов (ЛЭ): И, ИЛИ, НЕ, ИЛИ — НЕ, И — НЕ.

2. Получены соотношения, определяющие число УЛЭ (ЛЭ) при управлении, организованном таким образом, что используется какая-либо одна из выбранных в системах полных функций (28)–(33). Эти соотношения отвечают случаям синтеза только из элементов И, ИЛИ, НЕ, только из ИЛИ — НЕ, либо только из И — НЕ.

3. Показано, что за счет комбинирования в процессе управления систем полных функций имеется возможность получения экономной реализации с точки зрения числа используемых УЛЭ (ЛЭ) (54). Соотношения (50)–(53) соответствуют случаям синтеза, при которых комбинируются ЛЭ из перечисленного выше набора.

4. Предполагалось, что требования к преобразованию информации заданы формулами алгебры логики ψ^{ϕ} в нормальной форме (конъюнктивной или дизъюнктивной) $\psi \in \{\vee, \wedge\}$. Таким образом, ввиду хорошо известных трудностей минимизации (при больших k) самих формул в д.н.ф. (к.н.ф.) имеется возможность упростить реализацию (минимизировать схемы) и за счет комбинирования в процессе синтеза полных систем функций алгебры логики, проведя соответствующие равносильные

преобразования формул (в управляющем устройстве, синтезирующем сеть, или при синтезе дискретных устройств обычными методами на базе обычных ЛЭ).

Институт автоматики и электрометрии
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
21/IV 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. П. С. Новиков. Элементы математической логики. М., Физматгиз, 1959.
2. Н. Р. Скотт. Техника аналоговых и цифровых вычислительных машин (пер. с английского), М., ИЛ, 1963.
3. I. Boswell. NOR Logic. Instruments and Control Systems. Sept. 1960, vol., 33, № 9.
4. N. T. Grisamore, L. S. Rotolo, G. V. Vyebara. Logical Design Using the Stroke Function. IRE Transactions on Electronic Computers. June 1958, vol., EC-7, № 2.
5. Н. Е. Кобринский, Б. А. Трахтенброт. Введение в теорию конечных автоматов. М., Физматгиз, 1962.

А. Ф. КРАВЧЕНКО, К. Н. КОТ, М. И. ДИВАК

МИКРОТВЕРДОСТЬ АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ

Микротвердость обусловлена в основном пластическими свойствами кристалла, которые зависят от структуры решетки, дефектов, типа химической связи, состояния поверхности и т. д. Изучение микротвердости полупроводников представляет несомненный интерес, поскольку может дать ценную информацию о дислокационной структуре и силах связи в кристаллах. В настоящее время метод микротвердости разработан еще недостаточно хорошо. Слишком много различных факторов влияет на величину микротвердости и весьма трудно выделить основной из них и объяснить изменение микротвердости процессами, происходящими внутри реальных кристаллов.

Мы использовали метод микротвердости для изучения монокристаллов арсенида галлия.

Работ, посвященных исследованию микротвердости GaAs, очень мало. В [1, 2] определена величина микротвердости для поликристаллического арсенида галлия.

В данной работе представлены результаты измерения микротвердости ориентированных монокристаллов GaAs.

Материал обладал электронной проводимостью с концентрацией свободных электронов, вычисленной по эффекту Холла, $n \sim 10^{17} \text{ см}^{-3}$.

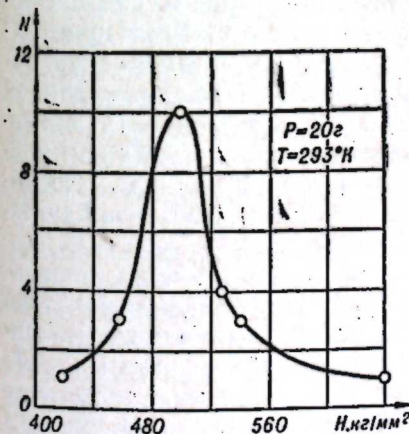


Рис. 1. Кривая распределения при измерении микротвердости GaAs.

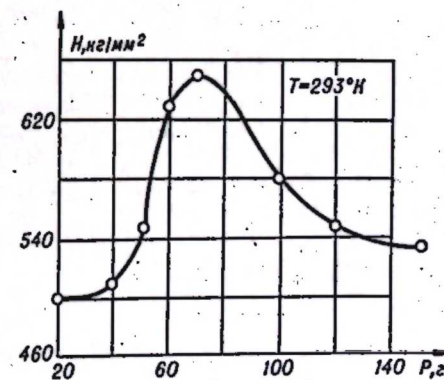


Рис. 2. Зависимость микротвердости GaAs от нагрузки на плоскости {111}.

Плотность дислокаций на плоскости {111}, определенная методом травления, для различных образцов изменялась в пределах $2 \cdot 10^4$ – $5 \cdot 10^5 \text{ см}^{-2}$. После обычного механического шлифования и полирования образцы подвергались химической полировке в травителе, состоящем из 1 части HF, 3 частей HNO_3 и 2 частей H_2O .

Измерение микротвердости проводилось на приборе ПМТ-3. Так как при малых нагрузках, с одной стороны, микротвердость в большой степени зависит от состояния поверхности, которое трудно оценить, а с другой — возникают большие погрешности при измерении, нагрузка в наших опытах изменялась от 20 до 150 г.

Для определения величины микротвердости при данной нагрузке производилось 25–50 вдавливаний и затем строилась кривая распределения чисел твердости (рис. 1).

Микротвердость вычислялась либо по среднеарифметическому результату, либо по максимуму кривой распределения. Различие между значениями микротвердости, полученными этими методами, невелико и лежит в пределах ошибок измерения.

Величина микротвердости H определялась по известной формуле

$$H = \frac{2P \sin \frac{\alpha}{2}}{d^2} \text{ кг/мм}^2,$$

где α — угол при вершине алмазной пирамиды;

P — нагрузка;

d — среднее значение диагоналей отпечатка.

Измерения показывают, что микротвердость арсенида галлия зависит от нагрузки, достигая максимума при определенной величине P . Эта зависимость приведена на рис. 2 для одного из образцов GaAs на плоскости и индентирования {111}. Увеличение микротвердости при росте нагрузки может быть обусловлено уменьшением роли поверхностного слоя GaAs, микротвердость которого ниже, чем глубинная твердость [3].

Последующее падение микротвердости, по-видимому, вызывается как уменьшением влияния упругого восстановления при росте диагоналей отпечатков, так и возрастающей ролью хрупкого разрушения кристалла, так как при нагрузках выше 80 г все отпечатки имели трещины. Максимум кривой должен, очевидно, соответствовать истинной микротвердости материала. Максимальное значение микротвердости для плоскости {111} составляет 650 кг/мм² и наблюдается при нагрузке 70 г.

Максимум микротвердости на плоскости {110} (рис. 3) достигается при нагрузке 40 г и равен 510 кг/мм². Сопоставление микротвердости, измеренной на разных кристаллографических плоскостях и при различных нагрузках, позволяет прийти к заключению, что в широком интервале нагрузок максимальную микротвердость имеет плоскость {111}.

После отжига арсенида галлия в вакууме при температуре порядка 250–400°С в течение 5–10 ч микротвердость возрастает, как показано на рис. 3.

Микротвердость, как физическая характеристика, связана самыми общими закономерностями с характером химической связи. Рассматривая наиболее общую характеристику кристалла — теплоту образования соединений, — можно установить определенную корреляцию этой величины с микротвердостью соединений A^{III} B^V (таблица).

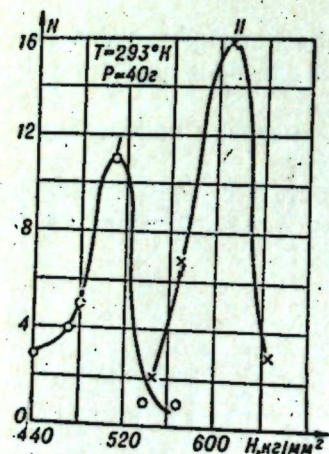


Рис. 3. Изменение микротвердости GaAs при термической обработке на плоскости {110}. I — до термической обработки; II — после термической обработки.

Нарушение кристаллической решетки должно существенно сказываться на величине микротвердости. В связи с тем, что микротвердость обусловлена прежде всего пластическими свойствами кристалла, она будет в сильной степени зависеть от взаимного расположения, взаимодействия и подвижности дислокаций. Что касается ионной составляющей связи, которая должна влиять на прочностные свойства GaAs, то благодаря тому, что, кроме спайности по {110}, арсенид галлия имеет хорошо обнаруживаемую спайность по {111} и между {111} и {110}, доля ионной составляющей связи самая низкая в соединениях A^{III} B^V [5], и можно считать, что типы дислокаций, наиболее характерные для решетки алмаза, будут играть основную роль и в решетке сфалерита.

По-видимому, анизотропию микротвердости, наблюдаемую на опыте, качественно можно объяснить, если рассмотреть взаимное расположение сил, действующих на дислокации при вдавливании индентора, и направлений скольжения.

Расчет сил, действующих на 60-градусные и краевые дислокации, показывает, что микротвердость, измеряемая на определенной плоскости кристалла, будет зависеть не только от свойств этой плоскости, но и от расположения индентора относительно кристаллографических направлений. Так, на плоскости индентирования {110} микротвердость, измеряемая при расположении индентора, когда его ребра у основания параллельны направлениям <100> и <110>, будет примерно в 1,38 раз выше, чем в случае, когда диагонали отпечатка параллельны соответственно <100> и <110>.

Для плоскости {111}, если ребра основания призмы индентора параллельны {110} и {211}, микротвердость в 1,42 раза больше, чем в случае, когда диагонали отпечатков параллельны этим направлениям. Анизотропия микротвердости на определенной плоскости кристалла усложняет сопоставление величины микротвердости разных плоскостей. Если брать среднее значение микротвердости данной плоскости при произвольном расположении индентора, то расчет показывает, что микротвердость на плоскости {111} приблизительно в 1,86 раза превышает микротвердость на плоскости {110}.

Однако если при измерении микротвердости на плоскости {110} ребра основания параллельны <110> и <100>, а при измерении на плоскости {111} диагонали отпечатков параллельны <110> и <211>, то отношение микротвердостей на плоскостях {111} и {110} должно быть равно 1,33, что хорошо совпадает с нашим значением, равным 1,27.

Таким образом, при анализе микротвердости дислокаций исследуемого материала. Особенности расположения и характер движения дислокаций исследуемого материала.

Для объяснения факта, что при длительном отжиге микротвердость возрастает, необходимо учесть, что вдоль оси дислокации часть атомов имеет ненасыщенные связи. При повышенных температурах в результате диффузии междуузельных атомов или вакансий может произойти перестройка краевых дислокаций, когда атомы со свободными связями удаляются и вместо обычных шестиугольников образуются пяти- и семи-

| Соединение | InSb | GaSb | InP | GaAs |
|---|------|------|-----|------|
| Теплота образования соединений из элементов в твердой фазе, ккал/моль | 4 | 6 | 11 | 13,6 |
| Микротвердость, кг/мм ² | 225 | 469 | 540 | 721 |

угольники. Краевые дислокации с таким расположением атомов оказываются стабильными и менее подвижными [6]. 60-градусные дислокации могут расщепиться на частичные дислокации, которые уже после перестройки приобретают стабильное малоподвижное состояние. Эти процессы, протекающие при термической обработке, по-видимому, и увеличивают микротвердость. Концентрации же дислокаций при низкотемпературном отжиге, согласно нашим наблюдениям, практически не изменяются.

Нами исследована хрупкость арсенида галлия. Для оценки хрупкости по методу Пальмквиста [7] определяется нагрузка P_k , при которой

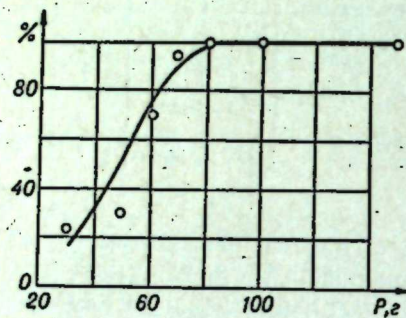


Рис. 4. Зависимость относительного числа отпечатков с трещинами от нагрузки на плоскости (111).

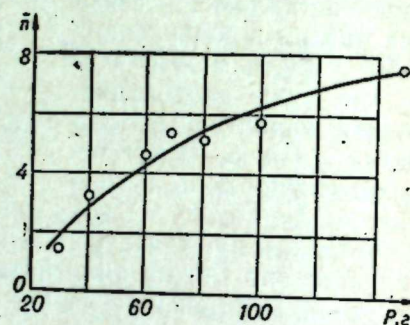


Рис. 5. Зависимость среднего числа трещин от нагрузки на плоскости (111).

50% отпечатков имеют трещины, и вычисляется работа A , производимая в процессе вдавливания пирамиды при этой нагрузке. Эта величина и характеризует хрупкость материала. Для призмы, применяемой нами,

$$A = 2 \cdot 10^{-4} \sqrt{\frac{P_k^3}{H}} \text{ г} \cdot \text{см},$$

где H — микротвердость в $\text{кг}/\text{мм}^2$.

На рис. 4 приведена зависимость числа отпечатков, растрескавшихся под индентором, в процентах от нагрузки. Отсюда можно найти P_k и зная H при данной нагрузке, подсчитать величину A , называемую вязкостью,

$$A = 3,04 \cdot 10^{-3} \text{ г} \cdot \text{см}.$$

Хрупкость характеризует и кривая, выражающая зависимость среднего числа трещин от нагрузки, представленная на рис. 5. При малых нагрузках возникают в основном вертикальные трещины, расходящиеся от точек пересечения двух смежных сторон отпечатка; с увеличением нагрузки появляются ветвистые трещины.

ВЫВОДЫ

Установлена анизотропия микротвердости GaAs.

Микротвердость на плоскости (111) $H = 650 \text{ кг}/\text{мм}^2$, на плоскости (110) $H = 510 \text{ кг}/\text{мм}^2$.

Отжиг при температурах не выше 400°C увеличивает микротвердость.

Определена зависимость микротвердости от ориентации индентора относительно кристаллографических направлений, обусловленная расположением и подвижностью дислокаций.

Установлена корреляция микротвердости с теплотой образования соединений $\text{A}^{\text{III}}\text{B}^{\text{V}}$. С увеличением теплоты образования микротвердость возрастает.

Оценена хрупкость кристаллов арсенида галлия. Вязкость на плоскости (111) составляет $3,04 \cdot 10^{-3} \text{ г} \cdot \text{см}$.

Институт физики твердого тела
и полупроводниковой электроники,
Новосибирск

Поступила в редакцию
10/II 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. А. С. Борщевский, Н. А. Горюнова, Н. К. Тахтарева. Исследование микротвердости некоторых полупроводников со структурой цинковой обманки.— ЖТФ, 1957, XXVII, вып. 7.
2. G. A. Wolff, L. Toman, N. I. Field, J. C. Clark. Semiconductors and Phosphors. New Jersey, 1958.
3. А. А. Бочвар, О. С. Жадаева. К вопросу об изменении микротвердости металлов в зависимости от глубины проникновения индентора и состояния поверхностного слоя.— Изв. АН СССР, ОТН, 1947, № 3.
4. К. Хильсум, А. Роуз-Инс. Полупроводники типа $\text{A}^{\text{III}}\text{B}^{\text{V}}$. ИЛ, 1963.
5. Н. А. Горюнова. Химия алмазоподобных полупроводников. ЛГУ, 1963.
6. Ван Бюрен. Дефекты в кристаллах. ИЛ, 1962.
7. В. М. Глазов, В. Н. Вигдорович. Микротвердость металлов. Metallurgizdat, 1962.

В. Ф. КУРОВ

МОДИФИКАЦИЯ КРИТЕРИЯ Ю. И. НЕЙМАРКА

Об устойчивости системы автоматического регулирования, которая описывается характеристическим уравнением

$$S(p) = a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n, \quad (1)$$

можно судить по известным алгебраическим критериям [1], а также по методу снижения порядка характеристического уравнения (критерий Ю. И. Неймарка) [2]. В настоящей статье рассматриваются два взаимосвязанных вопроса: определение критерия, в принципе аналогичного критерию Гурвица, и видоизмененный критерий Ю. И. Неймарка.

Реализация видоизмененного критерия Ю. И. Неймарка в ряде случаев позволяет быстрее, чем по прямому критерию Ю. И. Неймарка, судить об устойчивости или неустойчивости системы автоматического регулирования.

Если в уравнении (1) положить $p=j\omega$ и разделить действительные и мнимые части

$$S(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega), \quad (2)$$

то для устойчивой системы корни уравнений $P(\omega)=0$ и $Q(\omega)=0$ должны чередоваться [3].

На границе устойчивости корни уравнений $P(\omega)=0$ и $Q(\omega)=0$ совпадают. Условием этого является равенство нулю предпоследнего определителя Гурвица Δ_{n-1} [2]. Однако можно рассматривать и определитель Δ_{n-1} , составленный по схеме (4) из коэффициентов характеристического уравнения, который на границе устойчивости обращается в нуль.

Требуется доказать, что если определитель Δ_{n-1} (4) и все его миноры, получаемые отделением первой строки и первого столбца, двух первых строк и двух первых столбцов и т. д., положительные, т. е.

$$a_n > 0, \Delta_1 > 0, \Delta_2 > 0, \dots, \Delta_{n-1} > 0, \quad (3)$$

где

$$\Delta'_{n-1} = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & a_{n-7} & a_{n-9} & a_{n-11} & a_{n-13} & a_{n-15} & \dots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & a_{n-6} & a_{n-8} & a_{n-10} & a_{n-12} & a_{n-14} & \dots & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & a_{n-7} & a_{n-9} & a_{n-11} & a_{n-13} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & a_{n-2} & a_{n-4} & a_{n-6} & a_{n-8} & a_{n-10} & a_{n-12} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & a_{n-7} & a_{n-9} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{n-2} & a_{n-4} & a_{n-6} & a_{n-8} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & a_3 \ a_2 \ a_1 \end{vmatrix}, \quad (4)$$

$$\Delta'_1 = a_{n-1}, \Delta'_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix}, \Delta'_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix}, \dots$$

то корни характеристического уравнения (1) содержат только отрицательную действительную, т. е. система, описываемая этим уравнением, устойчива при условии положительности свободного члена уравнения (1).

Последовательность доказательства критерия (3) примем аналогично [2].

Для вычисления миноров $\Delta'_1, \Delta'_2, \Delta'_3, \dots, \Delta'_{n-1}$ удобнее свести определитель (4) к треугольной форме. Из теории определителей известно [4], что если в определителе из всех элементов какой-либо строки вычесть элементы какой-либо другой строки, предварительно умножив их на любое число, то ни значение определителя, ни значение его диагональных миноров не изменятся.

Вычтем из всех элементов четных строк (2, 4, 6, ...) определителя Δ'_{n-1} все элементы расположенных над ними нечетных строк (1, 3, 5, ...), предварительно умножив их на λ'_1 , где λ'_1 — отношение первого элемента второй строки к расположенному над ним элементу первой строки, т. е. $\lambda'_1 = \frac{a_n}{a_{n-1}}$. Затем из всех элементов нечетных строк (3, 5, 7, ...)

преобразованного определителя (4) вычтем все элементы расположенных над ними четных строк (2, 4, 6, ...), предварительно умножив их на λ'_2 , где λ'_2 — отношение первого отличного от нуля элемента третьей строки к расположенному над ним элементу второй строки, т. е. $\lambda'_2 = \frac{a_{n-1}}{a_{n-2}}$ и т. д.

При последовательном применении преобразований (редукций) $n-2$ раза к определителю (4) приходим к определителю того же порядка

$$\Delta'_{n-1} = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & a_{n-7} & a_{n-9} & a_{n-11} & a_{n-13} & a_{n-15} & \dots & 0 \\ 0 & \bar{a}_{n-2} & \bar{a}_{n-4} & \bar{a}_{n-6} & \bar{a}_{n-8} & \bar{a}_{n-10} & \bar{a}_{n-12} & \bar{a}_{n-14} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \bar{\bar{a}}_{n-3} & \bar{\bar{a}}_{n-5} & \bar{\bar{a}}_{n-7} & \bar{\bar{a}}_{n-9} & \bar{\bar{a}}_{n-11} & \bar{\bar{a}}_{n-13} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \bar{\bar{\bar{a}}}_{n-4} & \bar{\bar{\bar{a}}}_{n-6} & \bar{\bar{\bar{a}}}_{n-8} & \bar{\bar{\bar{a}}}_{n-10} & \bar{\bar{\bar{a}}}_{n-12} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \bar{\bar{\bar{\bar{a}}}}_{n-5} & \bar{\bar{\bar{\bar{a}}}}_{n-7} & \bar{\bar{\bar{\bar{a}}}}_{n-9} & \bar{\bar{\bar{\bar{a}}}}_{n-11} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \bar{\bar{\bar{\bar{\bar{a}}}}}_{n-6} & \bar{\bar{\bar{\bar{\bar{a}}}}}_{n-8} & \bar{\bar{\bar{\bar{\bar{a}}}}}_{n-10} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \bar{\bar{\bar{\bar{\bar{\bar{a}}}}} }_{n-7} & \bar{\bar{\bar{\bar{\bar{\bar{a}}}}} }_{n-9} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \bar{\bar{\bar{\bar{\bar{\bar{\bar{a}}}}} } }_{n-8} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & a_3 \ a_2 \ a_1 \end{vmatrix}, \quad (5)$$

Такой приведенный к треугольной форме определитель равен произведению всех его диагональных элементов

$$\delta'_{n-1} = a_{n-1} \cdot \bar{a}_{n-2} \cdot \bar{a}_{n-3} \cdot \dots \cdot a_1. \quad (5, a)$$

Значения определителя δ'_{n-1} (5) и его диагональных миноров совпадают соответственно с определителем Δ'_{n-1} (4), так как переход от определителя (4) к определителю (5) совершен лишь с помощью преобразований, не меняющих ни величины, ни знака определителя, ни величины, ни знака всех его диагональных миноров.

Таким образом,

$$\begin{aligned} \Delta'_1 &= a_{n-1}, \\ \Delta'_2 &= a_{n-1} \cdot \bar{a}_{n-2}, \\ \Delta'_3 &= a_{n-1} \cdot \bar{a}_{n-2} \cdot \bar{a}_{n-3}, \\ &\dots \\ \Delta'_{n-1} &= \delta'_{n-1}, \end{aligned}$$

и критерий устойчивости (3) сводится к требованию

$$a_n > 0, a_{n-1} > 0, \bar{a}_{n-2} > 0, \bar{a}_{n-3} > 0, \dots, \hat{a}_1 > 0. \quad (6)$$

Итак, для устойчивости системы, которая описывается уравнением (1), необходимо и достаточно доказать, чтобы все элементы определителя (4), приведенного к треугольной форме (5), расположенные на главной диагонали определителя (5), были положительными при условии положительности свободного члена характеристического уравнения.

Для доказательства условия (6) рассмотрим метод снижения порядка характеристического уравнения, выбранный эквивалентным приведенному выше преобразованию определителя Δ'_{n-1} в определитель δ'_{n-1} .

Метод снижения порядка характеристического уравнения можно представить следующим образом [5]:

$$\begin{array}{cccccccc} \frac{-a_0}{\lambda_1 a_0} & a_1 & \dots & \frac{a_{n-3}}{\lambda_1 a_{n-3}} & \frac{a_{n-2}}{\lambda_1 a_{n-2}} & \frac{[a_n]}{\lambda_1 a_{n-1}} & a_n & \\ \hline a_0 & \bar{a}_1 & \dots & a_{n-3} & \frac{[\bar{a}_{n-2}]}{\lambda_2 \bar{a}_{n-2}} & a_{n-1} & 0 & \\ \hline a_0 & \bar{a}_1 & \dots & [\bar{a}_{n-3}] & \bar{a}_{n-2} & 0 & 0 & \\ \hline \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \\ \hline \bar{a}_0 & \hat{a}_1 & \bar{a}_2 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0, \end{array} \quad (7)$$

где

$$\lambda'_1 = \frac{a_n}{a_{n-1}}, \quad \lambda'_2 = \frac{a_{n-1}}{\bar{a}_{n-2}}, \quad \lambda'_3 = \frac{\bar{a}_{n-2}}{\bar{a}_{n-3}} \text{ и т. д.}$$

Порядок характеристического уравнения каждый раз снижается на единицу при последовательном применении λ' -перехода. Необходимым и достаточным условием устойчивости является положительность всех коэффициентов уравнений, полученных в результате редукций до уравнения второго порядка включительно.

Нетрудно видеть, что как при использовании метода снижения порядка характеристического уравнения, так и при преобразовании определителя Δ'_{n-1} в определитель δ'_{n-1} приходится проделывать одни и те же операции над коэффициентами характеристического уравнения. Заметим, что значения членов (7), взятых в квадратные скобки, совпадают с диагональными элементами определителя (5). Поэтому для доказательства требования (6) достаточно доказать правомочность метода снижения порядка (7) характеристического уравнения.

Идея доказательства состоит в следующем. Применение λ' -перехода по методу (7) снижает степень характеристического уравнения на единицу.

Ниже будет показано, что в результате λ' -перехода расположение корней преобразованного уравнения (1) относительно мнимой оси не меняется, но один из корней исходного уравнения уходит в бесконечность без перевода его через мнимую ось комплексной плоскости корней при условии $\lambda'_i > 0$. При повторении редукции $n-2$ раза последовательно уводятся в бесконечность все корни. Если все корни при этом движутся в левой полуплоскости (стремятся в минус бесконечность), то и все корни исходного характеристического уравнения (1) также были расположены в левой полуплоскости. Движение корней в минус бесконечность обеспечивается условием $\lambda'_i > 0$ или что одно и то же, необходимо, чтобы все члены вновь получаемых уравнений были положительны до уравнения второго порядка включительно. Рассмотрим λ' -переход для уравнения четной степени. Для уравнения нечетной степени применение λ' -перехода аналогичное.

Пусть $S(p)$ — полином четной степени с положительными коэффициентами и $S(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega)$, где

$$P(\omega) = (-1)^n (a_0 \omega^n - a_2 \omega^{n-2} + \dots + a_{n-4} \omega^4 - a_{n-2} \omega^2 + a_n), \quad (8)$$

$$Q(\omega) = (-1)^n (-a_1 \omega^{n-1} + a_3 \omega^{n-3} - \dots + a_{n-5} \omega^5 - a_{n-3} \omega^3 + a_{n-1} \omega). \quad (9)$$

В результате однократного λ' -перехода полином $S(p)$ преобразуется в полином

$$\begin{aligned} S_1(p) &= a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + (a_2 - \lambda'_1 a_1) p^{n-2} + a_3 p^{n-3} + \\ &+ (a_4 - \lambda'_2 a_3) p^{n-4} + \dots + (a_{n-4} - \lambda'_{n-5} a_{n-5}) p^4 + a_{n-3} p^3 + \\ &+ (a_{n-2} - \lambda'_{n-3} a_{n-3}) p^2 + a_{n-1} p + (a_n - \lambda'_{n-1} a_{n-1}), \end{aligned} \quad (10)$$

разделив действительную и мнимую части (10), получим

$$S_1(j\omega) = \left[P(\omega) - \lambda' \frac{1}{\omega} Q(\omega) \right] + jQ(\omega). \quad (11)$$

Следовательно, действительная часть полинома $S_1(j\omega)$, согласно (8) и (9), определится, как

$$P(\omega) - \lambda' \frac{1}{\omega} Q(\omega) = (-1)^n [a_0 \omega^n - (a_2 - \lambda' a_1) \omega^{n-2} + (a_4 - \lambda' a_3) \omega^{n-4} - \dots - (a_{n-2} - \lambda' a_{n-3}) \omega^2 + (a_n - \lambda' a_{n-1})]. \quad (12)$$

Таким образом, $\text{Re}S_1(j\omega)$ определяется выражением (12), а $\text{Im}S_1(j\omega) = (9)$. Построим границу D -разбиений полинома (11) по параметру λ' . Для этого разрешим $S_1(j\omega) = 0$ относительно λ'

$$\lambda' = \frac{P(\omega)}{Q(\omega)} \cdot \omega + j\omega = u(\omega) + jv(\omega). \quad (13)$$

Точка $\lambda' = 0$ соответствует исходному полиному $S(p)$, а точка $\lambda' = \frac{a_n}{a_{n-1}}$ — полиному $S_1(p)$, полученному в результате однократной редукции уравнения (1).

Кривая D -разбиения пересекает действительную ось только при $\omega = 0$ и при любом $0 < \omega < +\infty$ расположена над ней, тем самым однозначно определяется штриховка кривой D -разбиений [2].

Если $\omega \rightarrow +\infty$, то $\lambda' \rightarrow +\infty$, если же $\omega = 0$, то

$$\lambda' = \frac{a_n}{a_{n-1}}.$$

Граница D -разбиения проходит при $\lambda' > 0$ в соответствии с рис. 1, а при $\lambda' < 0$ — с рис. 2.

В первом случае, двигаясь из точки $\lambda' = \frac{a_n}{a_{n-1}}$, соответствующей уравнению $S_1(p) = 0$, в точку $\lambda' = 0$, соответствующую уравнению $S(p) = 0$, переводим один корень влево от мнимой оси, так как сходим с кривой D -разбиения в сторону штриховки, т. е. в этом случае полином $S(p)$ при $\lambda' = 0$ имеет слева от мнимой оси на один корень больше, чем

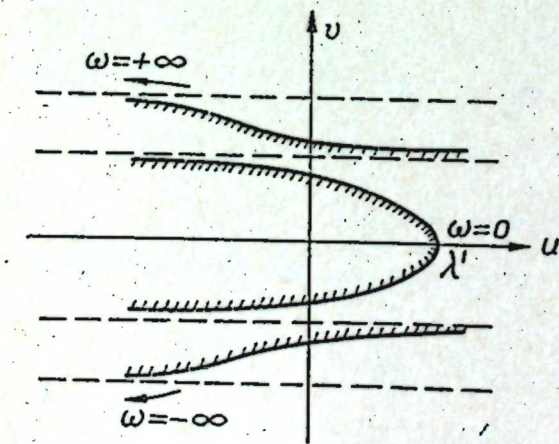


Рис. 1.

при $\lambda' = \frac{a_n}{a_{n-1}}$. Во втором случае, при переходе от $\lambda' = \frac{a_n}{a_{n-1}}$ к $\lambda' = 0$ увеличивается на единицу число корней справа от мнимой оси, т. е. полином $S(p)$ будет иметь справа от мнимой оси на один корень больше, чем полином $S_1(p)$.

Если при редукции отношение $\frac{a_n}{a_{n-1}} > 0$, то это означает, что вновь полученное уравнение $S_1(p) = 0$ имеет $n-1$ корней, расположенных относительно мнимой оси так же, как и $n-1$ корней уравнения $S(p) = 0$, а потерянный n -й корень уравнения находится слева от мнимой оси.

Если же $\frac{a_n}{a_{n-1}} < 0$, то вновь полученное уравнение имеет $n-1$

корней, расположенных относительно мнимой оси так же, как и $n-1$ корней исходного уравнения $S(p) = 0$, а потерянный n -й корень уравнения $S(p) = 0$ находится справа от мнимой оси комплексной плоскости корней.

Продолжая редукцию для уравнения $n-1$ степени $S_1(p) = 0$, получим уравнение $n-2$ степени $S_2(p) = 0$, равноценное по расположению корней уравнению $S_1(p) = 0$ при условии, что $\frac{a_n}{a_{n-1}} > 0$ и т. д.

Для устойчивости системы, очевидно, необходимо и достаточно, чтобы все коэффициенты исходного полинома $S(p)$ были положительны и все коэффициенты полиномов $S_1(p)$, $S_2(p)$, $S_3(p)$ и т. д. также были положительны, включая и полином второй степени. Если же при редукции хотя бы один из коэффициентов полиномов $S(p)$, $S_1(p)$, $S_2(p)$, ... будет меньше нуля, то система неустойчива.

Следовательно, метод снижения порядка уравнения при помощи λ' -перехода можно считать доказанным, и одновременно доказана справедливость условия (3).

В заключение отметим, что редукция при помощи λ -перехода [1] в принципе аналогична редукции при помощи λ' -перехода. Однако число переходов для выявления неустойчивости системы зависит от применяемого метода снижения порядка.

Можно показать, что при снижении порядка характеристического уравнения при помощи λ -перехода [2] уходит в бесконечность один из наиболее удаленных от мнимой оси корней, а при снижении порядка при помощи λ' -перехода уходит в бесконечность один из корней, наиболее близко расположенных к мнимой оси.

Анализируя кривые D -разбиения по параметру λ [2] и по параметру λ' (рис. 1, 2), можно заключить, что если чередование корней уравнений $P(\omega) = 0$ и $Q(\omega) = 0$ нарушается при больших частотах, то целесообразно применять метод снижения порядка при помощи λ -перехода, согласно [2], если же чередование корней нарушается при частоте, близкой к 0, то экономичнее применять λ' -переход согласно (7). Это может оказаться полезным при выделении границы устойчивости в пространстве параметров системы регулирования при использовании ЭЦВМ.

Пример. Дано характеристическое уравнение

$$0,3 p^{11} + 1,5 p^{10} + 7,27 p^9 + 21,35 p^8 + 56,84 p^7 + 85,72 p^6 + 156,03 p^5 + 119,16 p^4 + 123,17 p^3 + 54,27 p^2 + 13,94 p + 3,62 = 0.$$

Система, описываемая этим уравнением, неустойчива, причем чередование корней нарушается при больших частотах. Наиболее экономичен λ -переход, требующий 6 переходов, а λ' -переход (7) требует 9 переходов, т. е. неустойчивость проявляется только в уравнении 2-й степени.

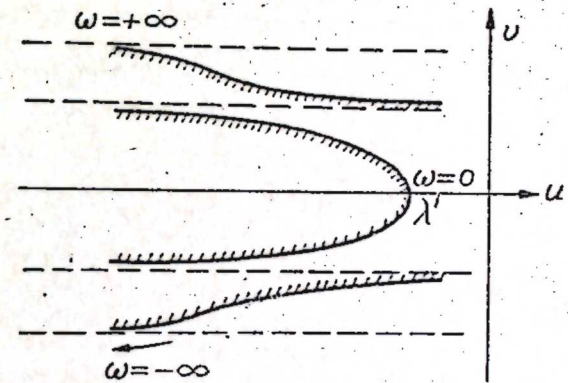


Рис. 2.

В характеристическом уравнении

$$0,15 p^5 + 3 p^4 + 30 p^3 + 80 p^2 + 20 p + 60 = 0$$

чередование корней нарушается при ω , близкой к 0, поэтому целесообразен λ' -переход, требующий всего один переход, а λ -переход требует три перехода, т. е. неустойчивость проявляется только в уравнении 2-й степени.

ВЫВОДЫ

1. При исследовании устойчивости сложных систем автоматического регулирования, например энергетических систем, характеристические уравнения получаются довольно высоких порядков. Одним из возможных методов анализа устойчивости таких САУ является метод снижения порядка характеристического уравнения.

При использовании вышеуказанного метода снижения порядка правильный выбор вида перехода значительно сокращает вычислительный процесс.

Одним из признаков наиболее экономичного вида перехода можно считать значение частоты, при которой нарушается чередование корней действительной и мнимой частей характеристического полинома. Распространение ЭЦВМ значительно повышает возможность использования метода снижения порядка характеристического уравнения, особенно при выделении границы области устойчивости. Выбор оптимального вида перехода может осуществляться самой ЭЦВМ, что в ряде случаев может привести к значительному сокращению времени счета.

2. Наряду с известным критерием Гурвица существует и критерий, аналогичный ему в принципе.

В связи с тем, что критерий Гурвица и критерий Рауса эквивалентны по вычислительным операциям, следует ожидать, что существует также и критерий, в принципе аналогичный критерию Рауса. Однако вычислительный процесс при этом должен начинаться с конца соответствующей таблицы.

Новосибирский электротехнический институт

Поступила в редакцию
18/XII 1963

ЛИТЕРАТУРА

1. М. Ш. Косс. Обзор доказательства теоремы Рауса—Гурвица.—Сб. «Вычислительная математика». Изд-во АН Уз. ССР, Ташкент, 1963.
2. М. А. Айзерман. Теория автоматического регулирования двигателей М., Гостехиздат, 1952.
3. Е. П. Попов. Динамика систем автоматического регулирования. М., Гостехиздат, 1954.
4. А. П. Мишина, И. В. Проскуряков. Высшая алгебра. М., Физматгиз, 1962.
5. М. А. Айзерман. Лекции по теории автоматического регулирования. М., Физматгиз, 1958.

П. В. СЕРГЕЕВ

ЗАДАЧА ВЫШНЕГРАДСКОГО В ТЕОРИИ ПРЯМОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С УЧЕТОМ ЭФФЕКТА ЗАПАЗДЫВАНИЯ И ВОЗДЕЙСТВИЯ ПО ПРОИЗВОДНОЙ

В работе изучено влияние запаздывания на устойчивость систем прямого регулирования и дана оценка эффективности введения производной в такие системы. Принятый в работе метод исследования базируется на использовании операции D -разбиения, предложенной Неймарком [1]. Оставаясь в линейной области, анализируемая система приводится к четырехпараметрическому виду, что геометрически интерпретируется четырехмерным гиперпространством.

1. Передаточная функция системы. Уравнения динамики замкнутой системы прямого регулирования с учетом запаздывания и воздействия по производной для объекта без самовыравнивания в классических обозначениях имеют вид:

$$T_a p \varphi = -\mu^* + 1(t);$$

$$(T_r p^2 + T_k p + \delta) \eta = \varphi; \quad (1)$$

$$\mu = (T p + 1) \eta;$$

$$\mu^* = e^{-p t_0} \mu.$$

После введения новой переменной, определенной соотношением

$$\bar{t} = t / \delta T_a, \quad (2)$$

и перехода к безразмерным параметрам [2]

$$r = \frac{T_r^2}{\delta^2 T_a^2}; \quad k = \frac{T_k}{\delta^2 T_a}; \quad \tau = \frac{T}{\delta T_a} \quad \text{и} \quad \tau_3 = \frac{t_3}{\delta T_a} \quad (3)$$

передаточная функция системы по возмущающему воздействию будет иметь вид

$$Y(p) = \frac{\delta (r p^2 + k p + 1)}{p [p (r p^2 + k p + 1) + (\tau p + 1) e^{-p \tau_3}]} \quad (4)$$

Согласно (4), характеристическое уравнение анализируемой системы запишется так:

$$D(p) = rp^3 + kp^2 + p + (\tau p + 1)e^{-p\tau_3} = 0, \quad (5)$$

где, учитывая [3], параметры r и τ_3 , характеризующие массу чувствительного элемента и запаздывание в системе, можно именовать конструктивными, а параметры k и τ , оценивающие вязкое трение в измерителе, и степень воздействия по производной, — регулировочным и настроенным соответственно.

2. Устойчивость в плоскости параметров чувствительного элемента k, r . Как видно из трансцендентного уравнения (5), область устойчивости рассматриваемой системы представляет собой четырехмерный образ, геометрическое представление которого на плоскости приводит к двухпараметровому семейству граничных кривых. Воспользовавшись операцией D -разбиения, получим уравнения границы устойчивости в параметрической записи:

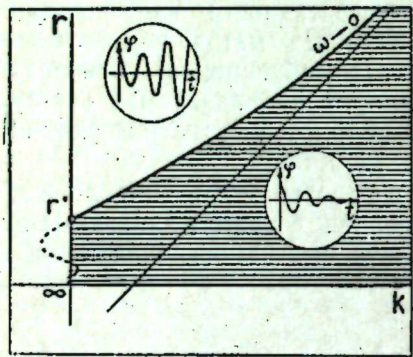


Рис. 1. Вариант расположения граничной кривой на плоскости параметров k, r .

$$k = \frac{\cos \omega \tau_3 + \tau \omega \sin \omega \tau_3}{\omega^2}; \quad (6)$$

$$r = \frac{\omega + \tau \omega \cos \omega \tau_3 - \sin \omega \tau_3}{\omega^3},$$

где ω — свободный параметр.

Для фиксированных значений τ и τ_3 кривая (6) совместно с особой прямой $r=0$ выделяет область устойчивости на плоскости параметров чувствительного элемента k, r . На рис. 1 эта область заштрихована. При исследовании в расчет принималась только основная часть граничной кривой (до первых пересечений с осями). Дополнительные участки границы, лежащие вблизи начала координат и не имеющие практического значения, выпущены из рассмотрения (на рис. 1 эта опущенная часть граничной кривой показана пунктиром).

Общее исследование уравнений граничной кривой (6) и ее асимптоты

$$r = (1 + \tau - \tau_3)k - \frac{\tau_3 [6\tau(1 + \tau - \tau_3) + \tau_3(2\tau_3 - 3)]}{6} \quad (7)$$

позволило выявить возможные варианты областей устойчивости на плоскости k, r , образование которых связано с расположением фигуративной точки на плоскости параметров τ, τ_3 . На рис. 2 эта плоскость разграничена линиями I и II на четыре области, каждой из которых соответствует определенный характер поведения D -кривой на плоскости параметров k, r .

Уравнение линии I имеет вид

$$\tau_3 = (\pi - \arcsin \sqrt{1 - \tau^2}) \cdot \sqrt{1 - \tau^2} \quad (8)$$

и получено из условия $r^* = k^* = 0$, что соответствует случаю пересечения граничной кривой с осями r и k в начале координат.

Уравнение линии II получено из условия $r=0$ и $k^* \rightarrow \infty$, соответствующего пересечению кривой (6) с осью k в бесконечности, и имеет вид

$$\tau_3 = \tau + 1. \quad (9)$$

В результате оказались возможными следующие варианты областей устойчивости.

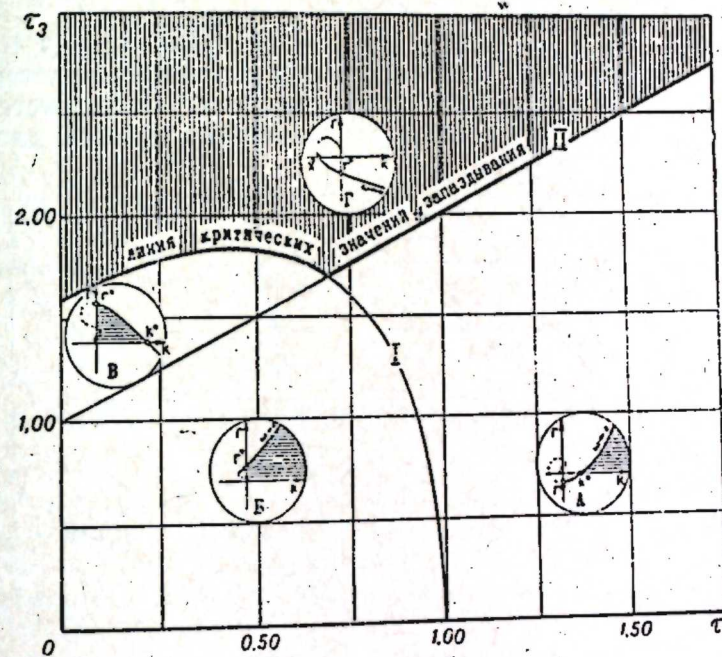


Рис. 2. Возможные виды областей устойчивости на плоскости k, r в зависимости от значения параметров τ и τ_3 .

Случай А. $\tau_3 > (\pi - \arcsin \sqrt{1 - \tau^2}) \cdot \sqrt{1 - \tau^2}$; $\tau_3 < (\tau + 1)$.

Кривая D -разбиения и особая прямая $r=0$ образуют открытую область устойчивости, и при любых значениях конструктивного параметра r , в том числе при $r=0$, может быть обеспечена устойчивость, если $k > k^*$.

По мере движения фигуративной точки τ, τ_3 в направлении линии I точка пересечения k^* на плоскости k, r перемещается к началу координат, с которым и совмещается при выполнении условия (8). Движение в направлении линии II приводит к удалению точки k^* от начала координат $r=k=0$. При выполнении условия (9) точка k^* оказывается в бесконечности и устойчивость системы не может быть достигнута ни при каком сочетании параметров r и k .

Случай Б. $\tau_3 < (\pi - \arcsin \sqrt{1 - \tau^2}) \cdot \sqrt{1 - \tau^2}$; $\tau_3 < (\tau + 1)$.

Как и в случае А, область устойчивости открытая, но граничная кривая пересекает только ось r . Здесь устойчивость может быть достигнута при значительно меньшем демпфировании (k), чем в предыдущем случае. Движение фигуративной точки τ, τ_3 в направлении линии I несомненно изменяет картину на плоскости k, r , при этом лишь точка k^* будет перемещаться к началу координат. При перемещении же в на-

правлении линии II граничная кривая начинает прикасаться к оси k , и при $\tau_3 = \tau + 1$, кроме точки пересечения r^* , появляется пересечение границы с осью k и область устойчивости из открытой вырождается в закрытую.

Случай В. $\tau_3 < (\pi - \arcsin \sqrt{1 - \tau^2}) \cdot \sqrt{1 - \tau^2}$; $\tau_3 > (\tau + 1)$.

Кривая (6) в этом случае пересекает оси координат в точках k^* и r^* , образуя при этом закрытую область устойчивости. Здесь система будет неустойчивой при любом k , если $r > r^*$, и при любом r , если $k > k^*$. При движении фигуративной точки τ , τ_3 в направлении линии I точки k^* и r^* перемещаются к началу координат, что приводит к полному исчезновению области устойчивости.

Случай Г. $\tau_3 > (\pi - \arcsin \sqrt{1 - \tau^2}) \cdot \sqrt{1 - \tau^2}$; $\tau_3 > (\tau + 1)$.

В этом случае ни при каком сочетании параметров чувствительного элемента k и r не может быть достигнута устойчивость системы регулирования. В связи с этим границу, выделяющую область, для которой

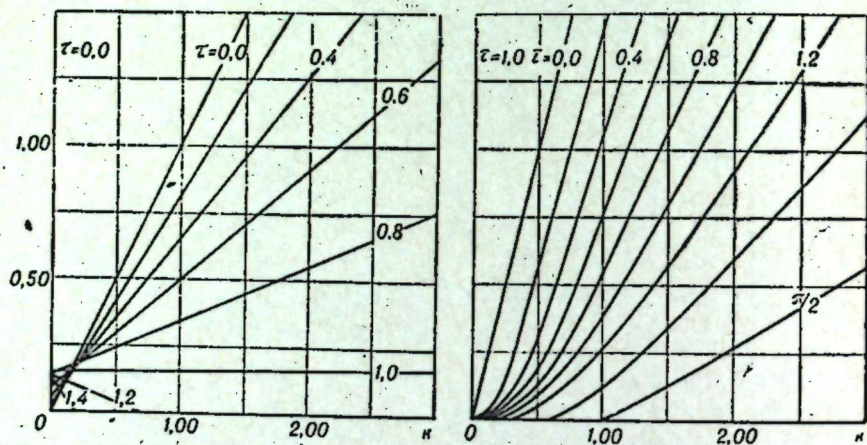


Рис. 3. Область устойчивости на плоскости параметров k , r при различных значениях запаздывания для $\tau=0$ и $\tau=1,0$.

выполняются указанные неравенства (на рис. 2 она заштрихована), следует называть линией критических значений запаздывания. Достижение этих значений запаздывания приводит к полной потере устойчивости системы.

На рис. 3 показано изменение областей устойчивости на плоскости параметров k , r для двух сечений $\tau = \text{const}$ при различных значениях запаздывания. Как видно из диаграмм, с увеличением τ_3 размеры области устойчивости неуклонно уменьшаются и при достижении τ_3 критических значений область устойчивости исчезает совсем. Оценивая влияние воздействия по производной τ на устойчивость, можно отметить, что в целом производная позволяет существенно расширить пределы допустимых значений запаздывания.

3. Устойчивость в плоскости τ , k . Параметрические уравнения кривой D-разбиения для этого случая имеют вид:

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{r \omega^3 - \omega + \sin \omega \tau_3}{\omega \cos \omega \tau_3}; \\ k &= \frac{(r \omega^3 - \omega) \sin \omega \tau_3 + 1}{\omega^2 \cos \omega \tau_3}. \end{aligned} \quad (10)$$

Кривая (10) уходит в бесконечность (рис. 4) при значениях $\omega=0$ и $\omega = \pi(1/2+n)/\tau_3$, где $n=0, 1, 2, 3, \dots$, и имеет асимптоты соответственно:

$$\tau = \tau_3 - 1 \text{ при } \omega = 0$$

$$k = \frac{\tau_3}{\pi(1/2+n)} (-1)^n \tau \text{ при } \omega = \frac{\pi(1/2+n)}{\tau_3} \quad (11)$$

Практический интерес представляет лишь первая ветвь граничной кривой, для которой $0 < \omega < \pi/2\tau_3$, поэтому остальные ветви не рассматриваются.

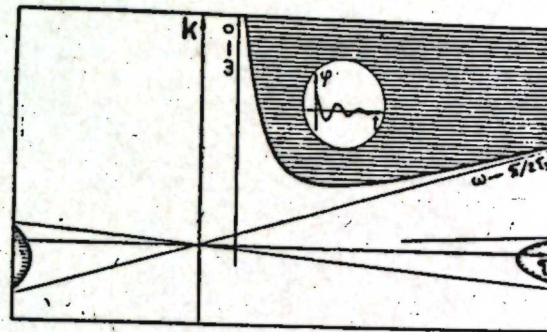


Рис. 4. Вариант расположения граничной кривой на плоскости параметров τ , k .

На рис. 5 приведены семейства граничных кривых на плоскости τ , k для двух сечений $r = \text{const}$ при различных значениях запаздывания. Отметим, что при наличии запаздывания всегда можно указать оптимальное значение воздействия по производной $\tau_{\text{опт}}$ для выбранного r , которое обеспечивает получение устойчивых процессов при минимальном демпфировании $k_{\text{мин}}$. Увеличение параметров r и τ_3 порознь или вместе при оптимальной настройке дифференциатора ($\tau_{\text{опт}}$) всегда тре-

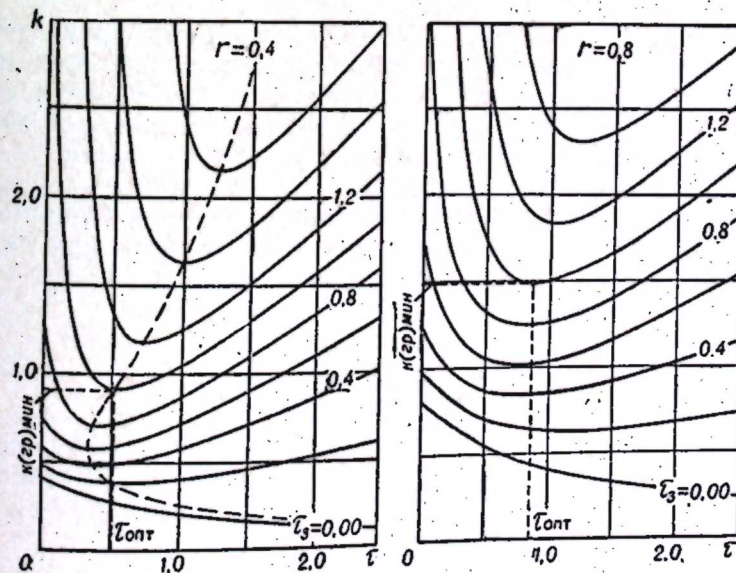


Рис. 5. Область устойчивости на плоскости параметров τ , k при различных значениях запаздывания для $r=0,4$ и $r=0,8$.

бует повышения вязкого трения (k) для получения устойчивости. Например, если $r=0,4$ и $\tau_3=1,0$, то при $\tau_{\text{опт}} \approx 0,5$ значение демпфирования на границе устойчивости оценивается величиной $k_{(\text{гр})\text{мин}} \approx 0,9$; если же $r=0,8$ и $\tau_3=1,0$, то при $\tau_{\text{опт}} \approx 0,85$ величина параметра $k_{(\text{гр})\text{мин}}$ возрастает до 1,5. Если для фиксированных r и τ_3 выбрано воздействие по производной, отличное от значения $\tau_{\text{опт}}$, устойчивость может быть обеспечена

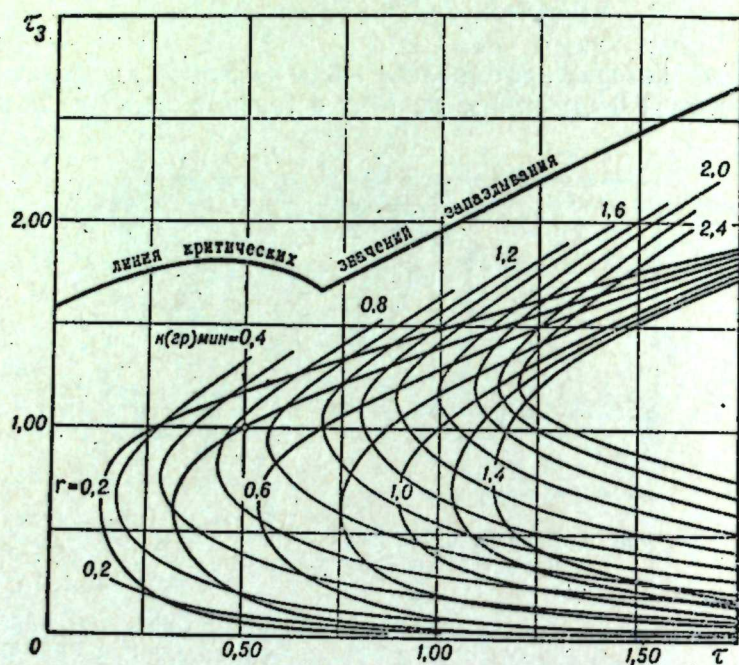


Рис. 6. К выбору параметров $\tau_{\text{опт}}$ и $k_{(\text{гр})\text{мин}}$ при фиксированных конструктивных параметрах r и τ_3 .

только за счет демпфирования значительно большего $k_{(\text{гр})\text{мин}}$ или совсем не может быть получена, если $\tau < \tau_3 - 1$.

Обработка большого числа диаграмм, подобных приведенным на рис. 5, позволила заполнить плоскость параметров τ , τ_3 линиями оптимальных (в указанном выше смысле) настроек дифференциатора $\tau_{\text{опт}}$ для ряда фиксированных значений параметра r и линиями $k_{(\text{гр})\text{мин}} = \text{const}$. Указанное семейство кривых с количественными отметками позволяет по заданным значениям τ_3 и r отобрать соответствующие значения воздействия по производной τ и вязкого трения k . Например, если $\tau_3=1,0$ и $r=0,4$, то для получения устойчивости системы при минимальном демпфировании необходимо принять значение $\tau=0,5$ и $k > 0,9$ (рис. 6).

ВЫВОДЫ

1. Параметры τ_3 и τ , характеризующие соответственно запаздывание в системе и импульс по производной, следует рассматривать как главные параметры, их неправильный выбор не может быть компенсирован за счет двух других параметров (случай Г).

2. Интервал допустимых, с точки зрения устойчивости, значений запаздывания существенно может быть расширен за счет введения воздействия по производной.

3. При выбранных значениях конструктивных параметров r и τ_3 с помощью диаграммы, приведенной на рис. 6, можно подобрать такое оптимальное воздействие по производной, которое обеспечивает устойчивость системы при минимальном демпфировании.

Омский
машинностроительный институт

Поступила в редакцию
20/XII 1962

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. И. Неймарк. Устойчивость линеаризованных систем (дискретных и распределенных). Л., ЛКВВИА, 1949.
2. Н. А. Железцов. Диаграммы Вышнеградского для изоморфного регулятора прямого действия. Автоматика и телемеханика, 1949, т. X, № 6.
3. Ю. А. Гопи. Новое решение задачи Вышнеградского в теории прямого регулирования. Тр. Ин-та машиновед. АН СССР, 1954, т. XIV, вып. 55.

А. Я. ТИШКОВ

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ИССЛЕДОВАНИЯ МОЩНЫХ ВИБРАЦИОННЫХ ПИТАТЕЛЕЙ

До недавнего времени мощные вибрационные питатели для выпуска отбитой руды из блоков и камер проектировались и изготавливались только с вибрационными органами, совершающими колебания, направленные под углом $\beta=25-45^\circ$ к их продольной оси и имеющими сложные мягкие рессорные опоры. Вибропитатели такого типа имеют высокую производительность (300—500 м³/час), небольшую энергоемкость, по сравнению с другими видами транспорта, и относительно простую конструкцию. Однако они не лишены и недостатков: к последним относятся сложность и недолговечность амортизационных опор, большая трудоемкость монтажа и большие капитальные затраты при относительно небольшом сроке эксплуатации на одном месте.

Дальнейшие поиски и исследования привели к созданию вибропитателей с простейшими опорами в виде деревянных балок или даже естественного основания (почвы), у которых направление колебания платформы перпендикулярно ее плоскости ($\beta=90^\circ$). Такое решение обеспечило высокую надежность, меньшую стоимость вибропитателя и небольшие затраты на его установку. Появилась возможность производить дробление негабаритов прямо на платформе без опасения вывести из строя вибропитатель. При этом была достигнута производительность, равная производительности вибропитателя такого же размера с направленными колебаниями.

В настоящее время вибропитатели получают все большее распространение. На рудниках Советского Союза работают 2 вибропитателя с направленными колебаниями ВВР-1 и 2 (первого типа) конструкции ИГД им. А. А. Скочинского и 8 вибропитателей ВДПУ-1 (второго типа) конструкции ИГД СО АН СССР.

Несмотря на все большее распространение вибропитателей второго типа, их проектирование и выбор режимов работы до сих пор ведутся без достаточного научного обоснования.

В настоящей статье излагаются результаты исследований рабочих режимов вибрационных питателей и некоторые перспективы их дальнейшего совершенствования.

Исследования проводились в лабораторных условиях на экспериментальном стенде, состоящем из бункера, моделирующего камеру, и вибрационной площадки с приводом. Конструкция стенда позволяла получить колебания, направленные под углом от 0 до 135° к оси площадки, изменить угол наклона виброплощадки к горизонту от 0 до 45°, амплитуду колебаний от 0 до 7,5 мм и частоту колебаний от 400 до 2000 кол/мин. Этот диапазон параметров охватывает все существующие режимы работы мощных вибропитателей.

Исследование выпуска проводилось с сухим гранитом и железной рудой: крупностью от 0 до 15 мм, от 6 до 35 мм и от 25 до 70 мм.

На рис. 1 представлена зависимость производительности выпуска от угла наклона виброплощадки к горизонту при вертикальном направлении колебаний. До угла наклона $\alpha=20^\circ$ эта зависимость выражена прямой линией. При $\alpha>20^\circ$ зависимость становится криволинейной с тенденцией к резкому возрастанию, что объясняется началом самотечного движения материала по плоскости. Эта часть кривой не представ-

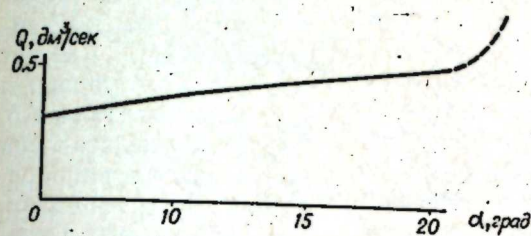


Рис. 1.

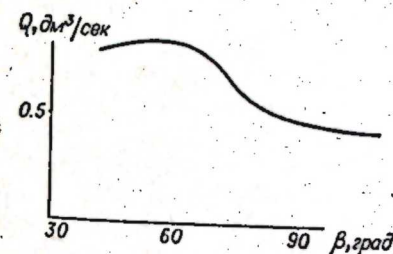


Рис. 2.

ляет интереса в связи с тем, что в данной области практически невозможно осуществить регулируемый выпуск — по своим свойствам он приближается к неуправляемому гравитационному выпуску.

Рассматривая зависимость в области от 0 до 20°, можно заключить, что только изменением угла наклона площадки к горизонту можно увеличить производительность выпуска в 1,7 раза. Значит, при установке вибропитателей необходимо стремиться к возможно большему углу наклона его к горизонту, но не более 20°. В каждом конкретном случае проектирования вибропитателя угол наклона площадки должен выбираться с учетом физико-механических свойств выпускаемого материала.

Зависимость производительности выпуска от направления колебаний β при $\alpha=const$ показана на рис. 2. Из графика видно, что наиболее благоприятный режим работы вибропитателя получается при $\beta=60^\circ$. При $\beta=90^\circ$ режим работы экспериментальной виброплощадки соответствует работе вибропитателя второго типа, так как направление колебаний образует прямой угол с плоскостью виброплощадки, установленной под углом $\alpha=15^\circ$ к горизонту. Сравнивая производительности при $\beta=60^\circ$ и $\beta=90^\circ$, видим, что при прочих равных условиях производительность питателя первого типа в 1,5 раза больше, чем второго.

При анализе режимов работы вибропитателей необходимо учесть следующий фактор: как правило, вибропитатели первого типа используются для горизонтального транспортирования. В связи с этим их производительность уменьшается в 1,5—1,7 раза по сравнению с вибропитателями второго типа, установленными под углом $\alpha=15-20^\circ$ (см. рис. 1). Таким образом, производительность вибропитателей первого типа, установленных горизонтально, приблизительно равна производи-

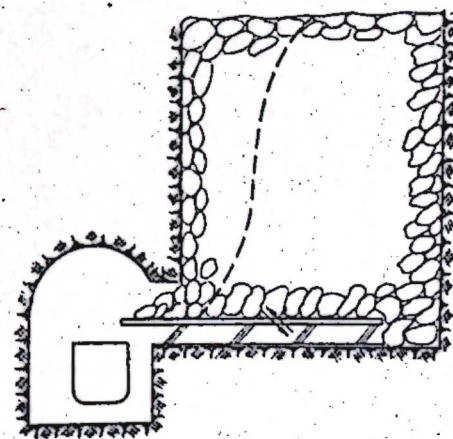


Рис. 3.

тельности вибропитателей второго типа, установленных под углом $\alpha = 15-20^\circ$ к горизонту.

Если учесть, что достигнутая производительность вибропитателей первого типа, равная $300-500 \text{ м}^3/\text{час}$, достаточна для нужд современной горной промышленности, то переход к вибропитателям второго типа становится обоснованным ввиду их явных конструктивных преимуществ.

Весьма важным является вопрос работы вибропитателей под завалом.

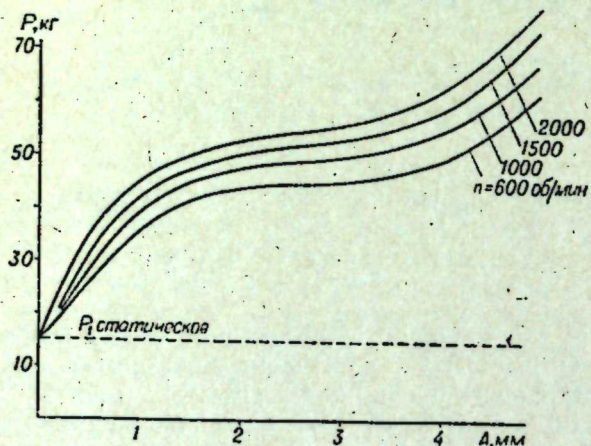


Рис. 4.

ала не движется к выпускному отверстию до полного выпуска левой части и в то же время она колеблется вибропитателем. Энергия, сообщаемая вибропитателем этой части материала, расходуется не на транспортирование и разрыхление, а на его уплотнение. Со временем материал уплотняется настолько, что работа вибропитателя затрудняется.

Зависимость динамических нагрузок на платформу от амплитуды колебаний представлена на рис. 4. Исследования проводились в замкнутой среде, т. е. при закрытом выпускном отверстии. Из графиков следует, что при увеличении амплитуды до $A=1 \text{ м}$ нагрузки резко возрастают; в интервале амплитуд $2-4 \text{ мм}$ следует плавное нарастание нагрузок и при $A>4$ кривые спрямляются и идут более круто вверх. Кривые 2, 3 соответствуют наиболее распространенным режимам работы вибропитателей.

При амплитуде колебаний, равной 3 мм , динамические нагрузки на площадку в $3-3,5$ раза превышают статическую нагрузку. При долговременном режиме работы эта величина еще более увеличится.

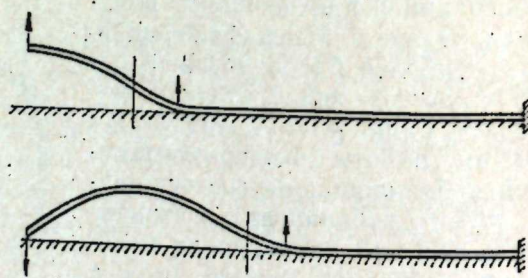


Рис. 5.

При установке вибропитателя под завалом руды высотой $20-25 \text{ м}$ статическая нагрузка на его платформу составит около $60-80 \text{ т}/\text{м}^2$. Как следует из экспериментальных данных, динамическая нагрузка в этом случае может достигать $180-280 \text{ т}/\text{м}^2$. Общая динамическая нагрузка на платформу при ее размерах $5 \times 1,4 \text{ м}$ может достигнуть $1200-2000 \text{ т}$, что практически исключает возможность применения таких вибропита-

телей. Как показала практика, оба типа вибропитателей работают в таких условиях неудовлетворительно. На рис. 3 представлена схема работы вибропитателя под завалом. При работе его в первую очередь выпускается часть материала, расположенная непосредственно над выпускным отверстием. На рисунке эта часть расположена слева от пунктирной линии. Остальная часть матери-

телей в подобных условиях. Нагрузку на вибропитатель можно уменьшить применив в качестве рабочего органа гибкую металлическую ленту. Если взять длинную ленту и начать колебать ее с одного конца, то колебания будут распространяться по всей ее длине с затуханием к противоположному концу. Образуется так называемая бегущая волна (рис. 5). Меняя жесткость ленты по продольной оси, можно получить одинаковую амплитуду колебаний по всей ее длине.

В рабочем положении ленты, т. е. когда она находится под завалом и защемлена между почвой и грузом, колебания по ней распространяются в глубь насыпного груза на небольшую величину и затем затухают. Интенсивное воздействие колебаний ленты на материал происходит лишь в передней части откоса. Под воздействием колебаний эта часть материала стекает вниз и по ленте транспортируется к месту погрузки. По мере выпуска освобождаются новые участки ленты и колебания распространяются на следующую часть груза. В этом случае осуществляется как бы автоматическое бесступенчатое включение отдельных участков ленты.

При использовании гибкой металлической ленты вместо жесткой платформы резко снижается объем материала, который подвергается колебаниям. В силу этого появляется возможность упростить конструкцию, уменьшить возмущающее усилие и вес всей установки.

Для обоснования рабочего процесса гибкого металлического листа были проведены лабораторные исследования, которые подтвердили его работоспособность. На основе этих исследований был спроектирован и изготовлен опытно-промышленный образец вибропитателя с гибкой лентой, который получил условное наименование «Вибролента». Вибропитатель состоял из металлической ленты длиной 7000 мм и шириной 800 мм , вибратора с возмущающим усилием $5,3 \text{ т}$ и электродвигателя. Толщина листа над вибратором была равна 20 мм , а на противоположном конце — 12 мм . Вибратор с двигателем крепились к ленте снизу. Общий вес виброленты 1500 кг .

Вибролента испытывалась на угольной шахте под завалом угля высотой 18 м . Установка виброленты производилась прямо на почву выработки с предварительным выравниванием последней. Угол наклона ленты к горизонту был равен 7° . Максимальная производительность виброленты достигала $310 \text{ м}^3/\text{час}$, средняя — $145 \text{ м}^3/\text{час}$.

Испытания позволили выявить следующие преимущества виброленты по сравнению с другими типами вибропитателей: вибролента хорошо работает под завалом большой высоты, имеет простое устройство, отличается малой энергоемкостью и металлоемкостью.

В заключение необходимо отметить следующее. Тенденция к развитию мощных вибропитателей с ненаправленными колебаниями закономерна и технически обоснована. Вибропитатели такого рода обладают существенными преимуществами: простотой конструкции, высокой надежностью в работе, малыми капитальными затратами, возможностью изготовления в местных условиях.

Для обеспечения выпуска руды в особо тяжелых условиях необходимо применять вибропитатели типа «Вибролента». Внедрение вибропитателей такого рода позволит значительно поднять производительность выпуска и улучшить технико-экономические показатели работы предприятий.

Институт горного дела
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
6/IV 1964

В. С. БЛОХИН

К ВОПРОСУ О НАПРЯЖЕННОМ СОСТОЯНИИ
БУРОВОГО ИНСТРУМЕНТА

ВВЕДЕНИЕ

Основным инструментом для пневмоударного бурения скважин диаметром 100 мм являются в настоящее время трехперые коронки с опережающим лезвием типа К100В (БК-105), для скважин диаметром 150—160 мм — четырехперые коронки с опережающим лезвием типа К15 (БК-155) и однолезвийные долота типа П-150, для бурения скважин диаметром 85 мм используются трехперые коронки с опережающим лезвием (К17) и четырехперые (крестовые) коронки (К28). Все эти коронки имеют шпоночное крепление в буксе молотка.

Вопросы прочности и стойкости пневмоударных инструментов при бурении по крепким породам очень сложны и пока еще недостаточно изучены.

В настоящее время насчитывается около 100 модификаций и конструкций коронок. Однако до сих пор нет надежного породоразрушающего инструмента, обеспечивающего достаточно высокую стойкость до затупления и прочность. Как правило, до 40% новых серийно выпускаемых коронок выходят из строя, не доработав до первой переточки, и только 60% — переизготавливаются. Поломки корпусов инструмента до первой переточки очень редки, т. е. около 40% новых коронок

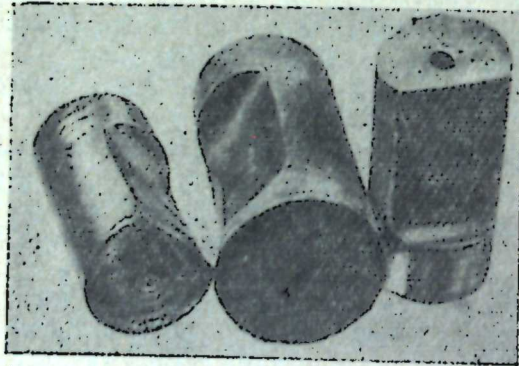


Рис. 1. Характерные виды поломок корпусов пневмоударного инструмента по галтели и нижнему радиусу шпоночного паза.

(а всего до 75%) выходят из строя вследствие поломки пластины твердого сплава (табл. 1). Процент поломок корпусов от общего числа отработавшего инструмента сравнительно небольшой (КМА-руда, Таштагол и Темир-Тау 12—16%, на рудниках Алтая до 35%). Поломки происходят преимущественно в зоне сопряжения хвостовика коронки с ее рабочей головкой и по нижнему радиусу шпоночного паза (рис. 1). Кроме того, имеют место поломки опережающего лезвия, бокового лезвия, по верхнему радиусу шпоночного паза и выкрашивание хвостовика. Поломки корпусов инструмента часто приводят к очень серьезным авариям и резкому снижению производительности бурения. По этой причине иногда оставляют недобуренными скважины глубиной 20—30 м и рядом начинают бурение новой скважины. Так, по данным отдела глубокого бу-

Таблица 1
Распределение поломок пневмоударного инструмента на некоторых горнорудных предприятиях Союза

| Горнорудные предприятия | Крепость пород | Тип коронок | Период времени | Причины выхода коронок из строя | | | | | | | | | | выкрашивание хвостовика | | нормальный износ | | | | | |
|---------------------------|----------------|-------------|----------------------|----------------------------------|--|-----------------------------|-------------------------|-------------------------------|-------------------|----------------------------|-------------------|----------------------------|-------------------|----------------------------|---------|------------------|-------|-------|---------|---------|-----|
| | | | | поломка пластины твердого сплава | выпадение пластины твердого сплава по паку | поломка опережающего лезвия | поломка бокового лезвия | поломка по галтели хвостовика | поломка по лезвию | поломка по боковому лезвию | поломка по лезвию | поломка по боковому лезвию | поломка по лезвию | поломка по боковому лезвию | шт. | % | шт. | % | шт. | % | |
| Ленингорский рудник | 8—18 | П-150 | За 1962 г. | 750—820 | 40 | 30—60 | 2 | — | — | — | 350 | 410 | 20 | 190—220 | 10 | 70—84 | 4 | 55—60 | 3 | 350—400 | 20 |
| > | > | > | Февраль—март 1962 г. | 200—220 | 10 | 60—80 | 3 | — | — | — | 500—540 | 25 | 800—820 | 40 | 100—150 | 6 | 110 | 5 | 300—320 | 15 | |
| Рудник им. «40 лет ВЛКСМ» | 10—18 | П-150 | За 1962 г. | 280—300 | 40 | 35—40 | 5 | — | — | — | 110—120 | 15 | 35—40 | 5 | 10—20 | 2 | 12—20 | 2 | 230—250 | 33 | |
| Северная группа Кривбасса | 10—20 | К-17* | 1-й квартал 1962 г. | 4 | 33 | — | — | — | — | — | 2 | 17 | 4 | 33 | — | — | — | — | 2 | 17 | |
| > | > | > | 1-й квартал 1962 г. | 31 | 52 | 22 | 37 | — | — | — | 1 | 15 | 3 | 5 | 1 | 1,5 | 1 | 1,5 | 1 | 15 | |
| Темир-Тау | 12—18 | К-100В** | — | 70 | 60 | 25 | 21 | — | — | — | 12 | 10 | 3 | 3 | 1 | 2 | 2 | 7 | 6 | | |
| Рудник им. Губкина | 12—18 | К-100В | 1-й квартал 1962 г. | 4055 | 80 | 152 | 3 | 50 | 1 | 15 | 0,3 | 323 | 6 | 100 | 1 | 50 | 1 | 5 | 0,1 | 433 | 8,5 |
| > | > | > | Июль 1963 г. | 970—1000 | 75 | 30—50 | 3 | 20—30 | 2 | 6—9 | 0,5 | 150 | 10 | 10—15 | 1 | — | — | — | — | 120—140 | 10 |
| > | > | > | 1963 г. | 80 | 80 | 4 | 4 | 3 | 3 | 1 | 1 | 12 | 12 | 2 | 2 | — | — | — | — | 2 | 2 |

* Опытные партии коронок К17.
** Опытные партии коронок типа К100В Кузнецкого машиностроительного завода.
*** Данные по 100 вышедшим из строя коронкам.

рения рудника им. Губкина (июнь 1963 г.), на ликвидацию аварий, связанных с поломками корпусов коронок, ежемесячно тратится около 100 станко-смен, что обходится руднику примерно в 4000 руб., а общие затраты, связанные с перерасходом коронок и ликвидацией аварий из-за поломки корпусов, выражаются суммой 8200 руб. в месяц.

Наиболее опасны поломки корпуса пневмоударного инструмента. На Лениногорском руднике, по данным отдела нормирования, в первом квартале 1962 г. 50% долот типа П-150 вышли из строя вследствие поломки хвостовиков по нижнему радиусу шпоночного паза и 25% — из-за поломки по зоне сопряжения хвостовика и головки долота.

Анализируя данные эксплуатации пневмоударного инструмента типа К100В на рудниках КМА-руда можно подсчитать примерную сумму денежных затрат, вызванных недостаточной прочностью и износостойкостью коронок. Эти затраты по горнорудным предприятиям Союза выражаются примерно в 7,87 млн. руб. Затраты, связанные только с поломками корпусов пневмоударного инструмента, составляют 4,0 млн. руб. (50,7% от общих затрат) или примерно столько же, сколько необходимо затратить на изготовление новых коронок типа К100В, выпускаемых заводами в течение года.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Рядом авторов как в Советском Союзе, так и за рубежом ставилась задача исследовать напряженное состояние инструмента или дать теоретический метод его расчета. Это привело к созданию различных теорий, из которых ни одна не является общепризнанной.

Математически с использованием элементарных теорий, приемлемых в инженерной практике, без применения сложного математического аппарата и громоздких вычислений, очень трудно описать процесс деформирования коронок с учетом их сложной конфигурации и многообразия возможных нагрузок, зависящих от конструкции инструмента, типа молотка, буримой породы, схемы нагружения коронки и т. д. Поэтому, решая задачу создания надежного бурового инструмента, в настоящее время целесообразно использовать экспериментальные исследования непосредственно на коронках или на их моделях.

Основная задача проведенных исследований — оценка прочности бурового инструмента путем изучения распределения напряжений при различных геометрических параметрах инструмента и различных схемах его взаимодействия с породой и пневмоударником. Учитывая объемную конструкцию и сложную форму коронок для решения поставленной задачи, необходимо было выбрать метод, который позволил бы провести исследования быстро, надежно и с необходимой точностью. Был применен метод фотоупругости, который позволяет наиболее полно оценить

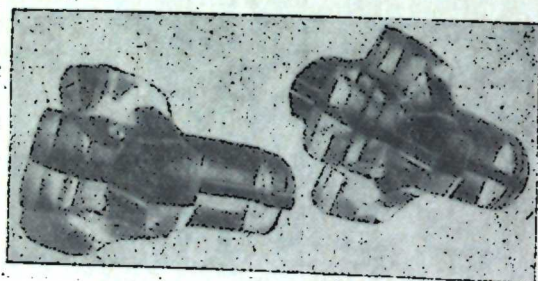


Рис. 2. Объемные составные модели ЭМ-1 и ЭМ-3.

а — трехперая коронка с опережающим лезвием типа К17 (ЭМ-3); б — четырехперая коронка с опережающим лезвием (ЭМ-1).

вого инструмента путем изучения распределения напряжений при различных геометрических параметрах инструмента и различных схемах его взаимодействия с породой и пневмоударником. Учитывая объемную конструкцию и сложную форму коронок для решения поставленной задачи, необходимо было выбрать метод, который позволил бы провести исследования быстро, надежно и с необходимой точностью. Был применен метод фотоупругости, который позволяет наиболее полно оценить

напряженное состояние как конструкции в целом, так и в зонах концентрации [1]. Для нашей задачи метод фотоупругости оказался особенно удобным еще и потому, что в коронках фотоупругости оказались особенностями, как правило, в точках, расположенных на участках свободного контура, где по величине оптической разности хода при нормальном просвечивании напряжения определяются непосредственно (другие известные методы исследований не позволяют определять напряжения в точке).

Исследования коронок проводились с использованием метода составных моделей (рис. 2), при котором объемная модель изготовлялась из оптически нечувствительного прозрачного материала или материала, оптическая активность которого весьма мала, с вклейками из оптически чувствительных пластинок в наиболее характерных слоях модели. Изменения производились при комнатной температуре. Модели при просвечивании помещались в иммерсионный сосуд с плоскопараллельными стенками, наполненный прозрачной жидкостью, коэффициент преломления которой равен коэффициенту преломления внешнего слоя материала модели. При выборе метода составных моделей принималось во внимание следующее:

1. Оценка концентрации напряжений в пневмобуровом инструменте, вызывающих усталостное разрушение его, при различных характерах приложения нагрузок и различных условий опирания коронок.

2. Метод «замораживания», позволяет использовать модель только для одного вида нагружения и опирания. Кроме того, коэффициент Пуассона материала при температуре замораживания равен 0,5, что значительно отличается от его значений для стали и приводит к погрешности при переходе от напряжений в модели к напряжениям в натуре. Часто при «замораживании» сильно деформируется модель, что изменяет ее конфигурацию и расположение сил, а это приводит во многих задачах к значительным погрешностям.

3. Метод рассеянного света свободен от указанных недостатков метода «замораживания», но требует специальной аппаратуры и более сложных измерений и обработки результатов.

4. Метод составных моделей не обладает недостатками первых двух методов, но не позволяет определять направление квазиглавных напряжений при использовании оптически чувствительных материалов для моделей. В наших исследованиях это не является решающим.

При просвечивании объемнонагруженной модели оптическая разность хода определяется выражением

$$\delta = \frac{1}{\sigma_{1,0}} \int_0^{t_{cp}} (\sigma_1 - \sigma_2) dt, \quad (1)$$

где t — толщина вклейки из оптически чувствительного материала;

$\sigma_{1,0}$ — оптическая постоянная материала модели при $t=1,0$, кг/см².

Если толщина вклейки такова, что изменением квазиглавных напряжений σ_1 и σ_2 по толщине среза можно пренебречь, то закон фотоупругости для объемного напряженного среза выражается аналогично закону плоской задачи фотоупругости

$$\delta = \frac{\sigma_1 - \sigma_2}{\sigma_{1,0}} \cdot t. \quad (2)$$

Разность квазиглавных напряжений $\sigma_1 - \sigma_2$ определяется компонентами напряжений, лежащих в плоскостях, перпендикулярных поляризованному лучу,

$$\sigma_1 - \sigma_2 = \pm \sqrt{(\sigma_x - \sigma_y)^2 + 4\tau_{xy}^2} \quad (3)$$

(срез выделен в плоскости xoy , просвечивание производится лучом, параллельным оси oz).

На участках свободного контура вклейки напряжение при нормальном просвечивании определяется с помощью выражения (2), где величина одного из квазиглавных напряжений σ_1 или σ_2 , равная соответствующей величине главного напряжения в соответствующей точке контура модели, равна нулю. Это позволяет построить эпюры контурных напряжений модели.

В работах [2, 3] приводятся результаты специальных исследований по влиянию различных значений μ , равных 0,35 и 0,4 при переходе от напряжений в упругой модели к напряжениям в натурной конструкции. В случае объемного напряженного состояния расхождение полученных напряжений практически составляли 5—10%. На основании этого и учитывая специфику процесса бурения для проведения исследований напряженного состояния пневмоударного инструмента, необходимо принять ряд допущений: материал коронок является упругим, однородным и изотропным; действие динамических сил заменяется статически эквивалентным нагружением, что допустимо при скоростях нагружений и линейных размерах коронок, имеющих место в практике бурения. Эти допущения при проведении исследования объемных моделей дают возможность перейти от модели к натуре, исходя из условия подобия.

Для перехода от напряжений в модели к напряжениям в натуре может быть использована приближенная формула

$$\sigma_x = \sigma_m \cdot \frac{K_p}{K_z}, \quad (4)$$

где $K_p = \frac{P_n}{P_m}$ — масштаб силового подобия;

$K_z = \frac{l_n}{l_m}$ — масштаб геометрического подобия.

Выражение (4) дает достаточно надежные результаты, если значения μ материалов модели и детали близки друг к другу. Модели изготовлялись из блочного оргстекла с $E = 3,1 \cdot 10^4 \text{ кг/см}^2$, $\mu = 0,37$, $\sigma_b = 400 \text{ кг/см}^2$, $\sigma_{пр} = 600 \text{ кг/см}^2$; вклейки из ЭД-6МД с $E = 3,1 \cdot 10^4 \text{ кг/см}^2$, $\mu = 0,4$, $\sigma_b = 300 \text{ кг/см}^2$ и $\sigma_{пр} = 500 \text{ кг/см}^2$. Равенство упругих постоянных материала модели и вклейки достигалось вводом в состав соответствующих пластификаторов перед полимеризацией смолы ЭД-6. Скленвание составной модели производилось клеем, в состав которого входит смола ЭД-5 и полиэтиленполиамин. Вклейка располагалась в плоскости симметрии коронки.

В связи со сложностью изготовления моделей и получения необходимой точности измерения напряжений геометрический масштаб $K_l = 1$. Масштаб силового подобия выбирался из условий обеспечения работы моделей в области упругих деформаций и получения достаточного градиента полос в зонах концентрации напряжений.

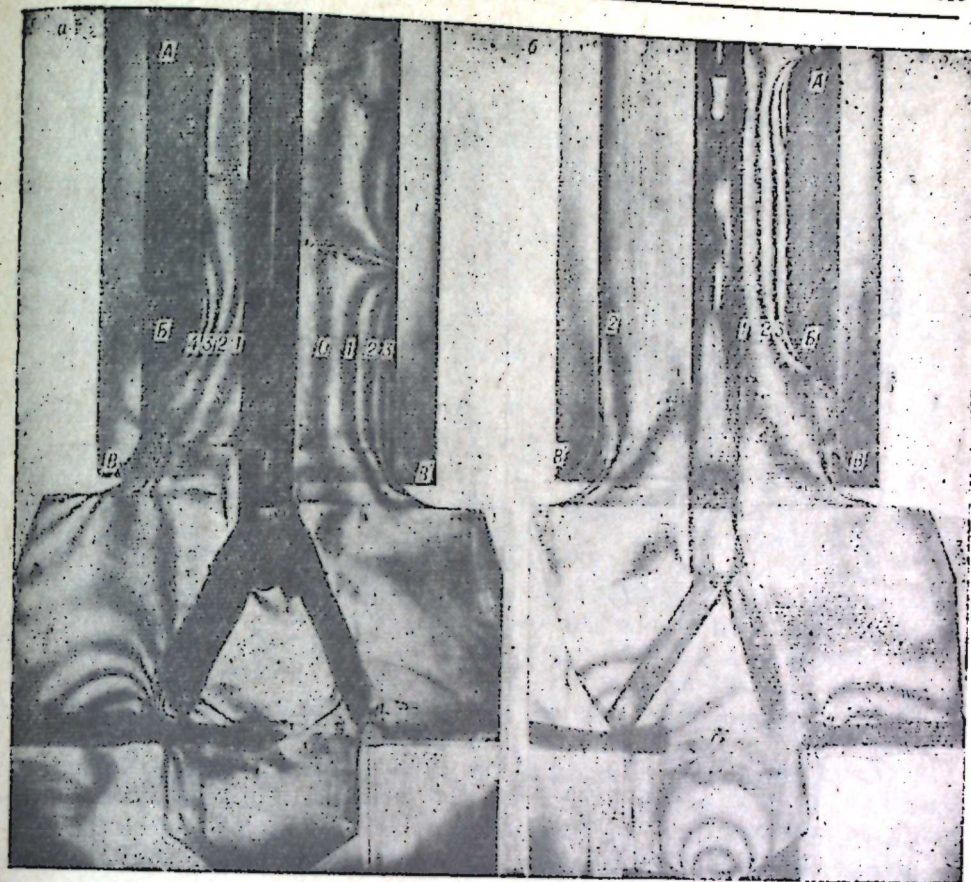


Рис. 3. Картины полос в плоскости.

а — модель ЭМ-1 при нагружении по схеме 126 (опирание на одно боковое лезвие с эксцентричным нагружением, эксцентриситет $e = 5$ мм в сторону шпоночного паза); б — модель ЭМ-3 при нагружении по схеме 301 (осевое нагружение при опирании на все лезвия).

Картины полос (рис. 3) фотографировались в монохроматическом свете с длиной волны $\lambda = 546$ мкм, поляризованном по кругу. Во время нагружения моделей фиксировались направления роста и порядковый номер полосы; в некоторых характерных точках отмечались при заданной нагрузке номера полос n (порядковый номер полосы соответствует количеству длин волн, составляющих оптическую разность хода δ).

Разность главных напряжений на контуре модели определялась по картине полос умножением порядкового номера соответствующей полосы на значение цены полосы модели

$$\sigma_{\text{конт}} = \sigma_0^t \cdot n. \quad (5)$$

Цена полосы (оптическая постоянная) материала определялась для каждой модели отдельно и колебалась в пределах $\sigma_0^t \approx 28,40 \text{ кг/см}^2$ на одну полосу. σ_0^t определялась при сжатии диска $d = 10-12$ мм двумя диаметрными силами по величине оптической разности хода в центре диска

$$\sigma_0^t = \frac{8 \Delta P}{\pi d t}, \quad (6)$$

где ΔP — ступень нагрузки, вызывающая появление одной полосы в центре диска.

АНАЛИЗ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Сравнительная оценка прочности экспериментальных моделей коронок (см. рис. 2) производилась сопоставлением коэффициентов концентрации напряжений и пиковых напряжений в наиболее опасных, с точки зрения прочности, зонах моделей. Коэффициенты концентрации определялись отношением главного напряжения, действующего вдоль касательной к соответствующей точке контура вклейки в рассматриваемой точке модели, к номинальному напряжению. Последнее определялось отношением приложенной к модели нагрузки к площади поперечного сечения хвостовика модели коронки без учета ослаблений

$$\alpha_{\sigma} = \frac{\sigma_{пр}}{\sigma_{н}}, \quad (7)$$

где $\sigma_{пр}$ — величина приведенного главного напряжения, $кг/см^2$;
 $\sigma_{н}$ — номинальное напряжение, $кг/см^2$.

Для сопоставления данных, полученных при исследовании различных схем опирания моделей и различных видов приложения нагрузок (осевая и эксцентричная), пиковые напряжения в опасных зонах моделей приводились к единой нагрузке (500 кг) с учетом масштабов изготовления моделей по формуле (4).

Приведенные выше данные по полкам пневмоударного инструмента и фотографии картин полос показывают, что наиболее опасны, с точки зрения прочности коронок данной конструкции, четыре зоны концентрации напряжений: А и Б (верхнее и нижнее сопряжения шпоночного паза с хвостовиком модели), В и В' (сопряжения хвостовика коронки с ее головкой под шпоночным пазом и с противоположной стороны его).

На рис. 3 приведены картины полос в составных моделях типа ЭМ-1 и ЭМ-3 при нормальном относительно вклейки просвечивании их в иммерсионной ванне. Органическое стекло обладает некоторой оптической активностью, поэтому по полю фотографий наблюдается просветление, однако оно соответствует только некоторой доле первой полосы, даже в самой толстой по ходу луча части модели. Следовательно, на картину полос в верхней части модели влияние этого эффекта крайне незначительно, тем более на контурные напряжения, где толщина органического стекла практически отсутствует.

Сопоставляя и анализируя фотографии картин, полос, можно отметить:

1. Качественная картина полос в зоне хвостовика моделей мало зависит от вида, нагружений и опираний.
2. При нагружениях по всем схемам наблюдается примерно параллельное расположение полос, что указывает на действие изгибающего момента, т. е. хвостовик коронки всегда находится в условиях внецентренного нагружения, что особенно характерно для модели ЭМ-3.
3. Действие усилий реакции со стороны направляющей втулки, одетой на хвостовик модели, распределяется довольно неравномерно и в значительной степени зависит от схемы нагружения. Наибольшей величины они достигают при эксцентричном опирании и нагружении.
4. Наличие шпоночного паза сильно влияет на напряженное состояние конструкции и обуславливает появление двух зон концентрации напряжений (А и Б). Продувочные каналы (что дополнительно исследовалось и на плоских моделях) не вызывают сколько-нибудь серьезного изменения в картине распределения напряжений. Дополнительные кон-

центрации напряжений вблизи зон продувочных каналов коронок отсутствуют.

5. Характер картин полос в головке модели при одинаковом опирании, но при разных видах приложения нагрузок практически совпадает; различие в точке приложения нагрузок, напротив, в значительной степени сказывается на напряженном состоянии хвостовика.

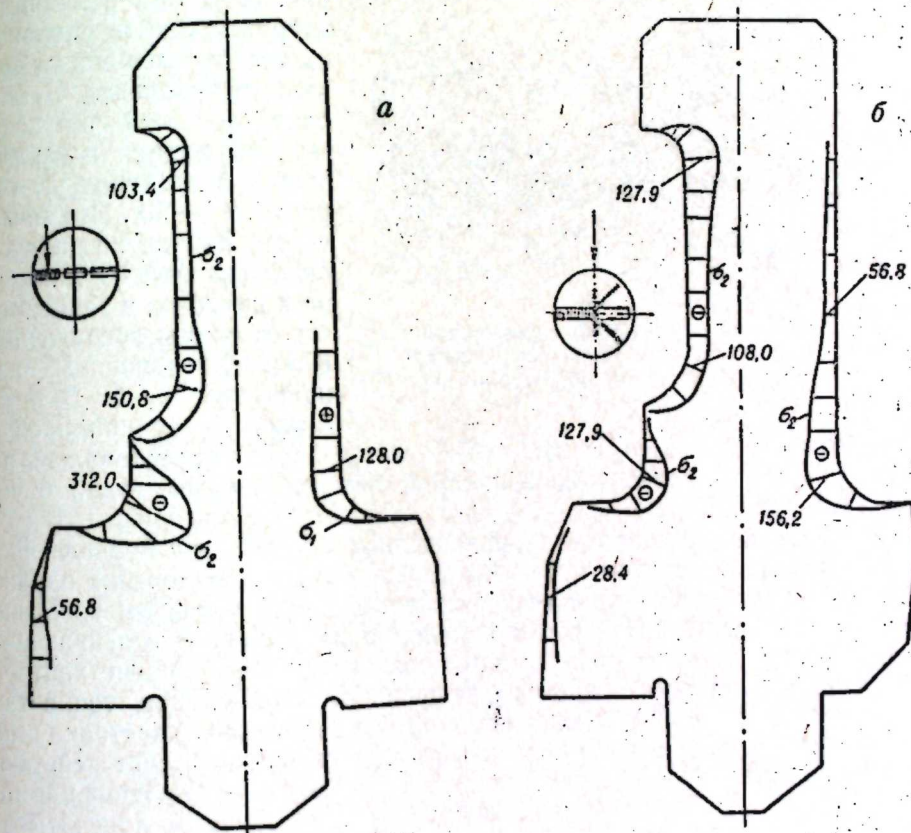


Рис. 4. Распределение главных напряжений σ_1 и σ_2 вдоль контура.
 а — модель ЭМ-1 при нагружении по схеме 126, нагрузка на модель 400 кг;
 б — модель ЭМ-3 при нагружении по схеме 301, нагрузка на модель 900 кг.

6. Влияние эксцентричности нагружения на величину коэффициентов концентрации напряжений во всех зонах весьма существенно (рис. 4). При нагружении по схемам (см. табл. 2, 3) 106, 126 и 304, 324 нулевая полоса проходит почти у промывочного отверстия, что соответствует значительному изгибающему моменту, на фотографиях полос для остальных схем нагружений она сдвинута в сторону, противоположную шпоночному пазу. На рис. 5 показана фотография коронки типа К100В с задирами в средней и верхней частях хвостовика и трещинами в галтели, что подтверждает наличие больших реактивных усилий в муфте молотка и усталостное разрушение коронок при несимметричных нагружениях.

Для всех рассмотренных схем нагружений отмечается концентрация сжимающих напряжений в зонах А, Б и В, абсолютное значение которых зависит от вида опирания и приложения нагрузки, а для некоторых схем нагружений в зоне В' появляются растягивающие напряжения.

На основании картин полос были построены эпюры контурных напряжений, показанные на рис. 4. Эпюры дают наглядную картину распределения главных напряжений σ_1 и σ_2 по контуру модели и позволяют установить на нем точки с максимальными значениями напряжений, величины которых приведены в табл. 2 и 3. Наиболее напряженная точка

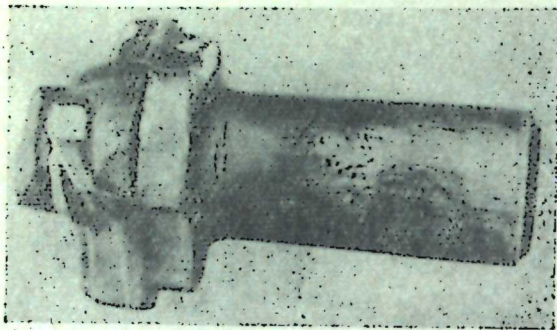


Рис. 5. Коронка типа К100В с трещинами в галтели, задирами на хвостике и выкрашиванием победита по опережающему лезвию.

в зонах концентрации напряжений, как видно на рис. 3, 4, при различных нагружениях и опираниях всегда смещена от начала закругления в сторону большей площади сечения модели и заключается в пределах угла α , равного 5—20°. Эта точка перемещается по радиусу перехода одного диаметра к другому, в зависимости от схемы нагружений. В зонах повышенных напряжений А, Б, В и В' градиент напряжений

вдоль контура довольно велик, что более детально исследовалось на плоских моделях, представляющих собой срез по оси симметрии бурового инструмента.

Главные напряжения σ_1 и σ_2 , приведенные на рис. 4, на большей части контура модели пневмоинструмента являются сжимающими, однако неравномерность в начертании эпюр свидетельствует о резком различии напряженного состояния коронки в целом и по зонам. Растягивающие напряжения действуют по участкам, расположенным вблизи контура хвостовика, при эксцентричном нагружении. В этом случае, точно так же как и в случае центрального приложения нагрузки к хвостовику, но при несимметричном опирании рабочей части головки, за счет действия изгибающих моментов на этих участках появляются растягивающие напряжения σ_1 . По данным эпюр контурных напряжений подсчитывались коэффициенты концентрации напряжений (площадь хвостовика $f_{хв} = 13,81 \text{ см}^2$, $P_{пр} = 500 \text{ кг}$, $\sigma_n = 36,05 \text{ кг/см}^2$), приведенные в табл. 2 и 3.

Анализируя данные этих таблиц, можно отметить, что напряженное состояние моделей ЭМ-1 и ЭМ-3 совершенно подобно при аналогичных схемах нагружений. Максимальное отклонение значений приведенных пиковых напряжений одной модели от другой не превышает 10%, за исключением зоны В' для нагружений 101 и 301 (коэффициенты концентрации напряжений соответственно 2,08 и 2,42), где имеет место отклонение в 16%, но для нагружений 102 и 301 их значения очень близки (соответственно 2,62 и 2,42). Следовательно, общий анализ напряженного состояния и работы коронок типа ЭМ-1 и ЭМ-3 может быть проведен по одной из них. Для этого используем экспериментальные данные по модели ЭМ-1.

Сопоставляя данные табл. 2 и рис. 3, 4, можно отметить:

1. Коэффициенты концентрации напряжений изменяются в зависимости от зоны и схемы нагружения в пределах: для зоны А — минимальное значение при нагружении по схеме 101 равно 1,91 и максимальное при нагружении по схеме 121—4,41; для зоны Б — наименьшее отклонение приведенного пикового напряжения от номинального в нагружении

Таблица 2
Результаты исследования напряженного состояния
объемной модели четырехперой коронки с опережающим лезвием

| Номер нагружения | Схема приложения нагрузки и опирания головки коронки | Зоны концентрации напряжения | | | | | | | |
|------------------|--|------------------------------------|------------|------------------------------------|------------|------------------------------------|------------|------------------------------------|------------|
| | | А | | Б | | В | | В' | |
| | | $\sigma_{пр}$, кг/см ² | α_z | $\sigma_{пр}$, кг/см ² | α_z | $\sigma_{пр}$, кг/см ² | α_z | $\sigma_{пр}$, кг/см ² | α_z |
| 101* | | -68,9 | 1,91 | -60,0 | 1,66 | -62,5 | 1,73 | -75,1 | 2,08 |
| 121 | | -159,4 | 4,41 | -106,5 | 2,95 | -97,5 | 2,70 | +36,0 | 0,98 |
| 102 | | -71,1 | 1,97 | -59,2 | 1,64 | -71,1 | 1,79 | -94,4 | 2,62 |
| 122 | | -154,0 | 4,27 | -106,5 | 2,95 | -118,2 | 3,28 | +35,5 | 0,98 |
| 103** | | -71,1 | 1,97 | -50,8 | 1,40 | -91,3 | 2,53 | -111,7 | 3,10 |
| 123*** | | -132,0 | 3,64 | -81,2 | 2,25 | -111,5 | 3,09 | -91,3 | 2,53 |
| 105 | | -72,3 | 2,0 | -54,6 | 1,51 | -131,2 | 3,62 | -142,2 | 3,94 |
| 125 | | -130,4 | 3,60 | -82,6 | 2,29 | -154,0 | 4,27 | -118,5 | 3,28 |
| 104 | | -82,8 | 2,29 | -94,6 | 2,62 | -130,4 | 3,60 | +23,6 | 0,65 |
| 124 | | -142,0 | 3,94 | -118,1 | 3,28 | -142,0 | 3,94 | +23,6 | 0,65 |
| 106 | | -88,7 | 2,46 | -177,8 | 4,93 | -354,2 | 9,82 | +142,2 | 3,94 |
| 126**** | | -142,2 | 3,94 | -188,2 | 5,22 | -390,0 | 10,8 | +159,0 | 4,43 |

- * Осевое нагружение при опирании на все лезвия.
- ** Осевое нагружение при опирании на 3 лезвия.
- *** Эксцентричное нагружение при опирании на 3 лезвия.
- **** Эксцентричное нагружение при опирании на одно боковое лезвие.

103 в 1,4 раза, наибольшее при нагружении по схеме 126 — в 5,22 раза больше; для зоны В — самое большое значение коэффициента концентрации, равное 10,8, имеет место для нагружения по схеме 101 для зоны В' характерно наличие 1,73 для нагружения по схеме 101 для зоны В' характерно наличие двух пределов максимальных и минимальных значений приведенных пиковых напряжений, связанных с напряжениями разного знака. Величи-

Таблица 3

Результаты исследования напряженного состояния
объемной модели трехперой коронки с опережающим лезвием

| Номер загрузки | Схема приложения нагрузки и опирания головки коронки | Зоны концентрации напряжений | | | | | | | |
|----------------|--|-------------------------------------|---------------|-------------------------------------|---------------|-------------------------------------|---------------|-------------------------------------|---------------|
| | | А | | Б | | В | | В' | |
| | | $\sigma_{пр}$ кг/см ² | $\sigma_{сж}$ | $\sigma_{пр}$ кг/см ² | $\sigma_{сж}$ | $\sigma_{пр}$ кг/см ² | $\sigma_{сж}$ | $\sigma_{пр}$ кг/см ² | $\sigma_{сж}$ |
| 301* | | -71,4 | 1,97 | -60,0 | 1,66 | -71,0 | 1,97 | -87,5 | 2,42 |
| 303 | | -85,3 | 2,36 | -108,0 | 2,96 | -136,5 | 3,78 | — | — |
| 323 | | -142,1 | 3,94 | -119,1 | 3,30 | -148,0 | 4,08 | +28,4 | 0,78 |
| 304** | | 94,6 | 2,62 | -190,0 | 5,25 | -358,0 | 9,85 | +142,2 | 3,94 |
| 324*** | | -142,5 | 3,95 | -199,0 | 5,51 | -379,0 | 10,5 | +166,0 | 4,58 |

* Симметричное нагружение коронки.

** Осевое нагружение при опирании на одно боковое лезвие.

*** Эксцентричное нагружение при опирании на одно боковое лезвие.

на растягивающего напряжения достигает своего максимального значения при загрузке 126 и минимального при загрузках по схемам 104 и 124. Сжимающее напряжение в этой зоне максимально в загрузке 105 и минимально в загрузке 101.

2. Наиболее опасны зоны В', где действуют напряжения, разного знака, превышающие номинальное напряжение в 3,94 раза (сжатие) и в 4,43 раза (растяжение), и В, где действуют только сжимающие напряжения, но коэффициент концентрации достигает 10,8.

3. Наличие опережающего лезвия при опирании коронки благотворно сказывается на напряженном состоянии инструмента, так как коэффициент концентрации напряжений в зонах В, В и В' для загрузок с опережающим лезвием ниже, чем с подобным нагружением, но без опирания на опережающее лезвие.

4. Зоны сопряжения шпоночного паза с хвостовиком коронки находятся в более благоприятных условиях по сравнению с галтелью. В первом случае коэффициент концентрации не превосходит 5,5, в то время как во втором он больше 10,0.

5. В прочностном отношении более благоприятен режим работы пневмоударного инструмента при загрузке по схеме 101, самый опасный режим работы при загрузке 126. В этом случае наблюдаются

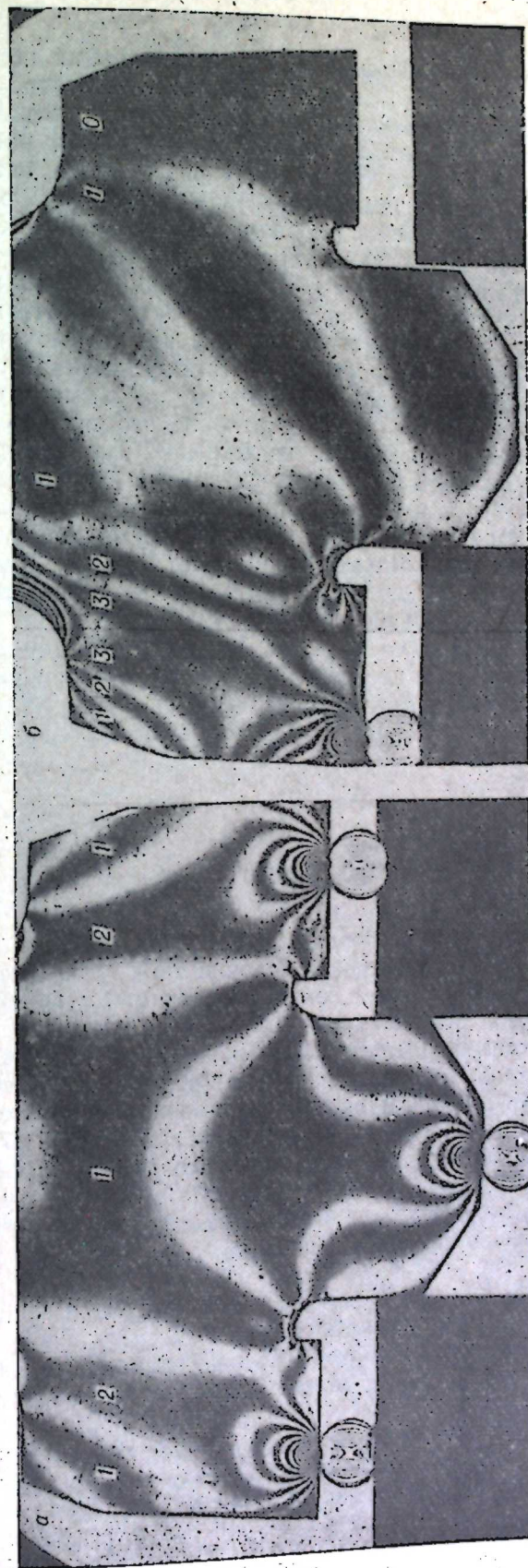


Рис. 6. Картины полос для головки плоской модели. а — симметричное нагружение, в зоне В приведенное пиковое напряжение $\sigma_{пр} = 30$ кг/см² ($P_{пр} = 100$ кг); б — эксцентричное нагружение, в зоне В приведенное пиковое напряжение $\sigma_{пр} = 166,5$ кг/см² ($P_{пр} = 100$ кг).

самые высокие значения коэффициентов концентрации по всем зонам ($A=3,94$; $B=5,22$; $B=10,8$ и $B'=4,43$), причем в зоне B' пиковые напряжения имеют противоположный знак и превосходят номинальное напряжение в несколько раз. Это значительно ухудшает работу хвостовика коронки и способствует усталостному разрушению, последнее усугубляется наличием дополнительного крутящего момента в шпоночном пазу от вращения инструмента (пиковые значения крутящего момента 45 кгм, для станка НКР-100 в комплекте молотка М48 с коронкой К100В при бурении по породам с $f=12-14$ единиц возникают в период внедрения коронки в горную породу) и тем обстоятельством, что к инструменту нагрузка прикладывается в виде ударного импульса. Появление трещин на хвостовике коронки, по-видимому, вызывается не только напряжениями сжатия, которые имеют место при симметричных схемах опирания и нагружения. По всей вероятности, это связано с наличием очага, способствующего повышению напряжений, и с напряжениями переменного знака при несимметричных схемах нагружений. Для коронки, показанной на рис. 5, можно сказать, что основной причиной, вызвавшей выход ее из строя, была несимметричность в загрузках с преобладающими опираниями, которые способствуют появлению изгибающего момента в хвостовике инструмента и растягивающих напряжений в зоне B' при бурении по крепким породам.

Работу пневмоинструмента в этом случае можно легко себе представить на основании изложенного выше анализа напряженного состояния буровых коронок и фотографий на рис. 6 (плоская модель, соответствующая срезу по оси симметрии четырехперой коронки с опережающим лезвием).

ВЫВОДЫ

Анализ напряженного состояния бурового инструмента показал, что конструктивное решение хвостовика коронки типа К100В несовершенно. В данном исполнении он имеет зоны концентраций с большими значениями приведенных пиковых напряжений, что особенно проявляется при работе на несимметричных схемах нагружений. В зависимости от опирания и вида приложенной нагрузки (осевая или эксцентричная) хвостовик коронки подвергается знакопеременной нагрузке с амплитудой приведенного ($P_{пр}=500$ кг) напряжения примерно в $274,5$ кг/см².

Основными недостатками серийно выпускаемых коронок можно считать наличие шпоночного паза, усложняющего работу хвостовика пневмоударного инструмента, и наличие галтели, вызывающее появление зон с наибольшей величиной пиковых напряжений как сжатия, так и растяжения.

Для уменьшения коэффициентов концентрации напряжений в опасных зонах можно рекомендовать:

1) сблизить диаметры рабочей части инструмента и его хвостовика для уменьшения изгибающего момента при несимметричных нагружениях;

2) предусмотреть более плавное сопряжение хвостовика с головкой, шпоночного паза с хвостовиком и уменьшение глубины последнего или перейти симметричное двухшпоночное или на шлицевое крепление коронок;

3) путем варьирования геометрических параметров добиться равнопрочности в зонах A , B , B и B' ;

- 4) для выравнивания напряжений по зонам B и B' предусмотреть расположение лезвий под углом к радиусу в плоскости забоя скважины вместо радиального расположения, применяемого в настоящее время;
- 5) упрочение материала в зонах зарождения трещин.

Институт горного дела
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
16/IV 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. М. М. Фрохт. Фотоупругость. М., 1948.
2. Н. И. Пригоровский, Г. Л. Хесин. Исследование напряженного состояния ГЭС встроенного типа на объемных моделях поляризационно-оптическим методом исследования напряжений.— Тр. конф., ЛГУ, 1960.
3. Г. Л. Хесин и др. Распределение напряжений в буровом инструменте и породе. М., 1963.

В. С. БЛОХИН, В. Д. РАБКО

ЭКСПЛУАТАЦИЯ МАШИН ПНЕВМОУДАРНОГО БУРЕНИЯ НА ГОРНОРУДНЫХ ПРЕДПРИЯТИЯХ СТРАНЫ

В настоящее время на рудниках Советского Союза с помощью глубоких скважин добывается более 70% руд цветных металлов и более 50% железной руды. Бурение взрывных глубоких скважин в крепких и крепчайших породах ведется в основном погружными молотками (пневмоударниками). Этот вид бурения является основным на рудниках Кривбасса, Урала, Горного управления Кузнецкого металлургического комбината, Норильска, Алтая, Казахстана и других. Внедрение станка БА-100 позволило применить более совершенные системы разработки (отбойка глубокими скважинами), которые дали значительный экономический эффект. На рудниках страны экономия за четыре года (1957—1960 гг.) составила около 23 млн. руб. (по анализу фактического эффекта экономии, полученной от применения станков БА-100 и новой технологии ведения работ на рудниках Горной Шории).

Основные показатели по бурению глубоких взрывных скважин на ряде рудников и карьеров Союза показаны в табл. 1.

БУРОВЫЕ СТАНКИ

Анализ табл. 1 показывает, что на большинстве рудников, несмотря на их значительное различие по горногеологическим условиям, применяются станки типа БА-100 с пневмоударниками М1900 и коронками К100В. В 1961 г. в Союзе эксплуатировалось около 2290 станков БА-100, а в 1962 г. планировалось изготовить 110 штук.

В 1961 г. Криворожский завод «Коммунист» приступил к серийному выпуску универсального бурового полуавтомата НКР-100, сконструированного Институтом горного дела СО АН СССР совместно с заводом «Коммунист». В этом станке полностью механизированы спускоподъемные операции и развертывание резьбовых соединений штанг, что в значительной степени автоматизирует процесс бурения. Агрегат легко разбирается на отдельные узлы весом 60—80 кг и позволяет бурить круговой веер скважин диаметром 80, 100 и 150 мм, глубиной до 80 м.

Трест «Дзержинскруд» Кривбасса в 1961 г. имел в эксплуатации 51 станок БА-100, в течение 1961—1962 гг. буровой парк пополнился 56 станками НКР-100. На рудниках треста «Ленинруда» в это же время эксплуатировалось 95 станков БА-100 и было получено 73 станка НКР-100. В 1961 г. Горное управление КМК имело 97 станков БА-100, срок службы которых, по данным этого управления, составляет в среднем 3,0—3,5 года.

В настоящее время полуавтоматами НКР-100 снабжаются не только рудники Кривбасса, но и многие другие горнорудные предприятия

Союза, часть станков идет на экспорт. На рудниках и карьерах Норильского, Лениногорского и Зырянского комбинатов применяют станки БМН-3 и НБС-2; ЛПС-3; ЛПС-3 и БА-100.

Из табл. 1 видно, что станки шарошечного бурения широкого пространства не получили. В железорудной промышленности при бурении пород крепостью более 12 единиц по шкале проф. М. М. Протодинского они вообще не применяются. В цветной металлургии станки шарошечного бурения применяются на ряде рудников Алтая, при бурении при этом способе бурения выше, чем при пневмоударном бурении. На Масляном руднике стоимость 1 пог. м скважин при пневмоударном бурении (БА-100) 9 руб., а при шарошечном — 12,46 руб.

ПОГРУЖНЫЕ ПНЕВМОУДАРНИКИ

Наибольшее распространение получили пневмоударники типа М1900, входящие в комплект агрегата БА-100. Станки НКР-100 комплектуются бесклапанным пневмоударником П-1-75 (конструкции НИГРИ), который имеет более простую конструкцию и более технологичен в изготовлении, чем М1900. Однако опыт эксплуатации молотков П-1-75 показал, что в результате быстрого износа пары цилиндр — ударник резко снижаются стойкость и ударная мощность пневмоударников, а это, в свою очередь, вызывает снижение производительности и эффективности пневмоударного бурения.

На рудниках Горного управления КМК получил широкое распространение «безрубашечный» молоток М88Б, сконструированный ИГД СО АН СССР. Основное его достоинство — повышенная износоустойчи-

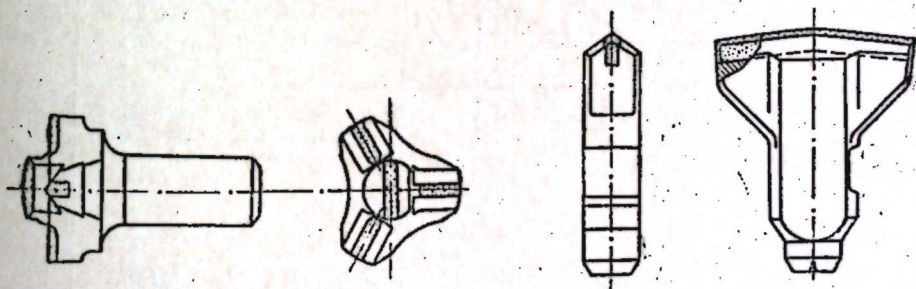


Рис. 1.

Рис. 2.

вость. Так, на рудниках Темир-Тау и Таштагол его стойкость составляет 500 и более погонных метров скважин, в то время как у М1900 только 200—300 пог. м.

Станки ЛПС-3 с пневмоударником П-150 применяются только на рудниках Алтая. По данным Алтайского горно-металлургического научно-исследовательского института, который проводил сравнительные испытания пневмоударников М1900 с трехперой коронкой К100В (рис. 1) и П-150 с коронкой типа однолезвийного долота (рис. 2) на Масляном руднике, среднесменная производительность молотка М1900 на 33% выше пневмоударника П-150.

Данные по стойкости пневмоударников одного и того же типа в породах с примерно одинаковыми свойствами, полученные на различных рудниках, отличаются незначительно. Стойкость же различных по марке пневмоударников колеблется от 90 (П-150) до 550 пог. м (М88Б и М32).

Технико-экономические показатели бурения глубоких взрывных

| Горнорудные предприятия | Крепость буримой породы | Объем работ, пог. м | | Диаметр скважины, м | Глубина скважины, м | Станки | | Пневмоударники | |
|------------------------------|-------------------------|---------------------|---|---------------------|---------------------|----------------------------------|--------------|-------------------------|-----------------------|
| | | годовой (1961 г.) | среднемесяч. (первое полугодие 1962 г.) | | | тип | колич., шт. | тип | стойкость, пог. м |
| Маслянский (Алтай) | 8-16 | 75979 | 4500 | 110 155 155 | 35-45 | БА-100 ЛПС-3 СБ-4 | 15 9 6 | М1900 П-150 — | 150-300 — — |
| Ленинградский (Алтай) | 8-18 | 87920 | 6700 | 155 155 | 25-35 | ЛПС-3 СБ-4 | 29 5 | П-150 — | 100-150 — |
| Им. «40 лет ВЛКСМ» (Алтай) | 10-18 | 42680 | 2560 | 155 155 | 25-35 | ЛПС-3 СБ-4 | 14 12 | П-150 — | 95-130 — |
| «Саксагань» (Кривбасс) | 4-18 | — | 6400 | 105 | 30 | БА-100 НКР-100 | 11 3 | М1900 П-1-75 | 300 |
| «Гигант» (Кривбасс) | 4-10 | — | 10000 [□] | 105 | 30 | БА-100 НКР-100 | 10 3 | М1900 П-1-75 | 400 |
| Новая (Кривбасс) | 6-16 | — | 3100 | 105 | 30 | БА-100 НКР-100 | 12 2 | М1900 П-1-75 | 250 |
| Северная группа (Кривбасс) | 10-20 | — | — | 105 | 30 | БА-100 НКР-100 | — | М1900 М1900 | 150-300 |
| Темир-Тау (КМК) | 12-18 | — | 5700 | 105 110 155 | 50 | БА-100 БА-100-П БА-100-П-1 | 15 15 | М88Б М1900-УК М32 | 500 230-300 500 |
| Таштагол (КМК) | 10-16 | — | 4500 | 105 110 155 | 50 | БА-100 БА-100 БА-100-П-1 | 13 4 | М88Б М1900 М150 | 500 250-300 500 |
| Им. Губкина (КМА) | 10-16 | 23300 | 2000 | 105 | 50 | БА-100 | 13 | М1900 | — |
| Южно-Коробковский (КМА) | 14-18 | 87650 | 6000 | 105 | 50 | БА-100 | 17 | М1900 | — |
| Тырны-Аузский | 16-20 | — | — | 105 | 30 | БА-100 | — | М1900 | — |
| Текели (Казахстан) | 6-14 | — | — | 105 155 | 30-40 | БА-100 СБ-4 | — | М1900 | 250-350 |
| Им. Р. Люксембург (Кривбасс) | 6-15 | — | — | 105 | 50 | БА-100 НКР-100 | — | М1900 П-75 П-1-75 | 250-300 |
| Карьер Норильского комбината | 14-16 | — | — | 105 155 | 20 20 | НБС-1 НБС-2 | 10 | М1900 М150У, -М32 | 220-270 450-550 |
| Первоуральский карьер | 8-10 | — | — | 105 | 12 | БПМ-110 | — | М1900 | — |

Примечания: Объем работ участков глубокого бурения.

++ Стоимость коронок К100В (в 110 мм) Усть-Каменогорского машиностроительного завода.

□ Большой объем работ выполняется станками НКР-100 вращательным способом.

* Стоимость коронок типа К100В (в 110 мм) Кузнецкого машиностроительного

Скважины на ряде горно-рудных предприятий страны в 1961-1962 гг.

Таблица 1

| тип | стоимость, руб. | завод-изготовитель | стойкость коронки, пог. м | | | Производительность на ствм., пог/м | Стоимость 1 пог. м скважины, руб. |
|-----------------------|-----------------------|---|-------------------------------|-----------------------------|-------------------------------|------------------------------------|-----------------------------------|
| | | | на одну заточку | до полного износа | средняя по предприятию | | |
| | | | | | | | |
| К100В++ П-150 | 14,0 | Дарасунский, Поваровский Ленинградский комбинат | 1,0-10,0 0,7-8,0 | 5,0-15,0 3,0-10,0 | 6,0-7,0 | 5,44 | 9,00 |
| 6-6ВК | 74-120 | — | — | 11,0-14,0 | 12,0 | 4,8 | 12,46 |
| П-150 6-6ВК | 74-120 | Ленинградский комбинат | 0,8-7,5 | 2,5-8,0 10,0-14,0 | 3,86 12,2 | 3,5-4,0 4,0-4,3 | 7,74 10,80 |
| П-150 6-6ВК | 74-120 | Ленинградский комбинат | 0,8-5,0 | 2,5-7,0 10,0-13,0 | 3,00 11,0 | 3,57 4,0 | 8,94 12,50 |
| К100В К100В | 10,0 10,0 | Рудник, «Комму- нист» | 5,0 | 17,0 | — | 6,29 | — |
| К100В К100В | 10,0 10,0 | Рудник, «Комму- нист» | 8,0 | 30,0 | — | 8,12 | — |
| К100В К100В | 10,0 10,0 | «Коммунист» | 6,0 | 20,0 | — | — | — |
| К100В К100В | 10,0 10,0 | Рудники, «Коммунист» | 3,0-5,0 | 12-20 | — | 6,0-8,0 | — |
| К100В К100В К15 | 14,40 16,3* — | Кыштымский, Дара- сунский машино- строительный Эксперим. мастерские СО АН | 2,5-3,0 2,5-3,0 4,0-6,0 | до 14,5 до 14,5 до 30 | 4,5 4,5 6,7 | 6,79 | 6,97 |
| К100В К100В К15 | 14,0 16,3* 25,0 | Кыштымский, Да- расунский маши- ностроительный | 2,0-3,0 4,0-6,0 | 8,0-10,0 до 30 | 3,0-5,0 6,0-7,0 8,0-8,5 | 6,5 | 6,00 |
| К100В | 10,0 | Старооскольский | 0,8-2,5 | 2,6-7,8 | 4,2 | 4,6 | 9,50 |
| К100В | 10,0 | Старооскольский | 0,8-2,0 | 2,5-7,5 | 3,9 | 4,2 | 9,80 |
| К100В | 10,0 | Старооскольский | 0,7-1,5 | 2,0-5,0 | 3,0 | 2,5-3,0 | 7,90 |
| К100В 6-6ВК | — 120,0 | Алма-Атинский РМЗ | 3,0-5,5 — | 8,0-22,0 18,0 | 10,0 12,0 | 5,4 5,8 | 11,61 13,40 |
| К100В К100В | 10,0 10,0 | «Коммунист» | 4,5-6,2 | 22-25 | — | — | — |
| К100В К15 | — 50,0 | Кыштымский, Поваровский | 7,0-8,0 | 15-30 | 20,0 | 5,5 7,5 | 13,00 15,00 |
| К100В | — | — | — | — | — | 25,0 | 8,00 |

тельного завода 21,0. руб.

завода.

БУРОВЫЕ КОРОНКИ

Погружные молотки М1900, П-1-75 и М88Б работают с буровым инструментом типа К100В (трехперая коронка диаметром 105 мм с опережающим лезвием). Пневмоударники М32 применяются с инструментом типа К15 (рис. 3) (четырёхперая коронка диаметром 155 мм с опережающим лезвием). Коронки молотка типа П-150 — однолезвийное долото диаметром 155 мм конструкции Лениногорского комбината.

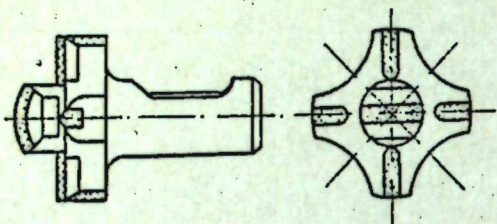


Рис. 3.

Однодолотчатая форма коронок дает наибольшее отклонение поперечного сечения скважин от круглой формы и имеет наибольшую величину износа по диаметру. Потеря диаметра при бурении коронкой типа П150 составляет примерно 1 мм/пог. м скважины, поэтому на рудниках Лениногорского полиметаллического комбината скважину глубиной 25—35 м начинают бурить коронкой $\varnothing 165$ мм и кончают $\varnothing 130$ мм. На рудниках КМАруда, где более сложные горногеологические условия, при бурении пневмоударником М1900 с коронкой К100В потеря диаметра в три раза меньше.

Основными критериями коронок, определяющими их надежность и эффективность, являются стойкость и скорость бурения, что в свою очередь зависит от крепости буримой породы, конструкции коронок и качества их изготовления, от параметров пневмоударников и станков. Поэтому на рудниках, имеющих одинаковую крепость породы, коронки разных типов и даже коронки одного и того же типа имеют различную стойкость (см. табл. 1). Из таблицы видно, что основным инструментом для пневмоударного бурения служат коронки типа К100В. Но несмотря на широкое распространение последних, они имеют довольно низкую стойкость и износоупорность. В апреле 1960 г. на руднике Темир-Тау было запланировано израсходовать 180 коронок, фактически же из-за низкого качества их было израсходовано почти в 2 раза больше. При стоимости одной коронки 15,3 руб. (средняя стоимость различных заводов-изготовителей) только за апрель перерасход по инструменту составил 2,5 тыс. руб.

В настоящее время основной причиной выхода из строя коронок является низкое качество пластин твердого сплава, недостаточно отработанная технология пайки и неудовлетворительная прочность корпусов бурового инструмента. По данным филиала ИГД им. Скопинского, на рудниках КМА-руда в 1960 г. из 5073 штук коронок К100В Староосколь-

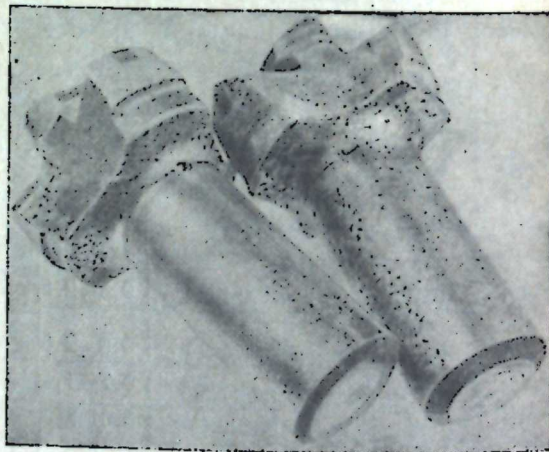


Рис. 4.

ского завода вследствие выкрашивания твердого сплава и поломок корпусов вышло из строя 4640, т. е. 91,5%.

В течение 1960—1962 гг. на руднике Темир-Тау проводились испытания коронок К100В, изготовленных Кузнецким машиностроительным заводом. Они показали, что около 60% пневмобурового инструмента выходит из строя с выкрошенными пластинами твердого сплава, 21% — из-за выпадения пластин, 13% — в связи с поломкой корпусов коронок (рис. 4) (по нижнему радиусу шпоночного паза и по сопряжению хвостовика коронки с ее рабочей головкой) и только 6% работали до полного износа.

На рудниках Кривбасса при бурении пневмоударником М1900 с коронкой К100В пород крепостью 10—14 единиц стойкость бурового инструмента составляет 10—12 пог. м, достигая в отдельных случаях 35 пог. м. При бурении пород крепостью 16—20 единиц стойкость инструмента составляет 0,3—0,5 пог. м скважин, достигая в отдельных случаях 10 пог. м. Коронка подвергается перезаточке, как правило, 1—2, реже 2—3 раза. По самым крепким абразивным породам на рудниках Северной группы Кривбасса стойкость забойного инструмента до заточки составляет 0,3—0,5 пог. м. Основная причина выхода из строя коронок — выкрашивание пластин твердого сплава. В связи с низкой износостойкостью и прочностью пластин твердого сплава и корпусов коронок потребность в пневмоударном инструменте в целом по Кривбассу составляет 12—15 тыс. штук в год.

С 1961 г. на некоторых рудниках Кривбасса ведутся работы по переходу на бурение скважин диаметром 80 мм, так как более густая сетка скважин такого диаметра позволяет значительно сократить выход негабарита. Для бурения скважин диаметром 80 мм применялись пневмоударники М29, конструкции ИГД СО АН СССР, с трехперой коронкой К17 ($\varnothing 85$ мм с опережающим лезвием). При бурении этими молотками пород крепостью 14—16 единиц станком БА-100 около 50% испытанных коронок К17 вышли из строя из-за поломок хвостовиков. После упрочнения хвостовиков путем изменения их размеров поломки последних резко сократились, но коронки все-таки выходили из строя вследствие выкрашивания и выпадения пластин твердого сплава.

В ИГД СО АН СССР создан пневмоударник М29Т, у которого вес ударника почти равен весу коронки. Испытание такого пневмоударника с коронкой К17 показало, что стойкость забойного инструмента значительно увеличивается. Одна коронка проходит до полного износа по породам крепостью 16—18 единиц более 20 пог. м скважин и выдерживает 6—8 переточек. Несмотря на некоторое уменьшение числа ударов молотка по сравнению с пневмоударником М29, снижения скорости бурения не наблюдалось, а производительность бурения за смену возросла.

Необходимо отметить, что, несмотря на сравнительно небольшой процент выхода из строя коронок в связи с поломками корпусов, они обычно приводят к сложным авариям, ликвидация которых связана с большой затратой рабочего времени и средств. Затраты на ликвидацию аварий с поломками корпусов коронок (по данным анализа ряда рудников Союза) составляют примерно 4,0 млн. руб. ежегодно, почти столько же, сколько необходимо затратить на изготовление годового количества новых буровых коронок типа К100В.

В период эксплуатации коронок на их стойкость значительно влияет способ и качество заточки.

На обследованных горнорудных предприятиях заточка производится кустарно, без приспособлений и часто без охлаждения, что приводит

Таблица 2

Калькуляция пневмоударного бурения по Масляинскому руднику

| Наименование расходов | Расход материалов на месячный объем, шт. | Январь 1962 г. | | Февраль 1962 г. | | |
|---------------------------------|--|----------------|-------------------------|-----------------|-------------------------|-------|
| | | Сумма, руб. | Сумма на 1 пог. м, руб. | Сумма, руб. | Сумма на 1 пог. м, руб. | |
| Пробурено за месяц | | 4341,2 | пог. м | 4638,2 | пог. м | |
| Коронки К100В | 809 | 16142,32 | 3,718 | 507 | 10408,50 | 2,244 |
| Шпонки | 105 | 248,30 | 0,058 | 75 | 157,50 | 0,034 |
| Штанги ø 50 мм | 31 | 424,70 | 0,098 | 47 | 643,90 | 0,139 |
| Молотки М1900 | 29 | 4060 | 0,935 | 10 | 1400 | 0,302 |
| Прочие материалы | — | — | 0,227 | — | — | 0,019 |
| Электроэнергия | — | — | 0,043 | — | — | 0,033 |
| Сжатый воздух | — | — | 0,864 | — | — | 0,786 |
| Бурозаправка | — | — | 0,148 | — | — | 0,111 |
| Зарплата основная | — | — | 2,130 | — | — | 1,996 |
| Зарплата дополнительная | — | — | 0,213 | — | — | 0,220 |
| Начисления | — | — | 0,186 | — | — | 0,175 |
| Всего стоимость бурения, пог. м | | | 8,62 | | | 6,059 |

Примечание. Стоимость 1 м³ сжатого воздуха 0,2 коп., 1 квт электроэнергии 1 коп.

к ослаблению пластин твердого сплава и снижению стойкости бурового инструмента.

Для удобства учета и контроля работы бурового инструмента заводам-изготовителям необходимо маркировать свою продукцию таким образом, чтобы в процессе эксплуатации маркировка не стиралась.

В настоящее время бурение — одна из трудоемких и дорогостоящих операций при разработке крепких руд. Распределение расходов при пневмоударном бурении хорошо видно из табл. 2. Основная часть затрат (30—40%) приходится на пневмобуровой инструмент. Следовательно, для снижения себестоимости бурения необходимо сократить этот вид расходов, увеличивая стойкость коронок.

ВЫВОДЫ

1. На большинстве рудников Союза бурение скважин в горных породах средней и высокой крепости производится погружными пневматическими молотками (пневмоударниками).

2. При бурении в подземных условиях наибольшее распространение получили станки БА-100 с пневмоударниками М1900 и коронками К100В.

3. Основные причины поломок бурового инструмента — недостаточная совершенная конструкция коронки, низкое качество пластин твердого сплава и плохая их пайка.

4. На многих рудниках заточка коронок производится вручную, что значительно уменьшает их стойкость.

Институт горного дела
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
16/IV 1964

В. Д. РАБКО

ИССЛЕДОВАНИЕ ТРЕНИЯ ПРИ ВНУТРЕННЕМ КАЧЕНИИ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ТЕЛ

Согласно гипотезам, существующим в настоящее время, причинами возникновения сопротивления при качении считаются следующие факторы: 1) межповерхностное скольжение за счет неодинаковой деформации катящихся тел; 2) поверхностное действие молекулярных сил притяжения и отталкивания; 3) сваривание контакта тел в направлении движения и непрерывное разрушение его; 4) несовершенство упругих свойств катящихся тел.

Д. В. Конвисаров [1, 2] считает, что все перечисленные выше факторы действуют одновременно и силы сопротивления качению подразделяются на внешние и внутренние. Межповерхностное скольжение, поверхностное действие молекулярных сил и сваривание в контакте создают внешние силы, а несовершенство упругих свойств (потери на гистерезис и релаксацию) — внутренние силы. В этом проявляется двойственность природы трения качения.

Для изучения процесса качения при небольших скоростях наиболее точным и простым является маятниковый прибор. Приборы такого типа применялись для исследования трения при качении шара и цилиндра по плоскости и шара по шару [2—5].

В настоящей работе приведены результаты исследования трения при внутреннем качении цилиндрических тел, которое имеет место в планетарных вибраторах, насосах, различных рычажно-кулачковых и фрикционных механизмах. Некоторые результаты исследования могут быть использованы для анализа работы роликовых опор.

Целью настоящей работы было установление качественной и количественной зависимости трения качения от ряда факторов. Коэффициент трения качения определялся в зависимости от скорости качения, нагрузки, удельного давления, смазки, радиусов кривизны и материала тел качения. Для установления связи с ранее выполненными работами были определены некоторые зависимости для коэффициента трения при качении цилиндра по плоскости.

Эксперименты проводились на маятниковом приборе, теория которого рассмотрена в работе [6]. Схема прибора приведена на рис. 1. Маятник состоит из цилиндра 3, к которому жестко прикреплен стержень 6 с грузом 7. При колебании маятника цилиндр 3 перекатывается по внутренней поверхности кольца 2. Корпус прибора 1 свободно опирается на кронштейн 5, что обеспечивает равномерное рас-

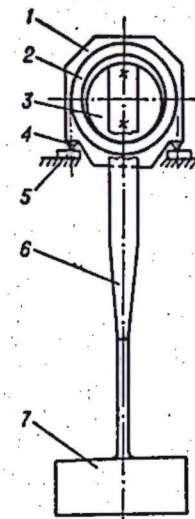


Рис. 1.

пределение веса маятника по линии контакта цилиндра 3 с кольцом 2. На конце стержня 6 был установлен конденсор, и колебания маятника записывались при помощи светового луча на равномерно движущейся фотобумаге. Для этой цели был приспособлен осциллограф ОТ-24. Каждая десятая амплитуда осциллограммы замерялась на инструментальном микроскопе с точностью 0,1—0,15%.

Коэффициент трения качения определялся по формуле [6]

$$k = \frac{r(z + \lambda)}{2} \Delta \alpha,$$

где $z = \frac{r}{R - r}$, R и r — радиусы кольца и цилиндра, $\lambda = \frac{a}{r}$, a — расстояние от оси цилиндра до центра тяжести маятника и $\Delta \alpha$ — угловое затухание маятника.

Средняя величина скорости качения цилиндра за период и угловое затухание определялись как средние за десять колебаний по формулам:

$$v = \frac{(A_n + A_{n+10}) Rz}{T(L - r)} \quad \text{и} \quad \Delta \alpha = \frac{A_{n+10} - A_n}{20L},$$

здесь A — амплитуда колебания, T — период и L — расстояние от фотобумаги до оси цилиндра. Момент трения качения $M = kP$ (P — нагрузка).

Отношение z варьировалось за счет изменения диаметров цилиндров и было равно 5, 10 и 20. Внутренний диаметр кольца 2 во всех опытах оставался неизменным — 110 мм, а длина контактной площадки l изменялась и была равна 4 и 20 мм. Для обеспечения постоянного давления на единицу площади контакта при различных отношениях z изменялась нагрузка. При длине контактной площадки 4 мм и $z=5$ вес маятника был 17,4 кг, при $z=10$ — 34,8 кг, а при $z=20$ — 69,6 кг.

И. Я. Штаерман [7] показывает, что если $\frac{P}{E(R - r)l} < 0,02$ (E — модуль продольной упругости), то для расчета контактных напряжений можно пользоваться формулами Герца. В нашем случае это отношение имеет величину порядка 10^{-4} . Наибольшее удельное давление, определенное для $z=5, 10$ и 20 при соответствующих нагрузках и $l=4$ мм, $q_0 = 776$ кг/см². Показатель точности экспериментов не превышал 5,5%, а вариационный коэффициент — 10%.

ЗАВИСИМОСТЬ ТРЕНИЯ КАЧЕНИЯ ОТ РАЗЛИЧНЫХ ФАКТОРОВ

1. Скорость качения. Эксперименты проводились при следующих условиях: материал кольца и цилиндров — сталь ШХ15, закаленная до твердости HRC 60—62, поверхности качения шлифованные, класс чистоты $\nabla 8$. Перед каждым опытом они тщательно протирались этиловым спиртом. Для различных отношений z и $l=4$ мм наибольшее удельное давление $q_0 = 776$ кг/см² сохранялось постоянным.

Зависимости коэффициента трения качения от скорости (рис. 2) изображаются кривыми параболического типа. В общем виде коэффициент трения качения $k = B_0 + B_1 v + B_2 v^2$ см. Значения B_0, B_1 и B_2 для $z=5, 10$ и 20 приведены в табл. 1.

При том же удельном давлении и $l=4$ мм были проведены опыты по качению цилиндра диаметром 100 мм по плоскости. В этом случае коэффициент трения качения увеличивается пропорционально скорости

качения. При увеличении скорости от 0,8 до 2 мм/сек коэффициент k возрастает с $7 \cdot 10^{-5}$ до $16 \cdot 10^{-5}$ см.

Значительный рост коэффициента трения при увеличении скорости качения в данном случае можно объяснить тем, что повышение скорости приводит к увеличению микроперемещений поверхностных слоев и межповерхностного скольжения, а также возможным незначительным проскальзыванием в зоне контакта.

2. Нагрузка и удельное давление. На рис. 3 приведены кривые, показывающие изменение момента и коэффициента трения ка-

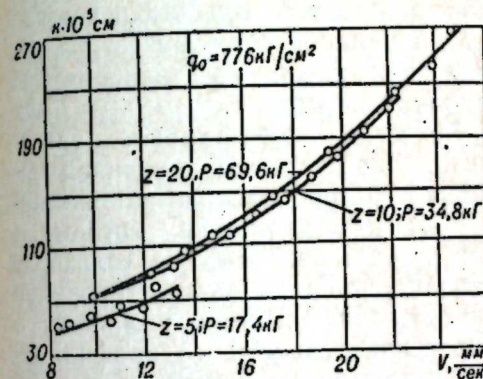


Рис. 2.

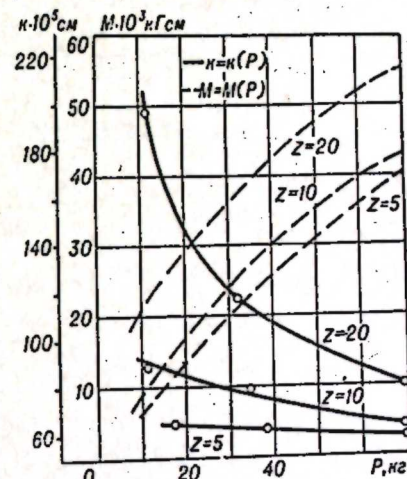


Рис. 3.

чения от нагрузки при постоянной скорости качения $v=11$ мм/сек и длине контактной площадки $l=4$ мм. Материал кольца и цилиндра — закаленная сталь ШХ15. Зависимости момента и коэффициента трения качения от нагрузки (среднего удельного давления) могут быть представлены степенными функциями:

$$M = C_0 P^n, \quad k = C_0 P^{n-1} \quad \text{и} \quad M = C_1 q_0^z, \quad k = C_2 q_0^{z(n-1)}.$$

Значения коэффициентов и показателя степени приведены в табл. 1. Из таблицы видно, что с увеличением отношения z показатель степени n уменьшается. Можно предположить, что при z порядка 35—40 n будет меньше нуля и момент трения качения станет расти не только за счет

Таблица 1

| Коэффициенты | Отношение z | | | Примечание |
|------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|--|
| | 5 | 10 | 20 | |
| $B_0 \cdot 10^5$ | 2 | 147 | 127 | При постоянном удельном давлении в контакте $q_0 = 776$ кг/см ² |
| $B_1 \cdot 10^5$ | 5 | -15 | -13,3 | |
| $B_2 \cdot 10^5$ | 0,047 | 0,83 | 0,8 | |
| C_0 | $7,98 \cdot 10^{-4}$ | $14,4 \cdot 10^{-4}$ | $66,8 \cdot 10^{-4}$ | При постоянной скорости качения $v = 11$ мм/сек |
| C_1 | $76,2 \cdot 10^{-9}$ | $79 \cdot 10^{-9}$ | $0,92 \cdot 10^{-4}$ | |
| C_2 | $1,6 \cdot 10^{-4}$ | $83,6 \cdot 10^{-4}$ | $49,5 \cdot 10^{-3}$ | |
| Показатель степени n | 0,93 | 0,81 | 0,50 | |

увеличения нагрузки, но и коэффициента k . Качение при таких значениях z должно сопровождаться значительными потерями энергии.

В случае качения цилиндра по плоскости ($z=0$) с постоянной скоростью показатель степени близок к единице и коэффициент трения качения мало зависит от нагрузки. Падение коэффициента трения качения с увеличением нагрузки отмечают Хеллинг [8] и Сасаки Токио [9].

Для того, чтобы определить, как изменяется коэффициент трения качения в зависимости от удельного давления при постоянной нагрузке, изменялась длина контактной площадки. Эксперименты показали, что при $z=10$, $P=11,6$ кг, $l=4$ мм ($q_0=449$ кг/см²) и $v=11$ мм/сек коэффициент трения качения $k=89 \cdot 10^{-5}$ см, а при $l=20$ мм ($q_0=204$ кг/см²) коэффициент $k=58 \cdot 10^{-5}$ см. Следовательно, при увеличении удельного

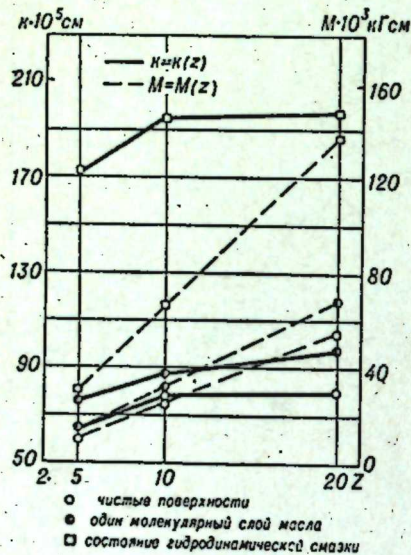


Рис. 4.

давления только за счет изменения длины контактной площадки коэффициент трения качения растет, а при увеличении удельного давления за счет нагрузки падает.

Значения коэффициента трения качения определяются величиной и характером распределения напряжений на контактной площадке, которые, в свою очередь, зависят не только от величины площади контактирования, но и от ее конфигурации в плане и степени искривленности ее профиля [2]. При увеличении удельного давления за счет нагрузки форма контактной площадки в плане изменяется незначительно, и момент трения качения увеличивается в результате роста напряжений на контактной площадке. В случае же увеличения удельного давления путем уменьшения длины контактной площадки форма ее сильно

изменяется и происходит перераспределение напряжений, в основном по длине контактной площадки. Здесь нельзя не учитывать влияния краевого эффекта. Момент трения качения увеличивается в результате изменения не только величины напряжений, но и характера их распределения.

3. Радиусы кривизны контактируемых цилиндров и смазка. Для каждого отношения z опыты по определению сопротивления качения проводились при следующих состояниях поверхностей: 1) поверхности качения протирались этиловым спиртом; 2) на поверхности кольца и цилиндра наносился один молекулярный слой машинного масла СУ (ГОСТ 1707-51) по методу, описанному Б. В. Дерягиным [11] (состояние граничной смазки); 3) поверхности качения смазывались машинным маслом СУ (состояние гидродинамической смазки).

Материал цилиндров, твердость и чистота обработки поверхностей были те же, что и в предыдущем эксперименте.

На рис. 4 показана зависимость момента и коэффициента трения качения от отношения z и смазки при постоянной скорости качения $v=11$ мм/сек, постоянном удельном давлении $q_0=776$ кг/см² ($P=11,6$; $v=69,6$ кг) и длине контактной площадки $l=4$ мм. Из этих зависимостей видно, что на сопротивление качения значительно влияет смазка. Мо-

мент и коэффициент трения качения имеют наибольшие значения в условиях гидродинамической смазки. В этом случае силы молекулярного момента приходится преодолевать силы внутреннего трения смазки, находящейся между телами качения.

Установить зависимость коэффициента трения качения только от радиусов кривизны цилиндров не представляется возможным, так как с увеличением отношения z при постоянном удельном давлении изменяются нагрузка и ширина контактной площадки. В случае сохранения постоянной нагрузки изменяются удельное давление и ширина контактной площадки.

Как было показано выше, с увеличением нагрузки растет момент и падает коэффициент трения качения. При изменении же радиусов кривизны цилиндров как момент, так и коэффициент трения качения увеличиваются (рис. 4), причем момент растет пропорционально z . Следовательно, на сопротивление при внутреннем качении цилиндрических тел существенно влияет величина дуги контакта цилиндров и форма контактной площадки. С увеличением отношения z увеличивается дуга контакта и искривленность профиля контактной площадки, что приводит к росту межповерхностного скольжения.

4. Материал перекаты валяющихся тел. Двойственность природы трения качения заключается в том, что наряду с внешними силами сопротивления существуют внутренние силы, определяемые физико-механическими свойствами материалов тел качения.

В данной серии опытов эксперименты проводились с цилиндрами из материалов, имеющих различную твердость и упругие характеристики: закаленная сталь ШХ15, термически необработанная нержавеющая сталь IX13, сталь 3 и медь М2. Кольцо было изготовлено из закаленной стали ШХ15. Диаметр цилиндров 100 мм, кольца 110 мм. Длина контактной площадки $l=4$ мм. Поверхности качения, имеющие чистоту обработки $\nabla 7 - \nabla 8$, перед каждым опытом тщательно протирались этиловым спиртом. Коэффициент трения качения определялся при постоянной нагрузке $P=11,6$ кг (изменялось удельное давление) и при постоянном удельном давлении $q_0=776$ кг/см² (изменялась нагрузка).

На рис. 5 приведены зависимости коэффициента трения качения от скорости и материала тел качения при $P=11,6$ кг. В этом случае вид функций $k=k(v)$ для мягких материалов (медь, сталь 3 и сталь IX13) значительно отличается от вида такой же зависимости для закаленной стали ШХ15.

При качении тех же цилиндров при постоянном удельном давлении вид функций $k=k(v)$ одинаков как для материалов с низкой твердостью, так и для закаленной стали ШХ15 (на рис. 5 эти зависимости не показаны).

Поверхностное увеличение твердости тел качения не приводит к значительному уменьшению сопротивления при качении (были проведены опыты с хромированным медным цилиндром). В этом случае наблюда-

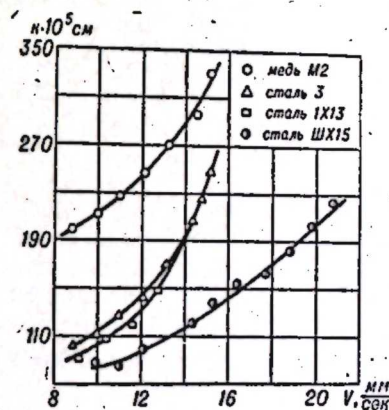


Рис. 5.

ется только более плавное увеличение коэффициента k с ростом скорости качения.

В опытах с разными материалами при одинаковой нагрузке удельное давление в контакте, подсчитанное по формуле Герца, изменяется незначительно (табл. 2). Однако известно, что потери энергии при качении определяются не только величиной удельного давления, но и внут-

Таблица 2

| Характеристики материала | Материал | | | | Примечание |
|--|------------|------------|---------|---------|------------------------------------|
| | сталь ШХ15 | сталь 1Х13 | сталь 3 | мель М2 | |
| Твердость НВ | 627 | 146 | 89 | 35 | |
| Модуль продольной упругости $E \cdot 10^{-8}$ кг/см ² | 2,2 | ~2,1 | ~2 | 1,2 | |
| Коэффициент Пуассона μ | 0,29 | 0,28 | 0,28 | 0,22 | |
| Наибольшее удельное давление $q_0 = 776$ кг/см ² | 449 | ~442 | ~438 | 370 | При нагрузке $P = 11,6$ кг |
| Объемная деформация $\theta \cdot 10^5$ | 22,1 | 22,6 | 24,6 | 42,2 | |
| | 38,2 | 41,6 | 43,6 | 83,2 | При $q_0 = 776$ кг/см ² |

ренним трением и несовершенством упругих свойств материалов. Этим можно объяснить меньшую величину коэффициента трения в случае качения цилиндра из закаленной стали ШХ15.

Следовательно, на характер зависимости коэффициента трения качения от скорости влияет твердость поверхностных слоев тел качения, а на его величину — внутреннее трение и несовершенство упругих свойств материала.

ВЫВОДЫ

1. Коэффициент трения качения при внутреннем качении цилиндрических тел растет с увеличением скорости качения, удельного давления при постоянной нагрузке, радиуса катящегося цилиндра (отношения z) и смазки (при нагрузках порядка 11—70 кг).

2. При постоянной скорости качения и $z \leq 20$ с увеличением нагрузки (удельного давления) коэффициент трения качения уменьшается, а момент растет.

3. Чем ниже упругие характеристики материалов тел качения (больше внутреннее трение и упругое несовершенство), тем больше значения коэффициента трения качения.

4. На вид зависимости коэффициента трения качения от скорости влияют поверхностная твердость тел качения и отношение z . Чем больше дуга контакта цилиндра, т. е. отношение z , и меньше поверхностная твердость цилиндров, тем сильнее эта зависимость отличается от линейной.

ЛИТЕРАТУРА

1. Д. В. Конвисаров. Исследование трения второго рода методом маятниковых колебаний.— Тр. Сиб. физико-технич. ин-та, 1949, вып. 28.
2. Д. В. Конвисаров, А. А. Покровская. Влияние радиусов кривизны цилиндрических тел на их сопротивление перекатыванию при различных нагрузках.— Тр. Сиб. физико-технич. ин-та, 1955, вып. 34.

3. А. С. Ахматов. Влияние профиля и физико-химических свойств трущихся поверхностей на вид зависимости сил трения от скорости.— В сб. «Трение и износ в машинах», 1940, т. 2.
4. Я. Б. Гафт. Исследование коэффициента трения качения.— Автореф. дисс., 1953.
5. D. Tabor. The mechanism of rolling friction. Proc. Roy. Soc., 1955, Ser. A, vol. 229, p. 198.
6. И. А. Кунин, В. Д. Рабко. Маятниковый прибор для определения коэффициента трения качения.— Изв. Сиб. отд. АН СССР, 1961, № 8.
7. И. Я. Штаерман. Контактная задача теории упругости. М., Гостехиздат, 1949.
8. B. S. Halling. A machine for the measurement of rolling friction. Journal of Scientific Instruments, 1955, vol. 32, № 1, January.
9. Сасаки Токюо, Окино Норно и Оцука Масонари. Исследование трения качения при высокой скорости. Сообщ. 2. Нихон гаккай ромбунсю. Trans. Japan Soc. Mech. Engrs., 1960, part. 3, v. 26, № 169.
10. Справочник машиностроителя, т. 3. М., Техиздат, 1962.
11. Б. В. Дерягин. Что такое трение? М., Изд. АН СССР, 1963.

И. А. НЕДОРЕЗОВ, Д. И. ФЕДОРОВ,
А. И. ФЕДУЛОВ, Ю. М. ХАМЧУКОВ

О СОЗДАНИИ И ЭФФЕКТИВНОСТИ КОВШЕЙ АКТИВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Мерзлые грунты имеют большую прочность, и поэтому почти все землеройные машины мало используются в зимний период. Например, экскаватор с прямой лопатой (емкость ковша 0,65—1,25 м³ и более) может разрабатывать грунт в целике, промерзший на глубину лишь до 15—30 см. Объясняется это тем, что если временное сопротивление сжатию талых грунтов 4—6 кг/см², то для мерзлых грунтов оно при определенных условиях увеличивается до 200 кг/см² и более. Для успешного выполнения огромных задач в области строительства необходимо эффективное производство земляных работ в течение всего года.

Научно-исследовательскими, проектно-конструкторскими и строительными организациями к настоящему времени создано более 30 типов механизмов и машин для разработки мерзлого грунта. Но почти все машины и механизмы производят в основном только рыхление мерзлого грунта, т. е. подготовку его к экскавации. Универсальная машина, способная производить и рыхление и экскавацию грунта, с производительностью, близкой к производительности в летних условиях, еще не создана. Решение этой задачи даст возможность не только увеличить на 20—25% общий объем земляных работ, выполняемых ежегодно в стране [1], но и снизить затраты на их выполнение.

Один из возможных вариантов такой машины — экскаватор, снабженный ковшем с активной кромкой, т. е. с установленными на его передней стенке пневматическими машинами ударного действия, воздействующими на зубья.

Идея создания экскаваторного ковша активного действия не нова. Начиная с 1937 г. авторские свидетельства на экскаваторные ковши активного действия были получены [2, 3] Ю. С. Верниковским, Г. В. Родионовым, В. Н. Липецом, А. Н. Зелениным, Д. Д. Барканом, Н. С. Шкуренко и др. За последнее время было создано и испытано несколько вариантов подобных ковшей, например ковши ИГД АН СССР им. А. А. Скочинского в Москве [4], Лаборатории механизации горных работ Западно-Сибирского филиала АН СССР в г. Новосибирске [5]. В 1956 г. Лабораторией динамики грунтов НИИ оснований и подземных сооружений Академии архитектуры и строительства СССР в Свердловске проводились испытания виброковша [6]. Все проведенные испытания показали целесообразность создания подобных ковшей экскаваторов. Но не был накоплен экспериментально-теоретический материал по обоснованию параметров ударной части, мало исследован процесс ударного разрушения мерзлого грунта. Все это не позволило создать реальной машины, способной эффективно разрабатывать мерзлый грунт.

В период 1961—1963 гг. Всесоюзным научно-исследовательским институтом транспортного строительства Гостранстроя СССР совместно с

Институтом горного дела Сибирского отделения АН СССР были проведены работы по разрушению мерзлого грунта и определению основных принципов конструирования ковшей активного действия, некоторые результаты которых освещаются в настоящей статье.

Мерзлый грунт разрушался с помощью блоков ударного действия, которые впоследствии предполагалось использовать в конструкции ковша. Блок представлял собой установленную на силомерную тележку мощную пневматическую машину ударного действия, наносящую удары по зубу (энергия удара 45 кгм, частота 900 уд/мин при давлении 5 атм). Питание машин воздухом осуществлялось от компрессора производительностью 9 м³ через дополнительный ресивер емкостью 3 м³. Машина удар-

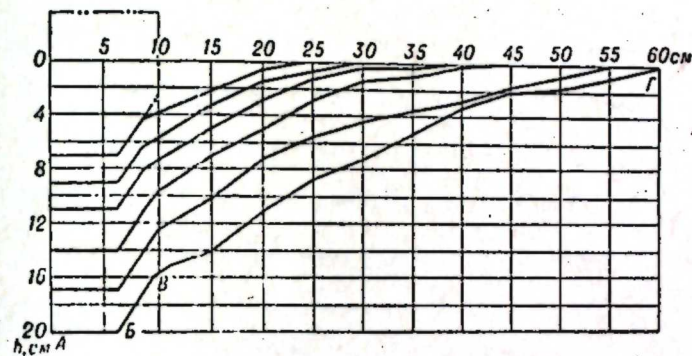


Рис. 1. Форма следа разрушения.

ного действия имела автомат запуска, позволяющий включать ее в работу при величине усилий, действующих по оси зуба, около 500 кг. На силомерную тележку можно было ставить и два блока.

Блоки ударного действия устанавливались под углом 25° к поверхности грунта. Грунт опытной площадки супесчаный, со средней влажностью около 18%. Скорость разрушения мерзлого грунта в процессе опытов колебалась от 0,05 до 1,2 м/сек, толщина разрушаемого слоя — от 3 до 25 см. Число ударов, изменявшееся от 70 до 180 при изменении температуры грунта от -2,5° до -8°С, измерялось по плотномеру ДорНИИ. Возникающие при резании вертикальные и горизонтальные составляющие усилия на зубе ударного блока, а также скорость перемещения тележки записывались на ленту осциллографа. Одновременно фиксировалось изменение давления воздуха в системе манометром-самписцем, а расход воздуха — дифференциальным манометром. Поэтому в процессе обработки осциллограмм появилась возможность определить величину энергетических затрат не только на перемещение тележки, но и на привод машин ударного действия.

Процесс динамического разрушения мерзлого грунта сопровождается периодическим отделением элементов скола. В этот момент тяговые усилия резко падают, а затем по мере смятия мерзлого грунта зубом до следующего отделения элемента усилия снова растут. При этом коэффициент неравномерности тяговых усилий составляет в среднем 30—40%, достигая в отдельных случаях 50%.

Характер процесса послойного разрушения мерзлого грунта блоками ударного действия во многом сходен с процессом обычного резания как мерзлых, так и некоторых видов прочных грунтов. После прохода зуба блока ударного действия остается след, имеющий в сечении вид, близкий к трапеции (рис. 1). Угол АБВ постоянен, так как копирует профиль зуба, причем величина БВ увеличивается с возрастанием глубины

резания, определяя при этом, по наблюдениям, зону смятия. За точкой В след разрушения имеет небольшую выпуклость, сохраняя примерно постоянный угол наклона к горизонту, равный $25-30^\circ$. Дно следа, затертое лезвием и частью боковых кромок (АБВ), гладкое, а на боковой поверхности (ВГ) ясно выражены неровности, характерные для разрушения отрывом. В связи с этим можно допустить, что в процессе разрушения под воздействием напряжений в зоне АБВ происходит смятие мерзлого грунта и сдвиг, а по поверхности ВГ — разрыв. Это совпадает с данными, имеющимися в литературе [7], где указывается, что в зоне воздействия зуба рабочего органа на любой грунт возникает сложное на-

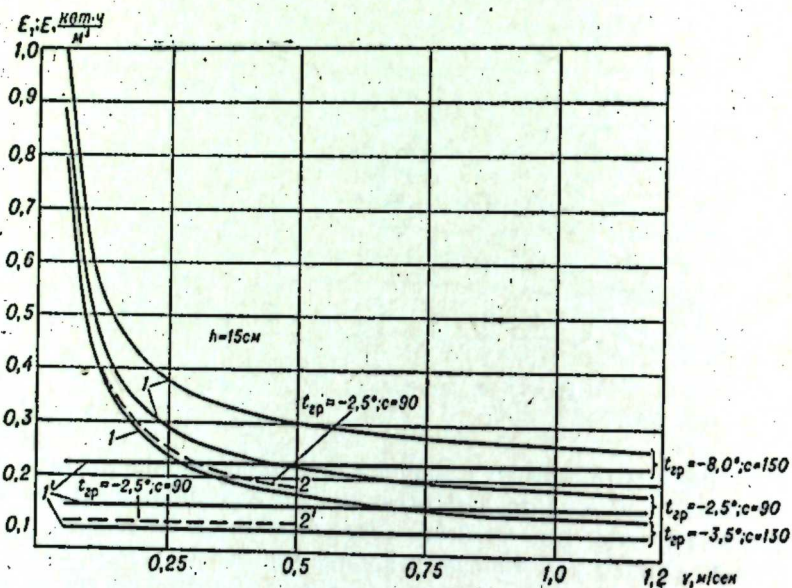


Рис. 2. Зависимость удельной энергоёмкости по приводу перемещений E_T и суммарной удельной энергоёмкости E от изменения скорости перемещения силомерной тележки v для одного и двух зубьев. Суммарная удельная энергоёмкость: 1 — для одного зуба; 2 — для двух зубьев; удельная энергоёмкость по приводу перемещения: 1' — для одного зуба; 2' — для двух зубьев.

пряженное состояние, но разрушение наступает только от деформаций разрыва или сдвига. Мерзлые грунты, особенно при низких температурах, имеют значительно большую прочность на сжатие и сдвиг, чем на разрыв. Из сказанного выше можно также сделать вывод об энергетической целесообразности разрушения мерзлого грунта более толстыми слоями, так как, по наблюдениям, с увеличением слоя разрушения зона смятия растёт медленнее толщины разрушаемого слоя.

Процесс разрушения мерзлого грунта носит подобный характер и при двух блоках ударного действия, установленных на некотором расстоянии друг от друга. Здесь после каждого прохода в мерзлом грунте оставалось два следа разрушения с гребнем неразрушенного грунта между ними примерно треугольного поперечного сечения. Величина гребня уменьшается с возрастанием толщины разрушаемого слоя и сокращением расстояния между зубьями, так как при этом улучшается взаимодействие зубьев. Анализ результатов опытов с двумя блоками ударного действия показал, что изменение расстояния между ними не оказывает существенного влияния на энергоёмкость процесса разрушения мерзлого грунта. Поэтому при определении оптимального расстояния между

зубьями учитывались лишь условия образования гребней между ними. Так, при расстоянии между зубьями 28 см и глубине резания 14 см гребень имеет высоту около 9 см, а при расстоянии 12,5 и 16,5 см гребни исчезали уже на глубине 9—11 см.

Одной из основных оценок процесса разрушения является величина удельной энергоёмкости $\left(\frac{\text{кВт} \cdot \text{ч}}{\text{м}^3}\right)$, для данного случая принята как отношение всей затраченной мощности к интенсивности разрушения. Общая удельная энергоёмкость разрушения мерзлого грунта складывается из удельной энергоёмкости по приводу перемещения E_T и удельной энергоёмкости по расходу воздуха $E_{\text{вв}}$

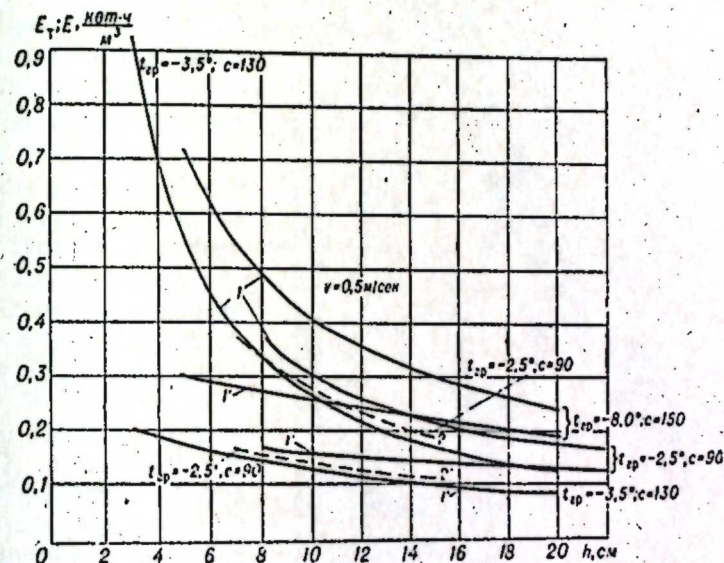


Рис. 3. Зависимость удельной энергоёмкости по приводу перемещения E_T и суммарной удельной энергоёмкости E от изменения толщины разрушаемого слоя h для одного и двух зубьев.

Суммарная удельная энергоёмкость: 1 — для одного зуба; 2 — для двух зубьев; удельная энергоёмкость по приводу перемещения: 1' — для одного зуба; 2' — для двух зубьев.

В наших опытах удельная энергоёмкость уменьшается с возрастанием толщины разрушаемого слоя и скорости перемещения рабочего органа. Наиболее интенсивно энергоёмкость снижается при изменении скорости от 0,05 до 0,5 м/сек. (рис. 2). Минимальная удельная энергоёмкость соответствует толщине разрушаемого слоя, равным 20—22 см (рис. 3). Это предельные глубины, которые еще могут прорабатывать блоки ударного действия с энергией удара 45 кгм. Доля энергетических затрат, идущих на привод машины ударного действия, снижается с увеличением толщины разрушаемого слоя и скорости перемещения зуба. При работе двух взаимодействующих блоков снижаются примерно на 16% ($h=15$ см, $v=0,5$ м/сек).

Данные, полученные авторами в результате экспериментов, свидетельствуют о перспективности применения пневматических машин ударного действия для создания активной кромки рабочего органа землеройной машины.

Эти материалы были использованы при проектировании экскаваторного ковша прямой лопаты для разработки мерзлых грунтов. Чертежи коф-

ша разработаны проектно-конструкторским бюро Главстроймеханизации Гострансстроя СССР по техническому заданию, выполненному ЦНИИСом Гострансстроя СССР и Институтом горного дела Сибирского отделения АН СССР. Ковш изготовлен на Одинцовском опытно-экспериментальном заводе Гострансстроя СССР. В марте 1964 г. на одном из строительных объектов Москвы проведено первое опробование этой конструкции ковша прямой лопаты (рис. 4), установленного на экскаваторе Э-652.

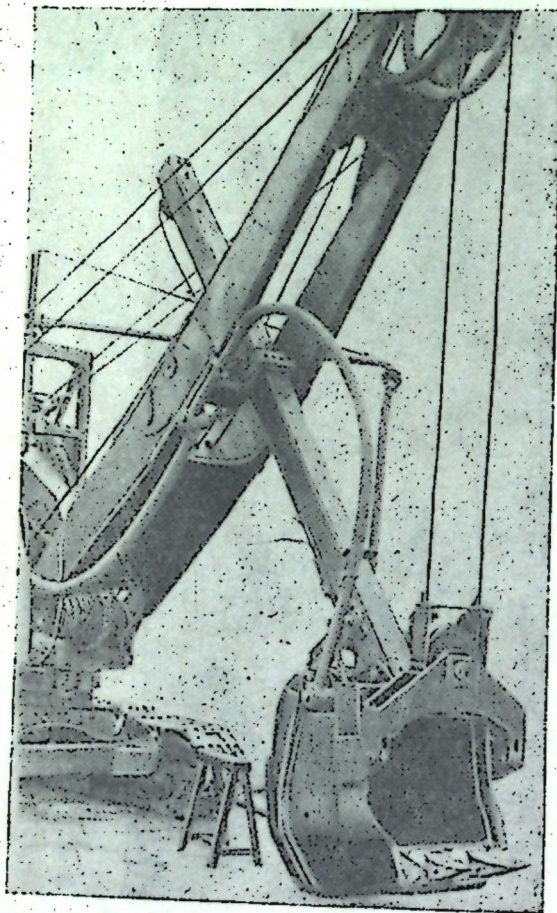


Рис. 4. Ковш активного действия на экскаваторе Э-652.

В отличие от обычных экскавационных органов ковш активного действия имеет три ударных зуба, приводимых в действие от пневмомашин с энергией единичного удара 80 кгм. Питание пневмомашин воздухом осуществлялось от двух передвижных компрессоров производительностью 9 м³/мин через специальную систему воздухопровода. Работа велась в двух забоях высотой 2,5—3,0 м. В одном забое грунт был супесчаный с толщиной мерзлого слоя примерно 0,8 м, в другом — старый уплотненный и промороженный отвал тяжелой глины в смеси с известняком.

Наблюдения за работой экспериментального оборудования и экскаватора показали следующее:

система воздухопровода бесперебойно подавала сжатый воздух к ковшу в различных его положениях в цикл работы экскаватора, не препятствуя копанью, поворотам и разгрузке;

запуск пневмомашин ударного действия (пневмомолотов) при встрече зубьев с мерзлым грунтом обеспечивался на всех участках траектории ковша, в том числе на горизонтальной площадке;

шум и вибрация, возникающие при работе пневмомашин ударного действия, были незначительны и практически не ощущались машинистом экскаватора;

в супесчаном грунте со слоем промерзания 0,8 м ковш работал нормально по всей высоте забоя;

при разработке монолита тяжелой мерзлой глины с известняком ковш обеспечивал его послышное рыхление и выемку;

в данных условиях для питания ковша воздухом оказалось достаточно одного компрессора производительностью 9 м³/мин.

В итоге проведенное опробование экспериментального экскаваторского оборудования показало принципиальную возможность и практическую целесообразность его применения для разработки мерзлого грунта. При этом была выявлена необходимость доработки отдельных его узлов и деталей. После модернизации эту конструкцию ковша предполагается испытывать на слабых известняках.

Выполненные научно-исследовательские работы по изучению процесса разрушения мерзлого грунта, а также результаты производственного опробования экспериментального ковша активного действия прямой лопаты на экскаваторе Э-652 позволили разработать техническое задание на проектирование ковша прямой лопаты экскаватора Э-10011.

Эффективность разработки мерзлого грунта экскаватором с новым оборудованием (Э-10011 с ковшом активного действия и передвижным компрессором типа КС-9) была сопоставлена с эффективностью экскаватора Э-10011 с обычным ковшом емкостью 1 м³, работающего совместно с двумя установками (дизель-молот С-254 с клином на тракторе С-100):

| | Экскаватор с обычным ковшом [1] | Экскаватор с ковшом активного действия [2] | Отношение показателей [2] к [1], % |
|---|---------------------------------|--|------------------------------------|
| Технические показатели: | | | |
| общий вес, т | 59,0 | 39,0 | 66 |
| мощность установленных двигателей, квт | 280* | 147 | 53 |
| техническая производительность**, м ³ /час | 180 | 160 | 89 |
| энергоёмкость, $\frac{\text{квт}}{\text{м}^3}$ | 1,55 | 0,92 | 59 |
| металлоёмкость, $\frac{\text{т} \cdot \text{ч}}{\text{м}^3}$ | 0,33 | 0,24 | 73 |
| количество рабочих | 4 | 2 | 50 |
| выработка на одного человека, м ³ | 45 | 80 | 178 |
| Общие экономические показатели: | | | |
| суммарная стоимость машин и оборудования, руб. | 24000 | 18900 | 79 |
| суммарная стоимость машиностроения, руб | 80 | 54 | 68 |
| основная зарплата рабочих, руб | 26 | 16 | 62 |
| производительность Q, м ³ /смена*** | 630 | 560 | 89 |
| Экономические показатели, отнесенные к 1000 м ³ вынутого грунта: | | | |
| прямые затраты (Д), руб. | 127 | 97 | 76 |
| трудоемкость, чел/дней | 6,4 | 3,6 | 56 |
| накладные расходы, зависящие от трудоемкости (А), руб. | 1,9 | 0,8 | 42 |
| накладные расходы на зарплату (Б), руб | 3,9 | 2,4 | 62 |
| себестоимость разработки грунта (С), руб | 132,8 | 100,2 | 75 |
| удельные капиталовложения**** (К), руб | 381 | 338 | 89 |

* С учетом мощности дизель-молотов С-254.

** Продолжительность цикла 20 сек при угле поворота 90°, высоте забоя не менее 5 м и толщине слоя мерзлого грунта до 1,5 м.

*** Коэффициент использования машин по времени $K_{\text{в}}=0,5$.

**** При числе смен работы в году, равном 100.

Накладные расходы (А) и (Б) определены в соответствии с коэффициентами, принятыми в Гостранстрое СССР.

Кроме снижения энергетических затрат, затрат по металлу и по труду на 1 м³ вынутого грунта, применение сменного экскаваторного оборудования с ковшом активного действия должно упростить организацию и технологию производства земляных работ в зимний период; уменьшить размеры кусков мерзлого грунта до соответствующих предъявляемым требованиям.

Годовой экономический эффект от применения нового оборудования на одном экскаваторе Э-10011 при разработке мерзлых грунтов определяется из выражения

$$\mathcal{E} = [(C_1 - C_2) + \varepsilon(K_1 - K_2)] \frac{П_2}{1000} \text{ руб.},$$

где ε — нормативный коэффициент эффективности дополнительных капиталовложений, равный 0,17;

$П_2$ — годовая выработка экскаватора Э-10011 с новым оборудованием, равная $560 \times 100 = 56000 \text{ м}^3$.

Годовая экономия на один экскаватор, рассчитанная по этой формуле, составит 2240 руб.

В данном случае производилось сравнение с наиболее прогрессивным методом разработки. Однако рыхление с помощью дизель-молотов на практике применяется мало. По сравнению же с существующими способами разработки, ковш активного действия может дать значительно больший экономический эффект. Это подтверждают данные по энергетической эффективности различных способов подготовки мерзлого грунта к экскавации.

| | Удельная энергоёмкость, $\frac{\text{квт} \cdot \text{ч}}{\text{м}^3}$ |
|---|--|
| Оттаивание: | |
| электроэнергией | 20÷60 |
| паром | 35÷40 |
| горячей водой | 7 |
| сжиганием жидкого топлива | 50 |
| Механическое разрушение: | |
| фрезерование всего массива | 5÷8 |
| ЭТУ-353 | 5÷6 |
| Копание траншей: | |
| разрушение крупным сколом клин-молотом или дизель-молотом, подвешенным к стреле экскаватора | 1,5÷2 |

Сравнение этих данных с результатами наших экспериментов по разрушению мерзлого грунта блоками ударного действия, которые показали, что может быть достигнута удовлетворяющая интенсивность разрушения при энергоёмкости около $0,2 \div 0,3 \frac{\text{квт} \cdot \text{ч}}{\text{м}^3}$ убеждает в экономической перспективности ковша активного действия.

Институт горного дела
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
13/V 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Н. Зеленин. Разрушение мерзлых грунтов резанием, ударом и вибрацией. ЦИТИАМ, 1962.
2. А. И. Федулов, В. В. Каменский. О выборе параметров экскаваторного ковша с зубьями ударного действия.— Изв. СО АН СССР, 1960, № 6.
3. А. И. Федулов. К истории развития и применения горных выемочных машин ударного действия.— Сб.: «Вопросы механизации горных работ», 1961, № 6.
4. С. С. Музгин. Разрушение мерзлых грунтов ударной нагрузкой.— Тр. ИГД АН КазССР, 1958, т. 3.
5. В. В. Каменский. К вопросу о разработке мерзлых грунтов ударом.— Изв. СО АН СССР, 1958, № 4.
6. Н. С. Шкуренок. Испытание экскаваторного ковша с вибрирующими зубьями.— Механизация трудоемких и тяжелых работ, 1957, № 7.
7. А. Н. Зеленин. Резание грунтов. Изд. АН СССР, 1959.

Н. К. БЕЛОГЛАЗОВ, Б. А. ЗЕМЛЯКОВ

ГРАНУЛОМЕТРИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ КАМЕННЫХ УГЛЕЙ, ДОБЫВАЕМЫХ ГИДРАВЛИЧЕСКИМ СПОСОБОМ

При гидравлической добыче разрушение угольного пласта производится с помощью водяной струи гидромонитора. Отбитые куски угля транспортируются потоком воды в приемный бункер, из которого поступают на дробление до крупности, обеспечивающей их дальнейшую транспортировку углесосом в наружные отстойники поверхностного комплекса перед дальнейшим обогащением и сортировкой.

В процессе перемещения угля по гидрокомплексу, начиная с его добычи и до операции обогащения включительно, происходят непрерывные изменения гранулометрического состава угля, его измельчение. Поэтому качество конечной продукции гидроучастка, сортность угля, выдаваемого потребителю, во многом определяются правильностью выбранной технологической схемы добычи, переработки транспортировки угля по гидрокомплексу, правильностью и надежностью данных, полученных при опробовании гранулометрического состава всех продуктов переработки сырья.

Оба указанных выше вопроса могут быть разрешены с помощью предлагаемого метода обработки экспериментальных данных ситового анализа, изложенного ниже.

В ряде работ [1, 2] было показано, что распределение по классам крупности частиц каменных углей, добываемых сухими способами, подчиняется определенной закономерности, которая выражается уравнением

$$y = \frac{Ax^n}{1 + pAx^n} \quad (1)$$

где x — крупность частиц угля, которой соответствует весовой кумулятивный выход по минусу y ,
 A, p, n — постоянные опыта.

$$A = \frac{1}{(1-p)M^n} \quad (2)$$

где M — размер наиболее крупных частиц угля.

Если данные опыта изобразить на графике в системе координат $\lg(y^{-1}-1), \lg x$, то полученные точки должны лежать на одной прямой, тангенс угла наклона которой к оси $\lg x$ численно равен величине параметра n уравнения (1).

Исследования гранулометрического состава углей ряда участков и шахт показали, что и при гидравлической добыче угля распределение его частиц по классам крупности, как правило, продолжает подчиняться указанной закономерности, но для частиц, размером 1—0 и 0,5—0 мм

наблюдается некоторое отклонение опытных данных от расчетных (см. схему опробования). Эти отклонения особенно характерны для проб, ражаны при отсутствии таких шламов оборотной воды (рис. 1), и менее выдугте шламов оборотной воды вызывает разброс опытных точек в области верхнего конца прямой характеристики в обе стороны от прямой, а наличие таких шламов оборотной воды приводит к отклонению опытных точек только в одну сторону — вниз от прямой, проведенной по остальным опытным точкам.

При гидравлической добыче определение истинного гранулометрического состава добытого в забое угля представляет большие трудности. В процессе добычи угля и в его транспортировке участвует вода, несущая в себе большое количество мелких шламовых частиц, количество которых непрерывно возрастает. Таким образом, проба, набранная в отстойнике, неизбежно должна содержать в своем составе шлам оборотной воды. Если пробу отбирать в посуду с сетчатым дном, на котором будут оставаться только твердые частицы, то вместе с водой будут уходить и мелкие зерна угля размером меньше отверстий сит. Следовательно, и в том и в другом случае проба не будет отражать истинного гранулометрического состава мелочи разрабатываемого пласта. Для правильного суждения о составе обрабатываемого угля приходится рассчиты-

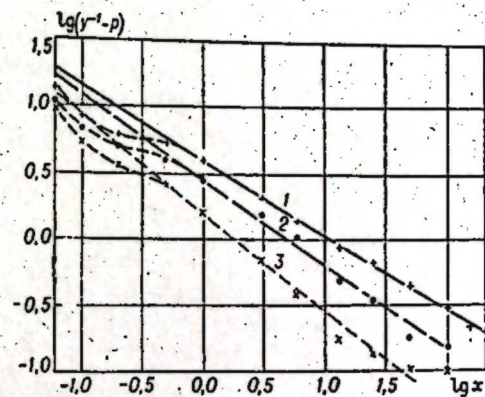


Рис. 1. Характеристики крупности каменного угля шахты «Польсаевской-Северной» (со шламом оборотной воды).
1 — до дробления; 2 — после дробления; 3 — поступает в отстойник.

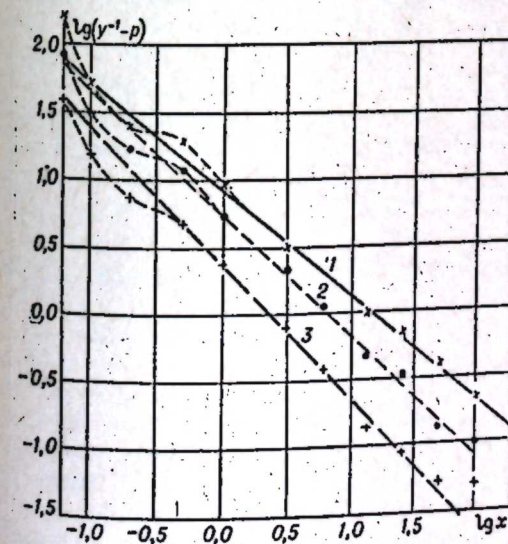


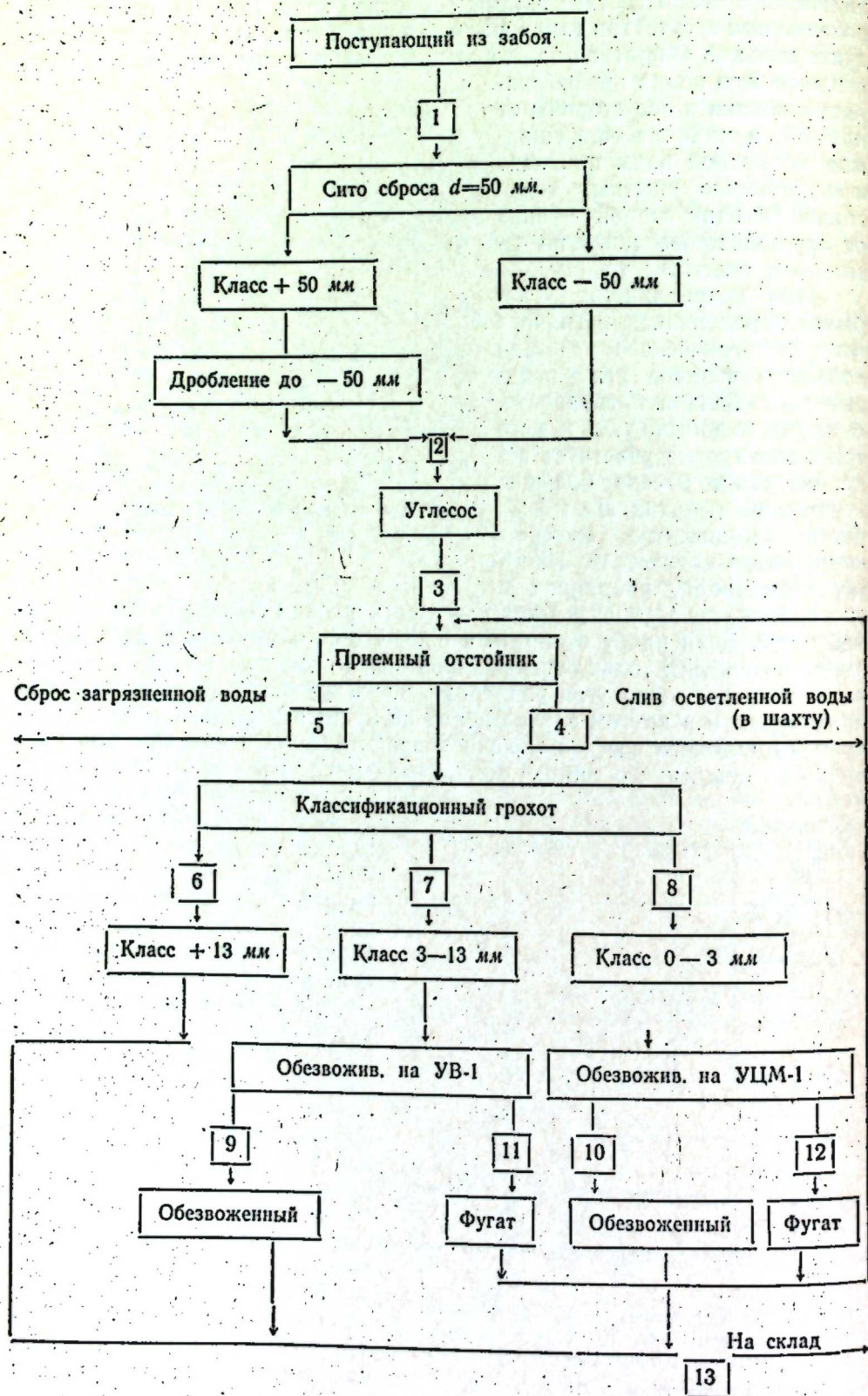
Рис. 2. Характеристики крупности каменного угля шахты «Польсаевской-Северной» (без шлама оборотной воды).

Обозначения те же, что и на рис. 2.

вать ситовый состав мелких классов пробы по разности между составом всей мелочи пробы вместе со шламом оборотной воды и гранулометрическим составом шлама. Понятно, что такой метод определения может приводить к не совсем точным выводам о гранулометрическом составе мелких классов проб угля, добываемого гидравлическим способом. Поэтому и разброс опытных точек вокруг спрямленных характеристик, как правило, наблюдается именно для тех классов крупности, состав которых определяется расчетным путем.

Удаление из состава пробы частиц мелких классов угля приводит к отклонению конца кривой характеристики

Схема опробования
(Шахта «Польсаевская-Северная»)



крупности в координатах $\lg(y^{-1}-p)$, $\lg x$ в области мелких классов вверх от прямой, проведенной по остальным опытным точкам. Наоборот, подклонять кривую характеристики вниз от указанной прямой должно отная закономерность согласуется с анализом проб угля, добываемого гидравлическим способом.

Значение параметров уравнения
характеристики крупности угля шахты «Польсаевской-Северной»
при его движении по гидроучастку.

| Гранулометрический состав угля | С оборотной водой | | | Без оборотной воды | | |
|-----------------------------------|-------------------|-------|----------|--------------------|-------|----------|
| | p | n | $-\lg A$ | p | n | $-\lg A$ |
| До дробления | 0,80 | 0,563 | 0,606 | 0,90 | 0,800 | 0,917 |
| После дробления | 0,85 | 0,663 | 0,486 | 0,90 | 0,900 | 0,760 |
| Поступающий в отстойник | 0,90 | 0,747 | 0,184 | 0,95 | 1,015 | 0,373 |
| Концентрат отсадочных машин | — | — | — | 0,97 | 1,270 | 0,677 |
| Концентрат на сборной ленте | — | — | — | 0,97 | 1,030 | 0,862 |

Изменение гранулометрического состава угля при его движении по гидроучастку наглядно продемонстрировано на примере угля гидрошахты «Польсаевской-Северной» (см. рис. 1 и 2).

Как видно на этих рисунках, по мере продвижения угля из забоя на дробление и далее в наружные отстойники происходит изменение состава угля по крупности его частиц, что характеризуется смещением кривых характеристик крупности влево и вниз от первоначальной кривой. Так, если в забое (кривые 1) в пробе присутствуют куски размером до 300 мм, то для транспортировки перед углесосом производится его дробление до максимального размера кусков 100 мм (кривые 2), а в процессе транспортировки в наружный отстойник происходит дальнейшее измельчение угля.

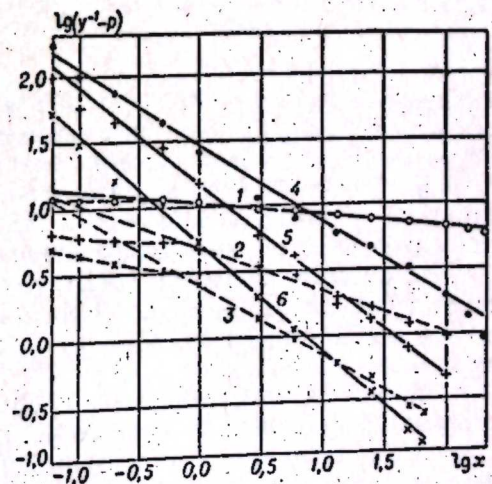


Рис. 3. Характеристики крупности каменного угля шахты «1-й Коксовой».
1,4 — до дробления; 2,5 — после дробления; 3,6 — поступает в отстойник; 1-3 — с оборотной водой; 4-6 — без оборотной воды.

Изменение гранулометрического состава происходит за счет изменения размера максимальных кусков пробы и количественного перераспределения состава крупных и мелких классов угля. Параметры уравнения характеристики крупности угля, характеризующие эти изменения, приведены в таблице.

Как видно из таблицы, по мере продвижения угля из забоя увеличивается значение параметров уравнения n и p , уменьшается значение параметра $-\lg A$. Таким образом, простое сравнение параметров урав-

нения характеристики крупности позволяет численно оценить изменение гранулометрического состава угля в процессе его переработки.

Сравнение характеристик крупности угля со шламом оборотной воды и без него (см. рис. 1, 2 и 3) показывает, что удаление шлама приводит к изменению количественного соотношения крупных и мелких классов, что характеризуется изменением параметров уравнения характеристики крупности (см. табл.). Закономерное изменение таких параметров

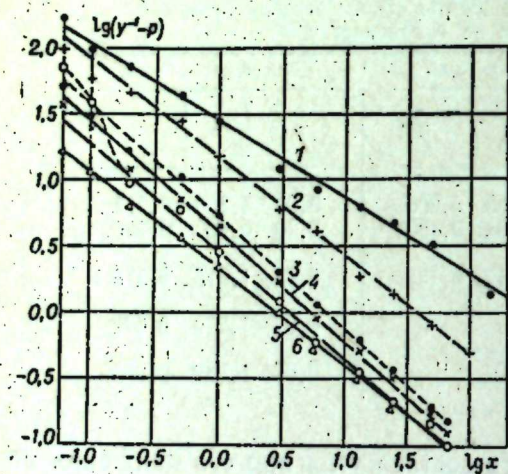


Рис. 4. Характеристики крупности каменных углей шахты 1-й Коксовой (без шлама оборотной воды).

1 — до дробления; 2 — после дробления; 3 — поступает в отстойник; 4 — питание отсадочных машин; 5 — концентрат, поступающий на склад; 6 — концентрат с учетом потерь мелочи с оборотной водой.

наблюдается во всех звеньях технологической цепи как при разрушении угля, так и при транспортировке его по трубопроводам в наружные отстойники и на фабрику. Любые другие операции, связанные с обогащением или классификацией продуктов, приводят к отклонениям от указанной закономерности изменения параметров уравнения (1) и к нарушению линейности характеристики крупности каменного угля, поскольку все эти операции связаны с удалением из продукта определенной части угольных зерен.

На рис. 4 показаны характеристики крупности угля шахты «1-й Коксовой» Кузбасса при его движении по гидроучастку. Характеристика крупности угля, поступающего на склад,

изображена кривой 5. Резкое отклонение конечных точек характеристики от прямой в области мелких классов указывает на потерю продуктом зерен мелких классов крупности, попавших в шлам оборотной воды. Эти потери составляют для рассматриваемого случая около 5,5%, что хорошо согласуется с данными работы гидроучастка.

Таким образом, применение при обработке результатов опробования технологического процесса предлагаемого метода позволяет получать надежные количественные показатели изменения крупности угля в процессах его переработки, а также судить о самом характере этих процессов.

Описанный метод обработки применим к углям, минеральная часть которых представлена компонентами, не подверженными размоканию в процессе гидродобычи и гидротранспортировки, у которых образование мелких классов происходит за счет дробления крупных классов, а не вследствие размокания породы.

ВЫВОДЫ

1. Распределение по классам крупности частиц каменных углей, добываемых гидравлическим и сухим способами добычи, подчиняется аналитической зависимости, выраженной уравнением (1).

2. Если результаты гранулометрического анализа продуктов обработки каменного угля изобразить в системе координат $\lg(y^1-p)$ и \lgx , то возможны следующие случаи:

а) наличие шлама оборотной воды в составе набранных проб угля, добываемого гидравлическим способом, приводит к отклонению конечных точек характеристики в области мелких классов вверх от прямой, проведенной по остальным опытным точкам;

б) удаление из состава угля, добываемого гидравлическим способом, шлама оборотной воды приводит к спрямлению кривой характеристики крупности и в области мелких классов; однако при этом наблюдается сравнительно большой разброс опытных точек около прямой характеристики крупности, что, по-видимому, может объясняться косвенным характером самого метода определения гранулометрического состава мелких классов угля.

3. Изменение гранулометрического состава угля при его движении по гидрокомплексу характеризуется закономерным изменением параметров уравнения (1). Поэтому по изменению этих параметров можно судить о характере воздействия процессов дробления, транспортировки и обогащения на обрабатываемый материал.

ВНИИГидроуголь,
Новокузнецк

Поступила в редакцию
19/XII 1963

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. А. Земляков. К вопросу об уравнении характеристики крупности каменных углей.—Изв. Томск. политехн. ин-та, 1959, т. 97.
2. Б. А. Земляков. Определение выхода мелких классов материала при их отсутствии в пробе, подвергаемой исследованию.—Горнодобывающая промышленность Казахстана, 1960, 6.

Г. Н. ПОДБЕЛЬСКИЙ, Н. П. ПАНКРАТЬЕВА

О КЛАССИФИКАЦИИ ОКИСЛЕННЫХ УГЛЕЙ ИЗ КАРЬЕРОВ КУЗНЕЦКОГО БАССЕЙНА

За последние годы в Кузнецком бассейне все большее развитие получает добыча угля наиболее прогрессивным и экономичным способом — из открытых разработок. Характерная особенность выемки угля открытым способом состоит в том, что на глубину 30—40 м от поверхности уголь залегает в зоне окисления, а это существенно ухудшает его качество. Практика последних лет показала, что валовая отработка верхних уступов и выходов пластов, затронутых в той или иной степени окислением, создавала затруднения с распределением таких углей, использованием их потребителями, а также их маркировкой.

Классификации энергетических углей, предложенные В. П. Ромадным, Т. Д. Зикеевым [1] и С. Я. Корнищим [2], имели общий характер.

Комитет стандартов, мер и измерительных приборов СССР поручил группе институтов (ВНИИУглеобогащение, ИГИ, ИГ и РГИ, КузНИИУглеобогащение, Транспортно-энергетическому институту СО АН СССР) проведение работы по группировке окисленных углей Кузнецкого бассейна. В результате проведенных исследований был разработан новый ГОСТ 10020-62 [3], который введен в действие с 1 июля 1963 г.

Новый стандарт группирует окисленные угли в зависимости от изменения двух равноценных показателей:

величины относительного уменьшения теплоты сгорания условной горючей массы угля (OK_Q), по сравнению с неокисленным углем, и количества выветренного угля (OK_n), определяемого по ГОСТ 8930-58 петрографическим методом [4].

Показатель окисленности OK_n может находиться петрографическим методом, но он в настоящее время в практику не внедрен и разделение угля по степени окисленности осуществляется на основе показателя OK_Q , т. е. по изменению теплоты сгорания горючей массы угля Q_0^r , выражаемой в ккал/кг.

ГОСТ 10020-62 предусматривает не только группировку угля по степени окисленности, но и основные направления использования отдельных групп окисленных углей в энергетике. Однако и новый ГОСТ 10020-62 нуждается в дальнейшем совершенствовании.

Поскольку окисленные угли открытой добычи в настоящее время расходуются только на энергетические нужды, для характеристики этих углей должны быть приняты и соответствующие показатели. Разработка такой классификации сопряжена с большими трудностями, поскольку, с одной стороны, должны быть учтены разнообразные физико-химические свойства топлива, а с другой — наличие многообразных топок.

На пригодность угля для энергетических целей влияют различные его свойства; выход летучих веществ, теплота сгорания, влажность, содержание и свойство золы (ее плавкость), крупность кусков, содержание серы. Количество классификационных показателей должно быть воз-

можно меньшим и одновременно достаточным для оценки основных свойств угля. Однако характеризовать энергетические угли одной теплотой сгорания, тем более величиной Q_0^r , как это делается в ГОСТ 10020-60, представляется недостаточным, так как тепловой эффект в топке определяется теплотой сгорания рабочего топлива (Q_n^r), зависящей в свою очередь от содержания в топливе балласта — золы и влаги топлива. Из практики известно, что при одинаковых значениях Q_0^r разница для Q_n^r в зависимости от содержания A^p и W^p может достигать нескольких сотен и даже больше тысячи килокалорий для угля одной и той же марки и того же разреза. Следовательно, в классификации энергетических углей должна быть принята во внимание теплота сгорания рабочего топлива. В число показателей должно входить содержание золы и влаги, характеризующее балласт топлива. Классификация так или иначе должна учитывать тип угля, характеризующий его горючую часть.

Заслуживает внимания опыт Польской Народной Республики, где такая классификация разработана, стандартизована и успешно применяется, но только для энергетических углей подземной добычи [5].

Располагая значительным количеством анализов углей различных марок открытой добычи Кузнецкого бассейна, мы произвели подсчеты максимального содержания балласта ($W^p + A^p$) при соответствующих значениях класса — низшей теплоты сгорания (Q_n^r).

В табл. 1 приведено распределение энергетических углей марок Г, СС и Т, добываемых на открытых работах Кузнецкого бассейна, в зависимости от низшей теплоты сгорания и содержания балласта. В колонке 3 табл. 1 для окисленных углей в качестве основной переменной принято изменение влаги рабочего топлива (W^p), которое закономерно уменьшается от выхода пласта под наносы по мере углубления в недра.

Как известно

$$W_{\text{общ}}^p = W_{\text{внешн}}^p + W^{\text{гн}}, \quad (1)$$

где $W_{\text{внешн}}^p$ — внешняя влага рабочего топлива, удаляемая при доведении его до воздушно-сухого состояния;

$W^{\text{гн}}$ — влага гигроскопическая, удаляемая при доведении топлива до абсолютно сухого состояния.

При выветривании угля его гигроскопичность существенно увеличивается. Поэтому результаты определения влажности характеризуют в известной степени выветренность угля.

В табл. 2 приведено сопоставление фактических данных качества угля некоторых товарных проб открытой добычи с данными классификационной табл. 1. Из данных табл. 2 следует, что пробы товарных углей по качественной характеристике хорошо укладываются в соответствующие классы. Таким образом, классификационная таблица позволяет разделить энергетические угли Кузбасса открытой добычи на ряд конкретных классов, отличающихся между собой по теплоте сгорания рабочего топлива и степени забалластированности.

Кроме классификационной таблицы, составлена аналогичная таблица для характеристики нормальных энергетических углей подземной добычи, не затронутых окислением: В этом случае в качестве основной переменной величины принято изменение зольности.

Однако данных, приведенных в табл. 1, недостаточно. Это объясняется, во-первых, тем, что ГОСТ 10020-62 подразделяет окисленные угли по средней величине высшей теплоты сгорания условной горючей массы (Q_0^r) и, во-вторых, тем, что работники карьеров не могут сейчас

Таблица 1
Классификация энергетических углей Кузнецкого бассейна, добываемых карьерами в зоне окисления, в зависимости от низшей теплоты сгорания и содержания в них балласта

| Значение класса и группы | $Q_{н}^p$, ккал/кг | Содержание влаги W^p , % | Марки углей и максимальное содержание $W^p + A^p$, % | | |
|---|---------------------|----------------------------|---|----|----|
| | | | Г | СС | Т |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| 75 — $\frac{4}{6}$ | 7500 | $\leq 4,0$ | — | 11 | 11 |
| | | 4,1—6,0 | — | 11 | 11 |
| 70 — $\frac{4}{6}$ $\frac{8}{8}$ | 7000 | $< 4,0$ | 13 | 15 | 15 |
| | | 4,1—6,0 | 15 | 17 | 17 |
| | | 6,1—8,0 | 17 | 17 | 17 |
| 65 — $\frac{4}{6}$ $\frac{8}{8}$ $\frac{10}{10}$ | 6500 | $\leq 4,0$ | 17 | 19 | 19 |
| | | 4,1—6,0 | 17 | 19 | 19 |
| | | 6,1—8,0 | 19 | 21 | 21 |
| | | 8,1—10,0 | 19 | 21 | 21 |
| 60 — $\frac{6}{8}$ $\frac{10}{12}$ $\frac{12}{15}$ | 6000 | 4,1—6,0 | 21 | 24 | 24 |
| | | 6,1—8,0 | 21 | 24 | 24 |
| | | 8,1—10,0 | 23 | 26 | 26 |
| | | 10,1—12,0 | 23 | 26 | 26 |
| | | 12,1—15,0 | 23 | 26 | 26 |
| 55 — $\frac{8}{10}$ $\frac{12}{15}$ $\frac{15}{18}$ | 5500 | 6,1—8,0 | 24 | 27 | 27 |
| | | 8,1—10,0 | 24 | 27 | 27 |
| | | 10,1—12,0 | 25 | 29 | 29 |
| | | 12,1—15,0 | 25 | 29 | 29 |
| | | 15,1—18,0 | 25 | 29 | 29 |
| 50 — $\frac{12}{15}$ $\frac{18}{18}$ $\frac{21}{21}$ | 5000 | 10,1—12,0 | 28 | 30 | 30 |
| | | 12,1—15,1 | 28 | 30 | 30 |
| | | 15,1—18,0 | 30 | 32 | 32 |
| | | 18,1—21,0 | 30 | 32 | 32 |
| 45 — $\frac{12}{15}$ $\frac{18}{18}$ $\frac{21}{21}$ $\frac{25}{25}$ | 4500 | 10,1—12,0 | 31 | 33 | 33 |
| | | 12,1—15,0 | 31 | 33 | 33 |
| | | 15,1—18,0 | 33 | 35 | 35 |
| | | 18,1—21,0 | 33 | 35 | 35 |
| | | 21,1—25,0 | 33 | 35 | 35 |
| 40 — $\frac{18}{21}$ $\frac{25}{25}$ $\frac{30}{30}$ | 4000 | 15,1—18,0 | 35 | 37 | 37 |
| | | 18,1—21,0 | 35 | 37 | 37 |
| | | 21,1—25,0 | 37 | 39 | 39 |
| | | 25,1—30,0 | 37 | 39 | 39 |
| 35 — $\frac{25}{30}$ $\frac{30}{30}$ | 3500 | 21,1—25,0 | 42 | 44 | 44 |
| | | 25,1—30,0 | 44 | 46 | 46 |
| 30—30 | 3000 | 30 | 51 | 53 | 53 |

Таблица 2
Сопоставление теплоты сгорания рабочего топлива ($Q_{н}^p$) для кузнецких углей марок Г, СС и Т из карьеров по фактическим данным, вычисленным по уточненной формуле и найденным по номограмме

| Разрезы и марки угля | Фактические данные | | | | $Q_{н}^p$, ккал/кг по формуле | $Q_{н}^p$, ккал/кг по номограмме |
|-------------------------|--------------------|-----------|---------------------|---------------------|--------------------------------|-----------------------------------|
| | A^p , % | W^p , % | $Q_{б}^f$, ккал/кг | $Q_{н}^f$, ккал/кг | | |
| Байдаевский, марка Г | 7,39 | 22,93 | 6885 | 4481 | 4516 | 4520 |
| Байдаевский, марка Г | 10,00 | 13,60 | 7800 | 5640 | 5693 | 5690 |
| Грамотенский, марка Г | 15,4 | 12,5 | 7550 | 5137 | 5145 | 5140 |
| Грамотенский, марка Г | 11,81 | 31,3 | 6440 | 3321 | 3318 | 3320 |
| Бачатский, марка СС | 5,71 | 33,65 | 5036 | 2266 | 2195 | 2200 |
| Латышевский, марка СС | 14,77 | 19,34 | 6900 | 4281 | 4231 | 4230 |
| Киселевский, марка СС | 6,52 | 20,34 | 6786 | 4680 | 4702 | 4700 |
| Разрез № 8, марка СС | 10,85 | 10,3 | 8260 | 6230 | 6251 | 6250 |
| Листвянский, марка Т | 14,5 | 21,8 | 6550 | 3915 | 3853 | 3850 |
| Красногорский, марка Т | 25,07 | 9,24 | 7871 | 4944 | 4803 | 4810 |
| Краснобродский, марка Т | 8,16 | 11,13 | 7990 | 6178 | 6208 | 6210 |
| Краснобродский, марка Т | 5,63 | 15,56 | 7482 | 4637 | 5659 | 5650 |

определять $Q_{н}^p$ и определяют только $Q_{б}^f$. Поэтому необходим быстрый пересчет высшей теплоты сгорания на низшую.

Между значениями $Q_{б}^f$ и $Q_{н}^p$ существует сложная зависимость [6]. Поэтому заслуживают внимания приближенные способы определения теплоты сгорания угля на основе соответствующих расчетов. Такого рода расчеты, характеризующие зависимость теплоты сгорания польских углей от балласта, выполнили С. Каспжик [7] и Т. Мелецки, А. Игнатович, З. Шарафиньски [8].

Однако попытка применить формулу и номограмму С. Каспжика к углям из открытых разработок Кузнецкого бассейна оказалась неудачной, так как значения расчетной $Q_{н}^p$ в ряде случаев отклонялись от $Q_{н}^p$ фактической на несколько сотен килокалорий, что нельзя признать допустимым. Т. Мелецки, А. Игнатович и З. Шарафиньски предложили несколько другую формулу:

$$Q_{н}^p = (Q_{б}^f - 270) \cdot \frac{100 - 1,12 A^p - W^p}{100} - 6 W^p. \quad (2)$$

По этой формуле мы тоже не получали удовлетворительных результатов для окисленных кузнецких углей из карьеров до тех пор, пока не приняли ($Q_{б}^f - 120$), после чего формула приобрела следующий вид:

$$Q_{н}^p = (Q_{б}^f - 120) \cdot \frac{100 - 1,12 A^p - W^p}{100} - 6 W^p. \quad (3)$$

Уточненная формула дала удовлетворительные результаты.

В теплотехнической практике при испытании котлов расхождение между низшей теплотой сгорания горючей массы топлива $Q_{н}^p$, подсчитанное по известной формуле Д. И. Менделеева, и $Q_{н}^f$, определенное непосредственно в калориметре, не должно превышать [9, 10]:

для топлив с $A^c < 25\% \pm 150$ ккал/кг,
для топлив с $A^c > 25\% \pm 200$ ккал/кг.

При оценке допустимых расхождений между данными теплот сгорания, полученными экспериментальным и расчетным путем, можно пользоваться этими нормами.

Для облегчения и ускорения подсчетов по вычислению нами была разработана номограмма. Расхождение результатов, полученных по формуле и номограмме, не выходит за пределы 10 ккал.

Таблица 3

Увязка данных ГОСТ 10020-62 с классами энергетических углей Кузнецкого бассейна.

| Группы по степени окисленности | Марка Г | | Марка СС и Т | |
|--------------------------------------|-----------------------------------|---|-----------------------------------|---|
| | Q_6^r по ГОСТ 10020-62, ккал/кг | классы энергетических углей по Q_{II}^r | Q_6^r по ГОСТ 10020-62, ккал/кг | классы энергетических углей по Q_{II}^r |
| Неокисленные | более 8000 | 70,65 | более 8300 | 75,70 |
| Окисленные I группы 1 подгруппы | 8000—7600 | 60 | 8300—7890 | 65,60 |
| Окисленные I группы, 2 подгруппы | 7600—7200 | 55,50 | 7890—7470 | 55 |
| Окисленные II группы, 3 подгруппы | 7200—6800 | 45 | 7470—7660 | 50 |
| Окисленные II группы, 2 подгруппы | 6800—6000 | 40,35,30 | 7060—6230 | 45,40,35 |

В табл. 2 приведены результаты сопоставления теплоты сгорания рабочего топлива для кузнецких углей марок Г, СС и Т из карьеров, вычисленные обычным способом по уточненной формуле и найденные по номограмме. Данные табл. 2 подтверждают, что расчетные значения Q_{II}^r , полученные по уточненной формуле и по номограмме, не выходят за пределы установленных допусков по отношению к фактической величине, определенной по ГОСТ 147-54. Сопоставление и увязка ГОСТ 10020-62 с классами энергетических углей (табл. 1) приведены в табл. 3.

Таким образом, работники угольных карьеров и теплотехники топливотребляющих предприятий получают возможность оценивать уголь открытых разработок по высшей и низшей теплотам сгорания в увязке с содержанием балласта.

ВЫВОДЫ

В результате проведенного исследования дана классификация энергетических кузнецких углей открытой и подземной добычи по классам низшей теплоты сгорания рабочего топлива в зависимости от содержания в угле балласта; приведена уточненная формула, позволяющая с достаточной для практики точностью быстро определять значения Q_{II}^r при

известном балласте и Q_6^r в кузнецких углях открытого способа добычи; произведена увязка групп угля по степени окисленности ГОСТ 10020-62 с классами энергетических углей по низшей теплоте сгорания рабочего топлива.

КузНИИУглеобогащение,
Прокопьевск

Поступила в редакцию
22/VII 1963

ЛИТЕРАТУРА

1. В. П. Ромадин, Т. А. Зикеев. Классификация энергетических углей СССР.— Известия ВТИ, 1952, № 4.
2. С. Я. Корницкий. О классификации котельных топлив.— Электрические станции, 1954, № 8.
3. ГОСТ 10020-62. Угли каменные окисленные Кузнецкого бассейна. Группировка по степени окисленности.
4. ГОСТ 8930-58. Угли каменные. Методы определения окисленности.
5. W. Rosner. Paliwa energetyczne. Część II. Energetyka przemysłowa, 1960, Rok VIII, No 8.
6. ГОСТ 147-54. Угли бурые, каменные, антрациты, горючие сланцы, торф и брикеты. Метод определения теплоты сгорания.
7. S. Kasprzyk. Okreslenie wartości opalowej i składu elementarnego eęgla przy pomiarach kotłow na podstawie wskaźników ruchowych na tle danych statystycznych, charakteryzujących strukturę paliwa. Energetyka przemysłowa. 1960, Rok VIII, No 5.
8. T. Mielecki, A. Ichnatowicz, Z. Szarafiński. Zasady nowego projektu normy klasyfikacji węgla energetycznych. Przegląd górniczy, 1957, Tom XIII, No 7.
9. С. Г. Тройб. Диаграммы для расчетов сжигания топлива. Свердловск—М.: Metallurgizdat, 1951.
10. С. В. Гатеев. Теплотехнические испытания котельных установок, М.—Л.: Госэнергоиздат, 1959.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

И. Д. ЗОЛОТАРЕВ

О ВОЗМОЖНОСТИ УПРОЩЕНИЯ ВЫПОЛНЕНИЯ
ОБРАТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЛАПЛАСА

(случай кратных полюсов)

Применимость физических систем, подвергающихся возбуждению импульсной силой, в значительной степени определяется возникающими при этом переходными процессами. Для определения выходной функции (реакции) системы, поведение которой в переходном режиме описывается линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами, широко применяются методы операционного исчисления.

Возбуждающая сила $f(t)$ чаще всего в аналитической записи может быть представлена линейной комбинацией функций вида $t^m e^{\beta t} \cos(\omega t + \psi)$, где m — целое, неотрицательное, β, ω, ψ — любые величины, в том числе и нуль. Тогда изображение возбуждающей силы, являющееся дробно-рациональной функцией с вещественными коэффициентами, можно записать в виде

$$f(p) = L \left\{ \sum_s t^m e^{\beta_s t} \cos(\omega_s t + \psi_s) \right\} = \sum_s \frac{m_s!}{2} \left[\frac{e^{j\psi_s}}{(p - p_s)^{m_s+1}} + \frac{e^{-j\psi_s}}{(p - p_s^*)^{m_s+1}} \right],$$

здесь p_s и p_s^* — попарно сопряженные полюсы вида $s \pm j\omega_s$, переходящие для частного случая $\omega_s = 0$ в один полюс на вещественной оси [1, 2].

Передаточная функция $k(p)$ для физически осуществимой системы является вещественной дробно-рациональной функцией, для которой (в общем случае — кратные) нули и полюсы либо вещественны, либо входят в сопряженные комплексные пары [3].

Так как связь между возбуждающей функцией $f(t)$ и реакцией системы $g(t)$ в пространстве изображений определяется соотношением

$$g(p) = k(p)f(p), \quad (1)$$

$g(p)$ — дробно-рациональная функция с вещественными коэффициентами [4]. Представим

$$g(p) = \frac{F(p)}{Q(p)} = \frac{F(p)}{\prod_{i=1}^n [(p - p_i)(p - p_i^*)]^{m_i} \prod_{l=n+1}^r (p - p_l)^{m_l}}, \quad (2)$$

где n — число пар сопряженных полюсов, $r - n$ — число вещественных полюсов функции $g(p)$.

Искомую реакцию системы $g(t)$ найдем, применив к уравнению (1) обратное преобразование Лапласа

$$g(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} g(p) e^{pt} dp = \sum_l \text{Res}_l, \quad (3)$$

здесь Res_l — вычет в l -том полюсе подынтегральной функции.

Из (3) имеем известную формулу перехода от изображения искомой функции с полюсами кратности m_l к ее оригиналу [1]

$$g(t) = \sum_{l=1}^r \sum_{i=1}^{m_l} \frac{\bar{A}_{li}}{(m_l - i)!} t^{m_l - i} e^{p_l t}. \quad (4)$$

В этом выражении внутреннее суммирование (с индексом i) производится по членам, относящимся к какому-нибудь l -тому полюсу. Внешнее суммирование (с индексом l) — по всем r полюсам. Коэффициенты \bar{A}_{li} определяются по формуле

$$\bar{A}_{li} = \frac{1}{(l-1)!} \left[\frac{d^{l-1}}{dp^{l-1}} \frac{(p - p_l)^{m_l} F(p)}{Q(p)} \right]_{p=p_l} = \frac{1}{(l-1)!} \left[\frac{d^{l-1}}{dp^{l-1}} \frac{F(p)}{W(p)} \right]_{p=p_l}, \quad (5)$$

здесь $W(p) = Q(p) / (p - p_l)^{m_l}$.

Наиболее трудоемкой частью в определении выходной функции методом операционного исчисления обычно является переход от изображения к ее оригиналу. Особенно возрастает трудоемкость и громоздкость математических преобразований, когда изображение искомой функции имеет сопряженные пары кратных полюсов. При этом объем промежуточных математических операций зачастую становится настолько большим, что определение выходной функции в общей аналитической форме практически становится невозможным и исследователи вынуждены искать приближенные пути для решения задачи. К сожалению, полученные приближенными методами решения переходных процессов не всегда могут быть применены для выработки рекомендаций к оптимальному построению системы. Так например, для фазово-импульсных измерительных систем, где используется тонкая внутренняя структура сигнала, интерпретация приближенных решений требует большой осторожности, так как может привести к неверным результатам.

С другой стороны, на практике довольно часто встречаются системы с последовательным включением идентичных резонансных звеньев (многоступенчатые резонансные усилители), переходная функция которых $k(p)$ имеет сопряженные пары кратных полюсов.

В настоящей работе получены формулы, позволяющие существенно сократить объем математических операций при выполнении обратного преобразования Лапласа для случая кратных сопряженных полюсов.

Поскольку $F(p)/Q(p)$ — дробно-рациональная функция с вещественными коэффициентами, из (5) имеем, что $\bar{A}_{li}^* p_l = \bar{A}_{li} p_l^*$. Учитывая (2), перепишем (4) в виде

$$g(t) = \sum_{l=1}^n \sum_{i=1}^{m_l} \frac{\bar{A}_{li}}{(m_l - i)!} t^{m_l - i} e^{p_l t} + \sum_{l=n+1}^r \sum_{i=1}^{m_l} \frac{\bar{A}_{li}^*}{(m_l - i)!} t^{m_l - i} e^{p_l^* t} + \sum_{l=n+1}^r \sum_{i=1}^{m_l} \frac{\bar{A}_{li}}{(m_l - i)!} t^{m_l - i} e^{p_l t},$$

или

$$g(t) = 2\text{Re} \sum_{l=1}^n \sum_{i=1}^{m_l} \frac{\bar{A}_{li}}{(m_l - i)!} t^{m_l - i} e^{p_l t} + \sum_{l=n+1}^r \sum_{i=1}^{m_l} \frac{\bar{A}_{li}}{(m_l - i)!} t^{m_l - i} e^{p_l t}.$$

Отсюда, вводя символические операции

$$g(t) = \text{Re} [g(t)] = \text{Im} [j \bar{g}(t)],$$

для комплексной реакции системы $\bar{g}(t)$ имеем

$$\bar{g}(t) = 2 \sum_{l=1}^n \sum_{i=1}^{m_l} \frac{A_{li}}{(m_l - i)!} t^{m_l - i} e^{p_l t} + \sum_{l=n+1}^r \sum_{i=1}^{m_l} \frac{A_{li}}{(m_l - i)!} t^{m_l - i} e^{p_l t}. \quad (6)$$

Здесь число полюсов, вычеты в которых определяются, сократилось на n .

Представим в соотношении (5) для сопряженных i -тых полюсов полином $W(p)$ в виде $W(p) = (p - p_i^*)^{m_i} V(p)$ и приведем, воспользовавшись формулой Лейбница, выражение в квадратной скобке в (5) к виду

$$\frac{d^{l-1}}{dp^{l-1}} \left[\frac{F(p)}{(p - p_i^*)^{m_i} V(p)} \right] = \sum_{h=0}^{l-1} \binom{l-1}{h} D^h \left(\frac{1}{p - p_i^*} \right)^{m_i} D^{l-1-h} \left(\frac{F(p)}{V(p)} \right), \quad (7)$$

где $\binom{l-1}{h}$ — биномиальные коэффициенты, равные числу сочетаний из $l-1$ элементов по h , D — символ дифференцирования. Прямым дифференцированием получим

$$D^h \frac{1}{(p - p_i^*)^{m_i}} = (-1)^h \frac{(m_i + h - 1)!}{(m_i - 1)!} \frac{1}{(p - p_i^*)^{m_i + h}}.$$

В последнее соотношение введем значение полюса $p = p_i$, причем для определенности примем $p_i = \beta_i + j\omega_i$, где перед ω_i имеем положительный знак. Тогда

$$D^h \frac{1}{(p - p_i^*)^{m_i}} \Big|_{p=p_i} = (-1)^h \frac{(m_i + h - 1)!}{(m_i - 1)! (2j\omega_i)^{m_i + h}}. \quad (8)$$

Подставляя в соотношение (5) выражение (7) и учитывая (8), получим формулу для определения коэффициентов \bar{A}_{li} при нахождении вычетов в одном из каждой пары сопряженных полюсов кратности m_i

$$\bar{A}_{li} = \frac{1}{(m_i - 1)!} \sum_{h=0}^{l-1} (-1)^h \frac{(m_i + h - 1)!}{h! (l-1-h)! (2j\omega_i)^{m_i + h}} D^{l-1-h} \left[\frac{F(p)}{V(p)} \right] \Big|_{p=p_i} \quad (9)$$

или, если ввести биномиальные коэффициенты, то (9) можно привести к виду

$$\bar{A}_{li} = \sum_{h=0}^{l-1} (-1)^h \binom{m_i + h - 1}{h} \frac{1}{(l-1-h)! (2j\omega_i)^{m_i + h}} D^{l-1-h} \left[\frac{F(p)}{V(p)} \right] \Big|_{p=p_i} \quad (9a)$$

Реакция системы находится по формуле (6). Коэффициенты \bar{A}_{li} , определяемые соотношением (9a), вводятся в первую двойную сумму формулы (6), по которой ищем вычеты в одном из каждой пары сопряженных полюсов. Для второй двойной суммы в (6) (вычеты в вещественных полюсах) коэффициенты \bar{A}_{li} определяются по формуле (5).

Полученные соотношения (6), (9) и (9a) позволяют значительно упростить переход от изображения к оригиналу в случае, если изображение искомого реакции системы имеет сопряженные пары кратных полюсов.

В качестве примера приложения полученных формул определим переходный процесс на выходе двухкаскадного резонансного усилителя при возбуждении его гармоническим сигналом $f(t)$ с произвольной начальной фазой

$$f(t) = 1(t) \sin(\omega t + \psi); \quad L\{f(t)\} = \frac{p \sin \psi + \omega \cos \psi}{p^2 + \omega^2}.$$

Системную функцию с точностью до постоянного коэффициента запишем в виде

$$k(p) = \left[\frac{p + 2\alpha}{(p + \alpha)^2 + \omega_0^2} \right]^2.$$

Тогда изображение искомого реакции

$$g(p) = \frac{p \sin \psi + \omega \cos \psi}{p^2 + \omega^2} \left[\frac{p + 2\alpha}{(p + \alpha)^2 + \omega_0^2} \right]^2.$$

Здесь $g(p)$ имеет две пары сопряженных полюсов: простые «вынужденные» полюса $p_{1,2} = \pm j\omega$ и «свободные» полюса второй кратности $p_{3,4} = -\alpha \pm j\omega_0$. Определим реакцию $g(t)$ символическим соотношением

$$g(t) = \text{Im} \{j\bar{g}(t)\} = \text{Im} \{j[\bar{g}_в(t) + \bar{g}_св(t)]\},$$

где $j\bar{g}_в(t)$ — вынужденная составляющая реакции, $j\bar{g}_св(t)$ — свободная составляющая реакции системы. Тогда по (6) запишем $\bar{g}(t)$ в виде

$$j\bar{g}(t) = 2j[\bar{A}_{11} e^{j\omega t} + (\bar{A}_{21} t + \bar{A}_{22}) e^{(-\alpha + j\omega_0)t}].$$

Коэффициенты \bar{A}_{li} определим по формуле (9).

$$\begin{aligned} \bar{A}_{11} &= \frac{j\omega \sin \psi + \omega \cos \psi}{2j\omega} \left[\frac{j\omega + 2\alpha}{(j\omega + \alpha)^2 + \omega_0^2} \right]^2; \\ \bar{A}_{21} &= \frac{(-\alpha + j\omega_0) \sin \psi + \omega \cos \psi}{(2j\omega_0)^2} \frac{(\alpha + j\omega_0)^2}{(-\alpha + j\omega_0)^2 + \omega^2}; \\ \bar{A}_{22} &= \frac{1}{(2j\omega_0)^3} \frac{d}{dp} \frac{(p \sin \psi + \omega \cos \psi) (p + 2\alpha)^2}{p^2 + \omega^2} \Big|_{p=p_3} - \\ &\quad - \frac{2}{(2j\omega_0)^3} \frac{(p \sin \psi + \omega \cos \psi) (p + 2\alpha)^2}{p^2 + \omega^2}, \end{aligned}$$

что после дифференцирования дает

$$\begin{aligned} \bar{A}_{22} &= \frac{1}{(2j\omega_0)^2} \frac{(p_3 + 2\alpha)^2 \sin \psi + 2(p_3 + 2\alpha)(p_3 \sin \psi + \omega \cos \psi)}{p_3^2 + \omega^2} - \\ &\quad - \frac{1}{(2j\omega_0)^2} \frac{2p_3(p_3 \sin \psi + \omega \cos \psi)(p_3 + 2\alpha)^2}{(p_3^2 + \omega^2)^2} - \\ &\quad - \frac{2}{(2j\omega_0)^3} \frac{(p_3 \sin \psi + \omega \cos \psi)(p_3 + 2\alpha)^2}{p_3^2 + \omega^2}. \end{aligned}$$

Отсюда, выполнив несложные преобразования, получим вынужденную составляющую реакции системы

$$j\bar{g}_в(t) = \left[\frac{j\omega + 2\alpha}{(j\omega + \alpha)^2 + \omega_0^2} \right]^2 e^{j(\omega t + \psi)}$$

и свободную составляющую реакции системы

$$\begin{aligned} j\bar{g}_св(t) &= \frac{(\alpha + j\omega_0) e^{(-\alpha + j\omega_0)t}}{2\omega_0^3} \left[(-\alpha + j\omega_0) \frac{(-\alpha + j\omega_0) \sin \psi + \omega \cos \psi}{(-\alpha + j\omega_0)^2 + \omega^2} \times \right. \\ &\quad \left. \times \left(\frac{-\alpha^2 - \omega^2 - \omega_0^2 + 4\alpha j\omega_0}{(-\alpha + j\omega_0)^2 + \omega^2} - j\omega_0 \frac{\alpha + j\omega_0}{-\alpha + j\omega_0} t \right) - j\omega_0 \frac{(\alpha + j\omega_0) \sin \psi}{(-\alpha + j\omega_0)^2 + \omega^2} \right]. \end{aligned}$$

Применение известных соотношений (4) и (5) перехода от изображения к оригиналу для кратных полюсов при данном изображении реакции $g(p)$ привело бы к резкому увеличению трудоемкости и объема промежуточных преобразований.

ВЫВОДЫ

1. Полученные формулы (6) и (9) выполнения обратного преобразования Лапласа позволяют для наиболее трудоемкого случая изображения с сопряженными парами кратных полюсов существенно сократить объем математических преобразований при переходе от изображения к оригиналу функции.

2. Как следует из изложенного, упрощение перехода от изображения к оригиналу функции достигается благодаря тому, что:

а) при определении коэффициентов A_{ii} по полученной формуле (9) дифференцированию подвергается более простая дробно-рациональная функция, чем при пользовании известной формулой (5);

б) вместо нахождения i -тых вычетов в каждом из сопряженных полюсов; ищем вычет относительно одного из этих полюсов. В пространстве оригиналов это соответствует замене каждой i -той действительной функции ее векторным представлением.

Выражаю глубокую благодарность К. Б. Карандееву за ценные указания.

Красноярский
политехнический институт

Поступила в редакцию
20/VI 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. М. Ф. Гарднер, Д. Л. Бэрнс. Переходные процессы в линейных системах. ГИТТЛ, 1951.
2. П. И. Романовский. Ряды Фурье, Физматгиз, 1959.
3. Г. Боде. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. ИЛ, 1948.
4. С. Сешу, Н. Балабанян. Анализ линейных цепей. Госэнергоиздат, 1963.

И. Д. ЗОЛОТАРЕВ

О НЕКОТОРЫХ ФОРМУЛАХ, УПРОЩАЮЩИХ ВЫПОЛНЕНИЕ ОБРАТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЛАПЛАСА

В технических приложениях для определения переходного процесса на выходе физической системы при интегрировании линейных дифференциальных уравнений широко применяются мощные методы операционного исчисления [1—4 и др.].

Пусть для конкретной физической системы связь между входным возмущением $f(t)$ и реакцией системы $g(t)$ в общем случае описывается дифференциальным уравнением, отображаемым в пространстве изображений уравнением вида

$$g(p) = k(p)f(p), \quad (1)$$

где $k(p)$ — передаточная функция системы. Применив к уравнению (1) обратное преобразование Лапласа, найдем оригинал

$$g(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} g(p) e^{pt} dp = \sum_i \text{res}_i,$$

где res_i — вычет в i -том полюсе подынтегральной функции. Отсюда, если $g(p)$ представлено рациональной алгебраической дробью $g(p) = F(p)/Q(p)$ с полюсами пер-

вого порядка, переход от изображения к оригиналу принципиально осуществляется формулой разложения

$$g(t) = \sum_i \frac{F(p_i)}{Q'(p_i)} e^{p_i t}. \quad (2)$$

Однако переход к оригиналу по формуле (2) часто оказывается настолько трудоемким и громоздким, что доведение при этом математических преобразований до конечных результатов практически мало достижимо. Некоторое сокращение математических преобразований можно получить для частного случая, когда одна пара полюсов лежит на мнимой оси. При этом на одно уменьшается число искомым вычетов при переходе от изображения к оригиналу [2, стр. 188]. Иногда удается упростить выполнение обратного преобразования Лапласа одновременным смещением всех полюсов $g(p)$ [2, стр. 276]. Однако, как отмечают М. Ф. Гарднер и Д. Л. Бэрнс [2], оба эти способа могут дать заметный эффект лишь в весьма ограниченном числе случаев представления $g(p)$.

Существенное сокращение математических преобразований при определении переходных процессов достигается применением приближенных методов анализа [5, 6]. Погрешность в описании радиосигналов при этом для огибающей и текущей фазы по данным С. И. Евтянова не будет превышать 10—20% [5, стр. 47]. Однако в настоящее время довольно часто возникает задача исследования тонкой структуры сигнала при переходном процессе (например, в импульсно-фазовых системах). В этих случаях решения, полученные приближенными методами анализа, следует интерпретировать с большой осторожностью во избежание получения неверных выводов.

В данной работе получены формулы, позволяющие для большинства практических случаев существенно сократить математические операции при выполнении обратного преобразования Лапласа.

Запишем

$$g(p) = \frac{F(p)}{Q(p)} = \frac{F(p)}{\prod_{i=1}^n (p - p_i) (p - p_i^*) \prod_{l=n+1}^m (p - p_l)}. \quad (3)$$

Здесь: n — число пар сопряженных корней p_i и p_i^* вида $-a_i \pm j\omega_i$, обуславливающих осциллирующий характер выходной функции $g(t)$, состоящей из суммы n колебаний;

$m - n$ — число действительных корней знаменателя $g(p)$, определяющих характер $m - n$ экспоненциальных составляющих на выходе системы.

Из (3) по формуле (2) имеем

$$g(t) = \sum_{i=1}^n \frac{F(p_i)}{Q'(p_i)} e^{p_i t} + \sum_{i=1}^n \frac{F(p_i^*)}{Q'(p_i^*)} e^{p_i^* t} + \sum_{l=n+1}^m \frac{F(p_l)}{Q'(p_l)} e^{p_l t}. \quad (4)$$

Поскольку первые две суммы в (4) являются сопряженными функциями, представим $g(t)$ в виде

$$g(t) = 2\text{Re} \sum_{i=1}^n \frac{F(p_i)}{Q'(p_i)} e^{p_i t} + \sum_{n+1}^m \frac{F(p_l)}{Q'(p_l)} e^{p_l t},$$

Отсюда, вводя векторную функцию $\bar{g}(t)$, для которой $\text{Re}\{\bar{g}(t)\} = g(t)$, получим

$$\bar{g}(t) = 2^r \sum_{i=1}^m \frac{F(p_i)}{Q'(p_i)} e^{p_i t}, \quad (5)$$

где показатель степени

$$r = \begin{cases} 1 & \text{для } i < n \\ 0 & \text{для } i > n + 1. \end{cases}$$

Представим $Q(p) = (p - p_1) W(p) = (p - p_1) (p - p_1^*) V(p)$.

Тогда производная $Q'(p) = W(p) + (p - p_1) W'(p) = (p - p_1^*) V(p) + (p - p_1) W'(p)$ и значит $Q'(p_1) = W(p_1)$, где $W(p_1) = 2j\omega_1 V(p_1)$, когда p_1 один из сопряженной пары корней. Подставив $Q'(p_1)$ в (5), получим формулы

$$\bar{g}(t) = 2^r \sum_{i=1}^m \frac{F(p_i)}{W(p_i)} e^{p_i t}, \quad (6)$$

или

$$\bar{g}(t) = \sum_{i=1}^n \frac{F(p_i)}{j\omega_1 V(p_i)} e^{p_i t} + \sum_{i=n+1}^m \frac{F(p_i)}{W(p_i)} e^{p_i t}. \quad (7)$$

Полученные формулы позволяют осуществить переход от изображения к оригиналу при значительном (в случае сопряженных полюсов) сокращении математических преобразований по сравнению с формулой перехода (2).

Как следует из приведенных преобразований это достигается тем, что вместо нахождения каждого i -тых вычетов пары сопряженных полюсов ищем вычет относительно одного из этих полюсов. В пространстве оригиналов это соответствует замене каждой i -той действительной функции ее векторным представлением.

Обе формулы (6) и (7) равноценны, однако в приложениях более удобно пользоваться формулой (7), так как в ней выражение $V(p_i)$ каждый раз получаем из $Q(p)$ стбрасыванием сразу пары сомножителей тех сопряженных корней, для одного из которых определяется вычет.

Практически, для получения конечного результата по формулам (6) и (7) достаточно определить корни $Q(p)$, в то время как при пользовании формулой (2), в общем случае, требуется провести дополнительные громоздкие преобразования.

Красноярский политехнический институт

Поступила в редакцию
27/IV 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. М. И. Конторович. Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях. ГИТТЛ, 1953.
2. М. Ф. Гарднер, Д. Л. Бэрнс. Переходные процессы в линейных системах. ГИТТЛ, 1951.
3. И. С. Гоноровский. Радиосигналы и переходные явления в радиоцепях, Связьиздат, 1954.
4. Г. Деч. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа. Физматгиз, 1958.
5. С. И. Евтянов. Переходные процессы в приемно-усилительных схемах. Связьиздат, 1948.
6. Д. Е. Вакман. Асимптотические методы в линейной радиотехнике. «Советское радио», 1962.

В. К. ПИРОГОВ, Е. Г. ШИРОКОВ

РЕНТГЕНОГРАФИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛЬФРАМОВОЙ ЖЕСТИ

В настоящее время в области электроники большое внимание уделяется автоэлектронным эмиттерам, изготовленным в виде лезвия [1] из вольфрамовой ленты, которая проходит различные температурные обработки. Поэтому желательно знать температурный и временной интервалы рекристаллизации. Так как эмиссионная способность

лезвия определяется в основном работой выхода отдельных граней кристаллов, выходящих на поверхность лезвия, то необходимо определить индексы этих граней. Целью настоящей работы было исследование рентгенографическим методом холоднокатаной вольфрамовой жести (обжатие 90%), из которой в дальнейшем изготавливались автоэммиттеры. Образцы представляли собой пластинки толщиной 60 мк. Рентгенографировались образцы, прокатанные в одном и в перекрестных направлениях, и торцы образцов. Также рентгенографировались образцы после отжига. Рентгено съемка проводилась на аппарате УРС-50И на фильтрованном медном излучении.

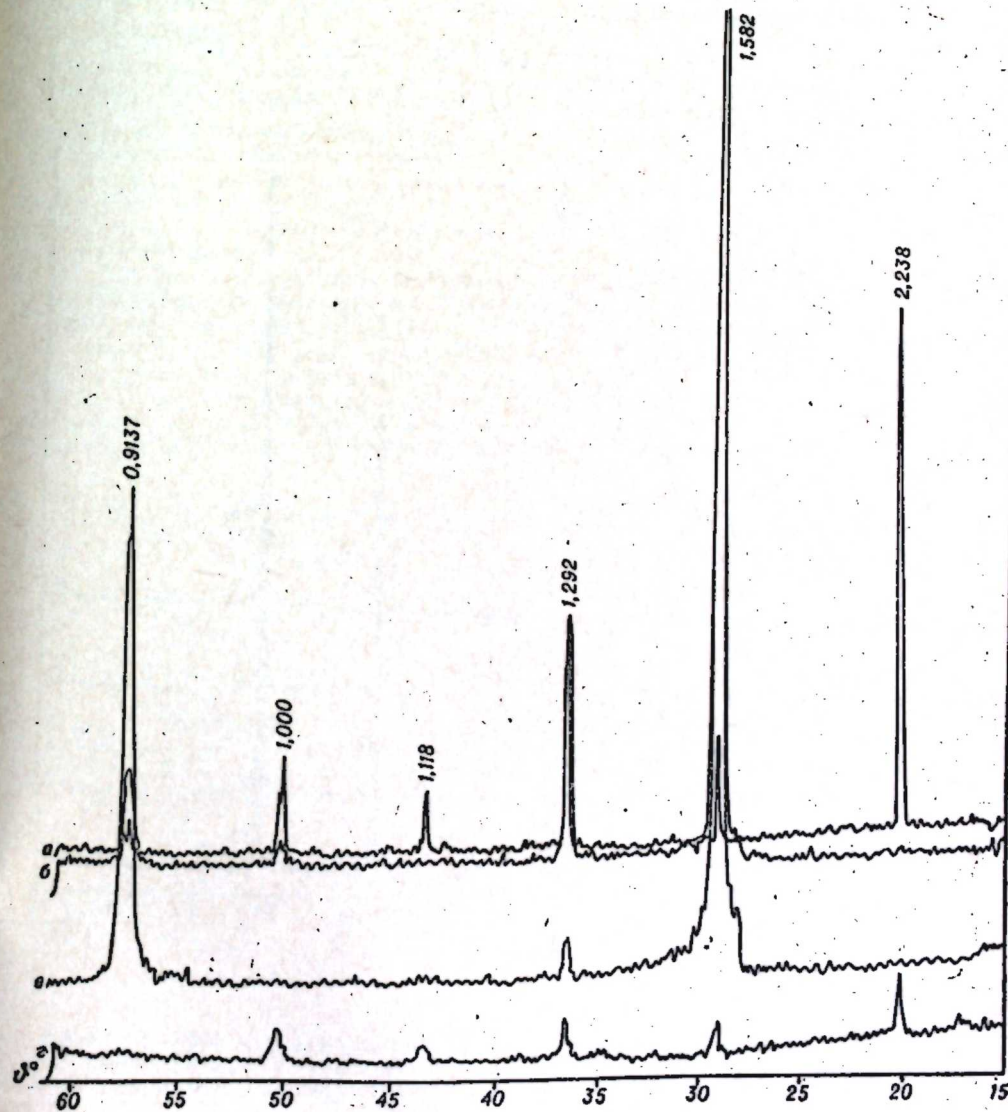


Рис. 1.

Условия съемки для всех образцов были одни и те же: $I_a = 10$ ма, $U_a = 35$ кв, масштаб съемки $1 \text{ см} = 2^\circ$, угловой интервал $15-60^\circ$. Для сравнения была снята рентгенограмма порошка вольфрама марки ВЧ, которая приведена на рис. 1, а. Значения межплоскостных расстояний и относительных интенсивностей пиков совпадают с литературными данными [2]. Рентгенограмма вольфрамовой жести, прокатанной в одном направлении, приведена на рис. 1, б. (Образец устанавливался направлением проката параллельно первичному пучку рентгеновских лучей.) Наличие текстуры проката, естественно, приводит к резкому ослаблению, даже исчезновению интенсивности одних пиков и усилению других. Анализ рентгенограммы позволяет сделать заключение, что после прокатки вольфрамовой жести в одном направлении кристаллы выходят на

поверхность преимущественно плоскостями (001), (111), (112). Особенно богата поверхность проката плоскостями (001). На рис. 1, в приведена рентгенограмма вольфрамовой жести, прокатанной в перекрестных направлениях. Из сопоставления двух последних рентгенограмм видно, что прокат вольфрамовой жести в перекрестных направлениях заметно усиливает ее текстуру, а именно увеличивается выход на поверхность образца плоскостей (111) и уменьшается выход плоскостей (112). Текстура (001) вообще исчезает, и кристаллы выходят на поверхность вольфрамовой жести преимущественно плоскостями (111) и (112).

Известно, что характер рентгенограмм (расположение пиков, их интенсивность и ширина) образцов одного и того же вещества зависит от внутренних напряжений и дисперсности.

Совпадение значений межплоскостных расстояний рентгенограмм рис. 1, б, в с табличными свидетельствует, что напряжения I рода в прокатанной вольфрамовой жести незначительны. Расширение пиков на этих рентгенограммах может быть вызвано

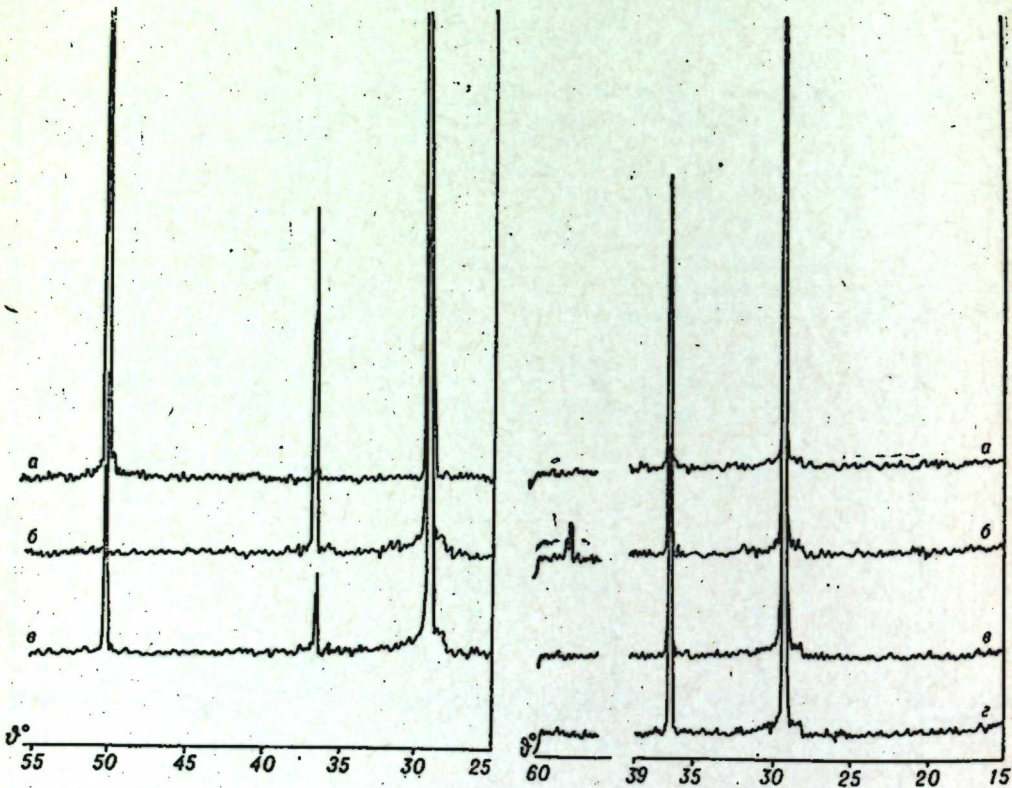


Рис. 2.

Рис. 3.

дисперсностью и микронапряжениями II рода. Для разделения этих эффектов используем их различную зависимость от угла θ [3]. В нашем случае для вольфрамовой жести, прокатанной в перекрестных направлениях, удовлетворительно выполняется соотношение $\frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{\sec \theta_1}{\sec \theta_2} \approx 0,6$, свидетельствующее, что расширение обусловлено дисперсностью блоков когерентного рассеяния, а имеющиеся микронапряжения незначительны (β_1 и β_2 — истинная ширина пиков для углов θ_1 и θ_2 соответственно).

Оценка линейного размера отдельного блока когерентного рассеяния по формуле Селякова $(D = \frac{k\lambda}{\beta \cos \theta})$ дает значение порядка $4 \cdot 10^{-6}$ см. Чтобы проверить, не создается ли текстура на поверхности ребра вольфрамовой жести после ее прокатки в одном направлении, мы набирали пакет из пластин этой жести (направления проката всех пластин были параллельны) и снимали рентгенограммы от такого слонстого образца. Рентгенограмма от торцов приведена на рис. 1, г, где все пики вольфрама с примерно таким же соотношением интенсивностей, как и для образца без текстуры. Так как пластины вырезались из одной вольфрамовой ленты, то нельзя предположить, что

на поверхность ребра одной из них кристаллы выходят преимущественно одними плоскостями, а на поверхность ребра другой пластины — другими. Следовательно, можно сделать вывод, что текстуры на поверхности ребра жести нет. Заниженную интенсивность и размытие пиков можно объяснить сравнительно малой величиной отражающего объема (пакет был узок) и дефокусировкой, имевшей место при этой съемке.

Образцы из вольфрамовой жести, прокатанной в одном направлении, рентгенографировались после отжига в вакууме (10^{-5} мм рт. ст.) при температуре 1800—1900°C. Время отжига — 1; 1,5 и 3 ч. Из рентгенограмм, приведенных на рис. 2, 3, следует, что данный отжиг не снимает текстуру проката; когда время отжига не больше 1 ч, текстура рекристаллизации идентична исходной текстуре деформации; когда время отжига больше (или равно 1,5 ч), текстура рекристаллизации качественно идентична исходной текстуре деформации, но происходит количественное перераспределение между образцовыми пиками уже, чем на рентгенограмме неотожженной вольфрамовой жести, что говорит о росте кристаллов во время отжига. Особенно прогрессивно происходит рост кристаллов у образцов, время отжига которых 1,5—2 ч. Дальнейший рост кристаллов с увеличением времени отжига происходит менее интенсивно. Известно, что кривая зависимости числа рекристаллизованных зерен от температуры или времени отжига имеет максимум. По изменению ширины пиков рентгенограмм можно заключить, что при температуре отжига 1800—1900°C интервал отжига от 1,5 до 3 ч лежит в области максимума кривой.

На рис. 2 приведены рентгенограммы тех же образцов, что и на рис. 3, но снимались другие участки образцов. Так как в процессе рекристаллизации ориентировка вновь образовавшихся зерен, как правило, отличается от ориентировки зерен, за счет которых происходит рост, на рентгенограмме возможно появление новых пиков. То, что рентгенограмма одного участка образца (см. рис. 3, а, б, в) имеет одну систему пиков, а рентгенограмма другого участка того же образца (см. рис. 2, а, б, в) имеет систему пиков, отличающуюся от первой, подтверждает, что процесс рекристаллизации идет неравномерно по всему объему образца.

Институт радиофизики и электроники
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
10/XII 1963

ЛИТЕРАТУРА

1. W. P. Duke. IRE trans. on mil. electr. vol. Mil—4, № 1, p. 38, 1960.
2. Американская рентгенометрическая картотека ASTM.
3. Н. Н. Качанов, Л. И. Миркин. Рентгеноструктурный анализ, (практическое руководство), Машгиз, М., 1960.

Ф. Л. ЭДЕЛЬМАН

ПО ПОВОДУ АНИЗОТРОПНОЙ МИКРОТВЕРДОСТИ КРЕМНИЯ И ГЕРМАНИЯ

Анизотропная микротвердость кристаллов с алмазной решеткой, германия и кремния, была исследована в работах [1—3]. В этих работах, выполненных на монокристаллах, отмечается высокая микротвердость для плоскости {111} (для кремния и германия соответственно до 1650 и 1000 кг/мм²) и меньшая — для плоскостей {110} и {100}. Различие в микротвердости разных граней, характеризующее степень анизотропии, достигало 30—35% для кремния и 10—15% для германия. Испытания проводились на приборе ПМТ-3. Нами проводился анализ возможных механизмов скольжения при индентировании в алмазном кристалле. Предполагалось, что исходный монокристалл не содержит дислокаций и примесей, связывающих их (в настоящее время используются монокристаллы кремния и германия с плотностью дислокаций до $0-10^2$ см⁻²). Кроме того, рассмотрение велось для случая одной действующей системы скольжения, сравни-

тельно медленной деформации (скорость менее 10 см/сек) при комнатной температуре. Угол при вершине индентора ПМТ-3 136°.

Известна экспериментальная формула Гольдшмидта [4], связывающая величину микротвердости H с межплоскостным расстоянием r . Для полупроводников принимают [3]

$$H = \text{const} \cdot r^{-m}, \quad (1)$$

где $m=5$ для элементарных полупроводников и $m=9$ для соединений типа А III В V.

По закону Шмидта [5] предел текучести (напряжения в микрообъеме кристалла при индентировании имеют величину предела текучести или превышают ее) меняется обратно пропорционально фактору ориентации $\sin \varphi \cdot \cos \lambda$ силы относительно направления скольжения, где φ — угол между плоскостью грани индентора и плоскостью скольжения, λ — угол между нормалью к грани индентора и направлением вектора Бюргерса.

Наконец, величина напряжения в поле дислокации пропорциональна величине ее вектора Бюргерса [5].

Учитывая все это, можно записать уравнение Гольдшмидта (1) в форме, более пригодной для анализа возможной анизотропии микротвердости. Введем величину, обратную микротвердости Φ (фактор скольжения). Тогда для элементарных полупроводников

$$\Phi = \frac{k \cdot r^5}{|b|} \cdot \sin \varphi \cdot \cos \lambda, \quad (2)$$

где k — константа, учитывающая возможность динамического размножения дислокаций температурную зависимость микротвердости и т. п. При анализе Φ коэффициент k исключаем из рассмотрения, полагая его независимым от направления скольжения при описанных выше условиях. С ростом фактора скольжения процессы скольжения в данной плоскости облегчаются.

Рассматривая скольжение лишь в плотно упакованных направлениях (главным образом по $\langle 110 \rangle$), определим Φ для различных систем скольжения (см. таблицу).

Из таблицы видно, что наиболее пластичной при микровдавливании оказывается плоскость {100}, менее пластичной плоскость {110} и наименее пластичной {111}. Этот результат хорошо согласуется с измерениями в цитированных выше работах. Кроме того, рассмотрение величины микротвердости оказывается чувствительным к положению отпечатка. Это редко отмечаемое обстоятельство может стать причиной заметного разброса данных.

| Плоскость индентирования | Система скольжения | Направление скольжения | $\Phi^* \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{a^4}$ | Наибольшая пластичность достигается при положении ребра основания индентора по |
|--------------------------|--------------------|------------------------|---|--|
| {111} | {111} | $\langle 110 \rangle$ | 1,9 | $\langle 211 \rangle$ |
| | {110} | $\langle 110 \rangle$ | 1,7 | $\langle 211 \rangle$ |
| | {100} | $\langle 110 \rangle$ | 0,1 | $\langle 211 \rangle$ |
| {110} | {111} | $\langle 110 \rangle$ | 2,9 | $\langle 211 \rangle$ |
| | {110} | $\langle 110 \rangle$ | 1,4 | $\langle 110 \rangle$ |
| | {100} | $\langle 111 \rangle$ | 0,1 | $\langle 110 \rangle$ |
| {100} | {111} | $\langle 110 \rangle$ | 5,2 | $\langle 110 \rangle$ |
| | {110} | $\langle 110 \rangle$ | 1,7 | $\langle 100 \rangle$ |
| | {100} | $\langle 110 \rangle$ | 0,1 | — |

* Размерность $\Phi = a^4$, где a — диагональ грани куба элементарной ячейки алмаза.

При увеличении нагрузки или повышении температуры в нагруженном кристалле действуют одновременно несколько систем скольжения, и предварительная оценка величины микротвердости должна строиться с учетом стартового напряжения дислокации в каждой из этих плоскостей.

Институт физики твердого тела
и полупроводниковой электроники
Сибирского отделения АН СССР,
Новосибирск

Поступила в редакцию
2/1 1964

ЛИТЕРАТУРА

1. М. С. Аблова. Физика твердого тела. 1961, т. 3, № 6, стр. 15, 18.
2. А. В. Сандулова, В. М. Рыбак. Физика твердого тела. 1963, т. 5, № 9, стр. 2587.
3. G. A. Wolff a. oth. Semiconductors and phosphors, New Jersey, 1958.
4. В. М. Гольдшмидт. Кристаллохимия. ОНТИ НКТП, 1937.
5. А. Х. Коттрелл. Дислокации и пластическое течение в кристаллах. Металлургия, 1958.

СПИСОК СТАТЕЙ,
ОПУБЛИКОВАННЫХ В ЖУРНАЛЕ
«ИЗВЕСТИЯ СИБИРСКОГО ОТДЕЛЕНИЯ АКАДЕМИИ НАУК СССР»
В 1964 г.

(Серия технических наук)

- Алабушев П. М., Зуев А. К., Ярунов А. М. Повышение к.п.д. смещенного кулачкового механизма при постоянном нулевом угле давления, № 6, вып. 2.
- Алабушев П. М., Копейкин Г. Ф., Кузьменко Ю. П., Чешев В. Ф., Ярунов А. М. Исследование датчиков крутящего момента, № 10, вып. 3.
- Александров В. М., Матненко Б. Г., Нестеров А. А. Уменьшение времени установления показаний для линейных измерительных систем n -го порядка, № 2, вып. 1.
- Александров В. М., Нестеров А. А. Синтез оптимальных быстродействий на основе реализации линии переключения, № 10, вып. 3.
- Андреев Г. А., Каляцкий И. И. Электрическая прочность некоторых углей Кузбасса, № 6, вып. 2.
- Анисимов А. С. Механические характеристики асинхронного двухфазного двигателя с полым ротором, № 2, вып. 1.
- Анисимов А. С. Оптимальное управление микроэлектроприводами при ограниченных фазовых координатах, № 2, вып. 1.
- Анисимов А. С., Васильев А. И. К определению быстродействия оптимального регулятора, № 10, вып. 3.
- Атавин А. А., Васильев О. Ф. Численные методы расчета связанных колебаний воды и судов в шлюзах и наклонных судоподъемниках. Определение силового воздействия на судно, № 6, вып. 2.
- Бандман О. Л. Матричный метод синтеза электронных RC-схем, № 10, вып. 3.
- Белов Б. М. Низковольтный стабилизатор напряжения на полупроводниковых элементах, № 6, вып. 2.
- Белоглазов Н. К., Земляков Б. А. Гранулометрический анализ каменных углей, добываемых гидравлическим способом, № 10, вып. 3.
- Бибик К. В. Некоторые вопросы методики определения оптимальных параметров комбинированной системы разработки с гидростойкой угля, № 2, вып. 1.
- Бирин Г. Д., Васильев А. И., Загорский В. Т. К вопросу о выборе параметров составных транзисторных ключей, № 10, вып. 3.
- Блохин В. С. К вопросу о напряженном состоянии бурового инструмента, № 10, вып. 3.
- Блохин В. С., Рабко В. Д. Эксплуатация машин пневмоударного бурения на горнорудных предприятиях СССР, № 10, вып. 3.
- Васильев О. Ф. Опыт применения и экспериментальная проверка приближенной теории колебаний в камере наклонного судоподъемника, № 2, вып. 1.
- Воробьев Г. В. Устойчивость параллельной работы дальней электропередачи с последовательно-параллельными промежуточными подключениями, № 6, вып. 2.
- Геллер В. М., Сендерзон М. Э. Исследование методов повышения устойчивости и улучшения энергетических параметров усилителей мощности распределенного тока, № 2, вып. 1.
- Геллер В. М. Исследование влияния потерь на энергетические параметры распределенных усилителей мощности, № 10, вып. 3.
- Гик Л. Д. Измерительные усилители напряжения на транзисторах, № 10, вып. 3.
- Гречишев С. Е. Предельное равновесие и ползучесть мерзлых грунтов при сложном напряженном состоянии, № 6, вып. 2.
- Григлюк Э. И., Чулков П. П. Уравнения поля температур для трехслойных оболочек, № 6, вып. 2.
- Гриневич Ф. Б. Основы построения экстремальных цифровых автоматических мостов переменного тока, № 2, вып. 1.
- Гриневич Ф. Б., Мантуш Т. Н. Обработка информации в автоматах сортировки радиодеталей, № 10, вып. 3.

- Жданов С. М., Варвариц Г. Б. Автоматизация выявления ползунов на поверхности катания колес железнодорожных вагонов с помощью пьезодатчиков, № 6, вып. 2.
- Каган В. Г. О динамическом качестве реальных структур автоматического регулирования высокой точности, № 6, вып. 2.
- Каляцкий И. И., Лимасов А. И. Исследование импульсной электрической прочности некоторых твердых диэлектриков в больших толщах, № 2, вып. 1.
- Касперович А. Н. Экстрематор на нелинейных емкостях p - n -переходов, № 2, вып. 1.
- Копанев И. Д. Характеристики переноса снега, № 6, вып. 2.
- Кравченко А. Ф., Кот К. Н., Дивак М. И. Микротвердость арсенида галлия, № 10, вып. 3.
- Кротман Л. С. О расчете плоскопараллельного поля тока в проводящей полосе с тонким поперечным разрезом, № 2, вып. 1.
- Куров В. Ф. Модификация критерия Ю. И. Неймарка, № 10, вып. 3.
- Макаров И. А. Упрощенный способ построения паспортов прочности горных пород, № 2, вып. 1.
- Матненко Б. Г. К возможности уменьшения числа логических элементов за счет комбинирования полных систем функций алгебры логики, № 10, вып. 3.
- Минкевич Л. М. К исследованию соленоидных молотков на моделирующей установке МН-7, № 2, вып. 1.
- Недорезов И. А., Федоров Д. И., Федулов А. И., Хамчук Ю. М. О создании и эффективности ковшей активного действия, № 10, вып. 3.
- Ольшевский О. В., Самородов Г. И. Ограничение перенапряжений в настроенных электропередачах при однофазных замыканиях, № 6, вып. 2.
- Подбельский Г. Н., Понкратьева Н. П. О классификации окисленных углей из карьеров Кузнецкого бассейна, № 10, вып. 3.
- Птухин Ф. И. Статистический метод оценки масштабного эффекта у льда, № 6, вып. 2.
- Рабко В. Д. К вопросу определения потерь на трение качения при больших скоростях и нагрузках, № 2, вып. 1.
- Рабко В. Д. Исследование трения при внутреннем качении цилиндрических тел, № 10, вып. 3.
- Сенин А. Г. Некоторые вопросы анализа и синтеза измерительных систем для экстраполяции случайного поля, № 2, вып. 1.
- Сергеев П. В. Задача Вышнеградского в теории прямого регулирования с учетом эффекта запаздывания и воздействия по производной, № 10, вып. 3.
- Смолянинов С. И., Маслов С. Г. Получение топливо-плавильных материалов из фрезерного торфа методом термобрикетирувания, № 6, вып. 2.
- Соболев В. С. Бесконтактные измерения удельного сопротивления полупроводниковых материалов методом вихревых токов, № 2, вып. 1.
- Соломин Б. А. Спиральные линии задержки, экранированные ртутью, № 2, вып. 1.
- Соломин Б. А. Некоторые особенности работы емкости в импульсных схемах наносекундного диапазона, № 6, вып. 2.
- Сувернев В. Г. Малые собственные колебания трехслойных оболочек вращения, № 6, вып. 2.
- Тишков А. Я. Некоторые вопросы исследования мощных вибрационных питателей, № 10, вып. 3.
- Томсон Я. Я. О критическом коэффициенте усиления в автоматических мостах переменного тока, № 10, вып. 3.
- Тропин Ю. Д. Исследование процессов перематгивания в нитевидных кристаллах железа, № 6, вып. 2.
- Шеломанов А. И., Скоморохов В. Б., Малиновская О. А. Каталитический процесс как объект самонастраивающейся системы, № 10, вып. 3.

Краткие сообщения

- Вертопрахов В. Н., Кончарова Л. И., Ларионов И. Г. Оптический прибор для ориентации монокристаллов, № 6, вып. 2.
- Войнарович М. М. Исследование обтекания симметричных тел вблизи стенки методом электрогидродинамической аналогии, № 2, вып. 1.
- Гик А. Д. Стабильность многократного усилителя, № 2, вып. 1.
- Грохольский А. Л., Одинцов В. А. О повышении точности воспроизведения емкости — фарады, № 2, вып. 1.
- Дудкевич Б. Н. Некоторые вопросы исследования чувствительности электронизмерительных цепей переменного тока, № 6, вып. 2.
- Дюнин А. К. Об особенностях осреднения по объемам фаз фазовых величин в общих дифференциальных уравнениях двухфазных потоков (жидкость + твердые частицы), № 6, вып. 2.

- Ершов Р. Е. О структуре веера остаточной намагниченности поликристаллического кобальта, № 6, вып. 2.
 Золотарев И. Д. О возможности упрощения выполнения обратного преобразования Лапласа (случай кратных полюсов), № 10, вып. 3.
 Золотарев И. Д. О некоторых формулах, упрощающих выполнение обратного преобразования Лапласа, № 10, вып. 3.
 Золотухин Г. Е., Ярославская Р. М. Влияние полярности и теплопроводности электрода на фазовое распределение частиц в дуге переменного тока, № 2, вып. 1.
 Кривошеков Г. В., Кирил Ю. М., Мареников С. И. Исследование условий получения второй гармоники, возбуждаемой оптическим квантовым генератором (ОКГ) в кристалле $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$, № 6, вып. 2.
 Пирогов В. К. Разрушение кристаллов окиси тория в электронном микроскопе, № 2, вып. 1.
 Пирогов В. К., Широков Е. Г. Рентгенографическое исследование вольфрамовой жести, № 10, вып. 3.
 Чеботаев В. П. Избирательное возбуждение ионов аргона метастабильными атомами гелия, № 6, вып. 2.
 Эдельман Ф. Л. По поводу анизотропной микротвердости кремния и германия, № 10, вып. 3.

Хроника

- Притвиц Н. А. Семинар по применению электронных вычислительных машин в гидравлике, № 2, вып. 1.
 Рабинович В. И. Пятая всесоюзная конференция по электрическим методам автоматического контроля, № 2, вып. 1.
 Владимир Дмитриевич Кузнецов, № 2, вып. 1.

Редактор Р. П. Ефимова
 Художественный редактор В. А. Бурачук
 Технический редактор Г. П. Танакова
 Корректоры А. А. Симонова, Л. И. Коршунова

Подписано в печать 3 декабря 1964 г. МН 00664. Бумага 70×108^{1/2} мм. 11,25 печ. л., 15,3+2 вкл. усл. печ. л., 15,5 уч.-изд. л. Тираж 1800.

Редакционно-издательский отдел Сибирского отделения Академии наук СССР, Новосибирск, Советская, 20, Заказ № 117. Новосибирск, Красный проспект, 20. Цена 70 коп.

ФЕЙНМАНОВСКИЕ ЛЕКЦИИ ПО ФИЗИКЕ

Издательство «Мир» готовит к выпуску в русском переводе полный курс лекций Р. Фейнмана. Имя этого крупного американского физика-теоретика известно по его выдающимся работам в области квантовой теории поля и элементарных частиц.

Р. Фейнман прочел для студентов 1-го курса Калифорнийского технологического института цикл лекций по общей физике, во многом резко отличающийся от обычных курсов общей физики. Необычно построение курса и содержание лекций. Много внимания уделено целям и методам физики, обрисовано ее значение для других естественных наук, показана ее связь с современными достижениями техники, рассказано о ее последних открытиях. В курс включен ряд вопросов, обычно незатрагиваемых в курсах общей физики (теория относительности, биофизика зрения, квантовые свойства излучения и др.). В тесной связи с физикой вводятся необходимые сведения из математики: свойства векторов, преобразование координат, симметрия, некоторые вопросы алгебры. Книга отлично иллюстрирована, подробно анализируются примеры и интересные задачи. Доступность и простота изложения сочетаются с глубоким проникновением в физическую сущность каждого понятия, закона, явления.

В США курс лекций Фейнмана издается в 2-х томах.

В русском переводе в 1965 г. выйдут 4 выпуска, соответствующие содержанию 1-го тома.

- I выпуск — Современная наука о природе. Законы механики.
- II выпуск — Пространство. Время. Движение.
- III выпуск — Излучение. Волны. Кванты.
- IV выпуск — Кинетика. Теплота. Звук.

Издание будет распространяться по подписке.

Условия подписки. Стоимость 4-х выпусков 5 руб. 28 коп. При подписке вносится задаток в сумме 1 руб., который засчитывается при получении четвертого выпуска.

Подписку принимают магазины, распространяющие подписные издания и специализированные магазины «Техническая книга».

Примечание. Второй том курса лекций Р. Фейнмана посвящен электричеству и магнетизму. В издании на русском языке содержание этого тома будет изложено в последующих выпусках, о подписке на которые будет объявлено особо.

ПРИНИМАЕТСЯ ПОДПИСКА

НА ТАБЛИЦЫ БАРЛОУ

КВАДРАТОВ, КУБОВ, КВАДРАТНЫХ КОРНЕЙ,
КУБИЧЕСКИХ КОРНЕЙ И ОБРАТНЫХ
ВЕЛИЧИН ВСЕХ ЦЕЛЫХ ЧИСЕЛ ДО 15 000

В СССР таблицы Барлоу получили широкую известность благодаря трем русским изданиям (1933, 1936, 1950 гг.).

Издательство «Мир» готовит к выпуску в 1965 г. 4-е издание таблиц Барлоу, которое выйдет под общей редакцией с дополнениями профессора Л. С. Хренова. В этом издании основная таблица доведена до значения аргумента 15 000 (вместо 12 500 в предыдущем издании), таблица более высоких степеней чисел расширена до значения аргумента 300 (вместо 100). Добавлены также и некоторые другие вспомогательные таблицы, такие как степень натурального ряда чисел, несократимые дроби и простые числа, величины кратные и обратные значениям π и M и e , биномиальные коэффициенты и коэффициенты для интерполяционных формул Ньютона и некоторые постоянные величины.

Таблицы Барлоу издаются с учетом потребностей широкого круга специалистов, использующих в своей научной и практической деятельности вычислительные методы; программистов электронных вычислительных машин, конструкторов и технологов машиностроительной и других отраслей промышленности, строителей, экономистов, счетно-бухгалтерских работников и др. ими также могут пользоваться студенты в качестве учебного пособия по вычислительному практикуму, курсовому и дипломному проектированию и учащиеся специальных математических школ. Объем издания 26 изд. л.

Условия подписки. Цена книги 2 руб. При подписке вносится задаток в размере 1 руб. 50 коп. Задаток засчитывается при получении книги. Подписка принимается книжными магазинами, распространяющими подписные издания, и специализированными магазинами «Техническая книга».

ПРОИЗВОДИТСЯ ПОДПИСКА

НА НОВЫЙ ЖУРНАЛ
СИБИРСКОГО ОТДЕЛЕНИЯ АН СССР

„АВТОМЕТРИЯ“

НА 1965 ГОД

Журнал будет выходить с января 1965 г. периодичностью 6 номеров в год, объемом 8 печатных листов.

Журнал предназначен для публикации работ по теории и научно-техническим основам построения измерительных информационных систем и их элементов. Основными научными направлениями, которые предполагается широко освещать в журнале, являются:

1. Теория и принципы построения измерительных информационных систем (вероятностный и информационный анализ, структурный синтез и надежность измерительных систем, методы обработки результатов измерений и т. п.).

2. Анализ и синтез автоматических устройств измерения контроля и диагностики, в том числе устройств, обладающих свойствами адаптации.

3. Методы и принципы построения аппаратуры для измерения электрических величин (токов, напряжений, сопротивлений и др.) и электрических и магнитных свойств веществ (магнитных, полупроводниковых и изоляционных материалов).

4. Новые методы построения чувствительных элементов и преобразователей для измерения неэлектрических величин.

5. Принципы построения и методы расчета основных функциональных элементов измерительных систем (измерительные усилители, устройства сравнения, коммутационные устройства, образцовые меры и т. п.).

В журнале систематически будут публиковаться обзоры новейших достижений теории и практики измерений и измерительных информационных систем.

Журнал «Автометрия» рассчитан на научно-технических работников, инженеров, аспирантов и студентов старших курсов вузов соответствующих специальностей.

Подписная цена на годовой комплект — 6 руб.

Цена отдельного номера — 1 руб.

С января 1965 года
начинает выходить новый журнал
Сибирского отделения АН СССР

„ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ ПОЛЕЗНЫХ ИСКОПАЕМЫХ“

Журнал будет освещать новые методы разрушения горных пород, новые способы извлечения полезных ископаемых из недр земли (химические, физические и другие методы), проникновение на большие глубины, применение математических методов и вычислительной техники в горном деле, проблемы автоматического управления технологическими процессами, агрегатами и комплексами и многие другие темы. Кроме того, в нем будут публиковаться статьи экономического и методического характера о новейших методах исследования в области физико-технических проблем разработки недр, о приборах, аппаратуре, а также рефераты по зарубежным источникам, информации и т. д.

Журнал рассчитан на инженерно-технических работников, научных сотрудников научно-исследовательских институтов, преподавателей и студентов вузов.

Периодичность журнала 6 номеров в год объемом 8 печ. л. Подписная цена на год 7 руб. 20 коп., цена одного номера 1 руб. 20 коп.

Подписка принимается всеми отделениями Союзпечати и агентствами связи, а также магазинами «Академкнига».

ПОДПИСЫВАЙТЕСЬ НА ЖУРНАЛ

«Физико-технические проблемы разработки
полезных ископаемых»

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ

Представляемые в журнал статьи должны излагать новые, еще не опубликованные результаты научных исследований, в конце работы должны содержаться краткие выводы.

Редакция просит авторов при подготовке статей руководствоваться изложенными ниже правилами. Статьи, оформленные без соблюдения этих правил, редколлегией не рассматриваются.

1. На публикацию представляемых в редакцию материалов требуется письменное разрешение руководства организации, на средства которой проводились работы.
2. Размер статей, включая иллюстративный материал и библиографию, не должен превышать 15 стр. машинописи для работ проблемного характера и 10 стр. для научных сообщений; посвященных частным вопросам — 5 стр. для сообщений максимального объема установлен 5 стр.
3. Статья должна быть написана на русском языке.

без рукописных вставок
текст, так и подстроч-
т. д. обязательно печатать

ются в двух экземплярах
тематические и структурные
яра-рукописи.
а в виде общего списка;
в тексте ссылка на литературу
например [1].
иже: а) литература в графическом перечне
рафического перечня
м, выпуск, издание, вып. 8, изд. 2.

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

| Страница | Строка | Напечатано | Должно быть |
|----------|----------|---------------------------------|--|
| 147 | 33 снизу | $\frac{\text{квт}}{\text{м}^3}$ | $\frac{\text{квт} \cdot \text{ч}}{\text{м}^3}$ |
| 163 | 4 снизу | $= \text{Re } [g(t)] =$ | $= \text{Re } [\bar{g}(t)] =$ |

Известия Сибирского отделения АН СССР № 10, вып. 3

издания, название
автора, название статьи, название журнала,
вып. 7), номер. В работах по химии в соответствии с порядком
в специализированных химических журналах, допускаются ссылки на
работы, опубликованные в журналах, без названия статей.

7. Формулы, латинские, греческие и т. п. выражения следует давать только в случаях необходимости, вписывая их на машинке или от руки (темными чернилами или тушью) четко и ровно, чтобы не было никаких сомнений при чтении каждого знака. Во избежание недоразумений нужно делать ясное различие между одинаковыми по начертанию заглавными и строчными буквами в формулах, подчеркивая заглавные буквы двумя черточками снизу. Греческие буквы обводятся красным карандашом.

8. Тоновые иллюстрации (фото) должны быть выполнены ровно наложенной тушью на кальке, допускается также плотная белая бумага. На абсциссе и ординате графиков должны быть указаны откладываемые величины и единицы их измерения. Не рекомендуется рисунки и чертежи загромождать надписями, лучше детали рисунка занумеровать и дать расшифровку номеров в подрисуночной подписи.

Все иллюстрации к статье должны иметь сквозную нумерацию. Номера эти представляются простым карандашом на каждом рисунке или чертеже, а также в рукописи на левом поле страницы, против соответствующего места в тексте (включать иллюстрации в текст рукописи нельзя). Кроме того, на обороте каждого рисунка ставится название статьи и фамилия автора. В рукопись должна быть вложена опись иллюстраций (в 2 экземплярах) согласно их порядковой нумерации.

9. Авторы должны избегать повторения одних и тех же данных в таблицах, графиках и тексте статей.

10. Корректурa дается авторам лишь для контроля. Стилистическая правка, дополнения и сокращения в корректуре не допускаются. Иногородним авторам корректурa не высылается.

11. После опубликования статьи автор получает 25 оттисков.
Статьи направляются по адресу: Новосибирск, ул. Советская, 20, комн. 310.

С января 1965 года
начинает выходить новый журнал
Сибирского отделения АН СССР

«ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ ПОЛЕЗНЫХ ИСКОПАЕМЫХ»

Журнал посвящен физическим проблемам разработки полезных ископаемых. Журнал публикует работы ученых и инженеров вузов. Периодичность — ежеквартально. Подписки принимаются по адресу: Новосибирск, ул. Советская, 20, комн. 310.

«Физико-технические проблемы разработки
полезных ископаемых»

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ

Представляемые в журнал статьи должны излагать новые, еще не опубликованные результаты научных исследований, в конце работы должны содержаться краткие выводы.

Редакция просит авторов при подготовке статей руководствоваться изложенными ниже правилами. Статьи, оформленные без соблюдения этих правил, редколлегией не рассматриваются.

1. На публикацию представляемых в редакцию материалов требуется письменное разрешение руководства организации, на средства которой проводились работы.

2. Размер статей, включая иллюстративный материал и библиографию, не должен превышать 15 стр. машинописи для работ проблемного характера и 10 стр. для научных сообщений, посвященных частным вопросам. Для кратких сообщений максимальный объем установлен 5 стр. машинописи.

3. Статья должна быть напечатана на пишущей машинке, без рукописных вставок и помарок, на одной стороне стандартного листа. Как основной текст, так и подстрочные примечания, подрисовочные подписи, список литературы и т. д. обязательно печатаются через два интервала.

4. Рукописи и иллюстративный материал к ним представляются в двух экземплярах. Рукопись должна быть вычитана и подписана автором. Математические и структурные формулы должны быть тщательно вписаны в оба экземпляра рукописи.

5. Цитируемая в статье литература должна быть оформлена в виде общего списка в порядке цитирования, который помещается в конце статьи; в тексте ссылка на литературу отмечается порядковой цифрой в квадратных скобках, например [1].

6. Литература должна быть оформлена в следующем порядке: а) литература в списке дается на тех языках, на которых она издана; б) библиографические данные приводятся по титульному листу издания, все элементы библиографического перечня отделяются друг от друга запятыми; в) цифры, обозначающие том, выпуск, издание, страницы; ставятся после сокращенного слова, например, т. III, вып. 8, изд. 2.

Схема перечня библиографических данных

Для книг: инициалы и фамилия автора, название книги, место издания, название издательства, год издания;

Для журналов: инициалы и фамилия автора, название статьи, название журнала, год, том, выпуск (т. III, вып. 7), номер. В работах по химии в соответствии с порядком, принятым в специализированных химических журналах, допускаются ссылки на работы, опубликованные в журналах, без названия статей.

7. Формулы, латинские, греческие и т. п. выражения следует давать только в случаях необходимости, вписывая их на машинке или от руки (темными чернилами или тушью) четко и ровно, чтобы не было никаких сомнений при чтении каждого знака.

Во избежание недоразумений нужно делать ясное различие между одинаковыми по начертанию заглавными и строчными буквами в формулах, подчеркивая заглавные буквы двумя черточками снизу. Греческие буквы обводятся красным карандашом.

8. Тоновые иллюстрации (фото) должны быть выполнены розно наложенной тушью на кальке, допускается также плотная белая бумага. На абсциссе и ординате графиков должны быть указаны откладываемые величины и единицы их измерения.

Не рекомендуется рисунки и чертежи загромождать надписями, лучше детали рисунка занумеровать и дать расшифровку номеров в подрисовочной подписи.

Все иллюстрации к статье должны иметь сквозную нумерацию. Номера эти представляются простым карандашом на каждом рисунке или чертеже, а также в рукописи на левом поле страницы, против соответствующего места в тексте (включать иллюстрации в текст рукописи нельзя). Кроме того, на обороте каждого рисунка ставится название статьи и фамилия автора. В рукопись должна быть вложена опись иллюстраций (в 2 экземплярах) согласно их порядковой нумерации.

9. Авторы должны избегать повторения одних и тех же данных в таблицах, графиках и тексте статей.

10. Корректра дается авторам лишь для контроля. Стилистическая правка, дополнения и сокращения в корректре не допускаются. Иногородним авторам корректра не высылается.

11. После опубликования статьи автор получает 25 оттисков.
Статьи направляются по адресу: Новосибирск, ул. Советская, 20, комн. 310.

ПРОВОДИТСЯ ПОДПИСКА
на научный журнал
ИЗВЕСТИЯ
СИБИРСКОГО ОТДЕЛЕНИЯ
АКАДЕМИИ НАУК СССР

В 1964 г. журнал выходит четырьмя сериями (общественные науки, техническая, химическая, биолого-медицинская), в течение года в каждой серии выйдет три номера объемом по 10 печ. л. Подписка принимается как по сериям, так и на журнал в целом.

В серии общественных наук будут публиковаться статьи по вопросам экономики комплексного развития и размещения народного хозяйства Сибири и Дальнего Востока, рационального использования трудовых ресурсов, региональных особенностей организации труда и применения техники, экономики освоения новых предприятий и т. д., по вопросам истории, археологии и этнографии Сибири и Дальнего Востока; по вопросам филологии, в частности по проблемам языков народов Сибири.

В технической серии будут освещаться итоги научно-теоретических и экспериментальных исследований в области прикладной и теоретической механики, горного дела, энергетики и электротехники, металлургии, гидрофизики, радиоэлектроники, автоматизации и электротехники и др.

Серия химическая предназначена для публикации работ, выполненных в химических институтах СО АН СССР, по неорганической, органической и физической химии, за исключением областей, обеспечиваемых специальными журналами СО АН СССР «Структурная химия», «Кинетика и катализ».

Серия биолого-медицинская будет освещать результаты новейших исследований по ботанике, лесоведению, зоологии, почвоведению, цитологии и генетике, по вопросам экспериментальной медицины (имеющим общебиологическое значение).

В журнале будут печататься также статьи методического и обзорного характера, критико-библиографические материалы.

Читатель найдет в журнале разностороннюю информацию о жизни научных учреждений Сибири и Дальнего Востока.

ПОДПИСНАЯ ЦЕНА ЖУРНАЛА

Серия общественных наук (3 номера в год) — 2 р. 10 к.

Серия техническая " " "

Серия химическая " " "

Серия биолого-медицинская " " "

Цена полного комплекта журнала (12 номеров в год) — 8 р. 40 к.

Цена отдельного номера 70 коп.

Подписка принимается всеми отделениями Союзпечати и агентствами связи, а также магазинами «Академкнига».

Отдельные номера журнала могут быть высланы наложенным платежом. Заказы направлять в редакцию журнала (Новосибирск, Советская, 20, комн. 310).