

p. 6.1  
234

TALLINNA POLÜTEHNILISE  
INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО  
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

СЕРИЯ А

№ 234

**ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ  
И  
АВТОМАТИКЕ**

**СБОРНИК СТАТЕЙ  
IV**





Er.6.7

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED  
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

С Е Р И Я А

№ 234

1966

---

УДК 621

ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ И АВТОМАТИКЕ

СБОРНИК СТАТЕЙ

IУ

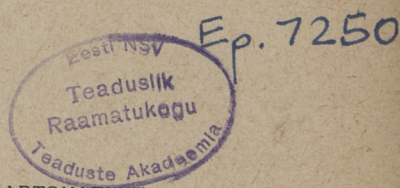
Таллин 1966



# СО Д Е Р Ж А Н И Е

Стр.

1.	В. Крахт. Структурная схема цифрового корректора ПИД-регулятора.....	3
2.	В. Крахт. Об инкрементальном построении цифровых корректоров импульсных систем автоматического регулирования.....	II
3.	Х. Таммет. О методах построения стабильных корреляционных измерителей.....	2I
4.	Л. Эйнер. О расчете нагрузки и применимости низкочастотных колебательных датчиков вязкости	33
5.	Э.Калм, Я.Петерсон, Э.Хансен. Об оптимальном управлении монтажных и сборочных работ.....	4I
6.	Э. Хансен. Вопросы проектирования радиотехнических предприятий .....	47
7.	И.Эйскоп. Пентодный усилитель с комбинированной развязкой.....	59



ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ И АВТОМАТИКЕ  
СБОРНИК СТАТЕЙ IV

ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Редактор Г. Вяльмяэ  
Технический редактор Л. Лоопер

---

Сдано в набор 23/II-1966. Подписано к печати 14/III -1966.  
 Бумага 60x90, 1/16. Печ.л. 4,25. Уч.изд.л. 3,25. Тираж 500.  
 МБ-02948, Зак №132 Ротапринт ГПИ, Таллин, ул.Пикк яг 14.  
 Цена 21 коп



УДК 62-504.435:003.6

В. Крахт

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА  
ПИД-регулятора

Большое значение в практике автоматического регулирования имеют разные простейшие законы динамической коррекции систем автоматического регулирования. В системах непрерывного действия такими законами являются П, И-, ПД-, ПИ- и ПИД-законы регулирования [1]. Аналогичные законы существуют также в импульсных и цифровых системах [1, 2]. Вопросам построения и настройки таких цифровых систем регулирования посвящены работы Е.К. Круга [1, 2, 3], но систематическому исследованию структурных схем, алгоритмов работы и основных показателей подобных систем до сих пор уделено мало внимания. В настоящей статье делается попытка уменьшить этот пробел.

Вышеупомянутые законы регулирования по существу являются частными случаями от общего закона коррекции, структурные схемы для которых были рассмотрены в одной работе автора [5]. Однако можно ожидать, что учет специфических свойств П, И-, ПД-, ПИ- и ПИД-законов регулирования позволяет получить схемы корректирующих устройств, обладающих наилучшими структурными и динамическими показателями. Поэтому при отыскании структурных схем таких корректоров следует исходить из соответствующих законов регулирования. При этом первые два из этих законов, П- и И-законы, так просты, что для их реализации не требуется особых корректирующих устройств, а осуществляются применением соответствующих исполнительных устройств или преобразователей цифровых сигналов в аналоговые [4]. Поэтому здесь



этим законам внимания не уделяется.

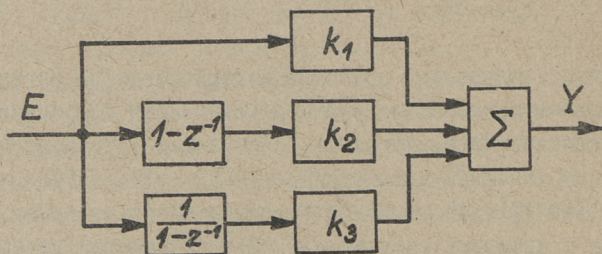
ПД- и ПИ-законы являются частными случаями ПИД-закона. Поэтому мы будем рассматривать структурные схемы и алгоритмы работы только для ПИД-закона как наиболее общего случая.

Передаточная функция ПИД-корректора выражается в следующем виде [2]:

$$W_K(z) = K_1 + K_2 \frac{z-1}{z} + K_3 \frac{z}{z-1} \quad (1a)$$

или по отрицательным степеням от  $z$ ,

$$W_K(z) = K_1 + K_2(1-z^{-1}) + K_3 \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (1б)$$



Фиг. 1

Структурная схема такого ПИД-корректора представлена на фиг. 1 [2]. В соответствии с этой схемой в состав корректора входит один сумматор, три блока умножения, цифровой дифференциатор с передаточной функцией

$$W_D(z) = 1 - z^{-1} \quad (2)$$

и цифровой интегратор с передаточной функцией

$$W_I(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (3)$$

Анализ схем реализации ПИД-корректора, полученный из структурной схемы фиг. 1, показал, что последнюю нельзя считать удачной по ряду причин. Во-первых, во всех параллельных ветвях установлены блоки умножения, что чрезмерно усложняет схему; во-вторых, цифровой дифференциатор технически трудно реализовать (он будет сложнее чем например интегратор или ячейка задержки); в-третьих, такая схема вносит в систему регулирования запаздывание, равное времени, необхо-



димому для осуществления всех вычислительных операций.

Структурную схему, а также ее динамические показатели [5] можно улучшить, если при составлении структурной схемы исходить из преобразованного выражения передаточной функции корректора (I). Таким выражением является следующее:

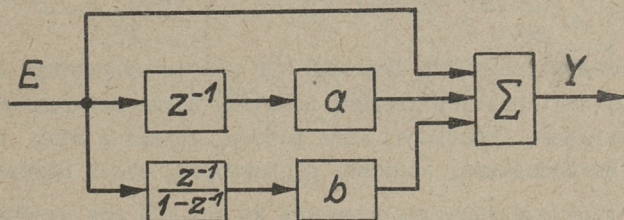
$$W_K(z) = K_0 \cdot (1 + \alpha z^{-1} + b \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}), \quad (4)$$

причем

$$K_0 = K_1 + K_2 + K_3, \quad (4a)$$

$$\alpha = - \frac{K_2}{K_1 + K_2 + K_3}, \quad (4b)$$

$$b = \frac{K_3}{K_1 + K_2 + K_3}. \quad (4b)$$



Фиг. 2

Если принимать во внимание еще то, что коэффициент  $K_0$  может быть учтен в непрерывной части системы, то структурная схема ПИД-корректора существенно упрощается (фиг. 2). В ней содержится сумматор, два блока умножения, блок задержки и цифровой интегратор с передаточной функцией

$$W_I(z) = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}. \quad (5)$$

Последняя структурная схема (фиг. 2) выгодно отличается от первоначальной (фиг. 1) как по структурным, так и по динамическим показателям. Структура схемы фиг. 2 проще, так как блоки умножения установлены только в двух параллельных ветвях и цифровой дифференциатор как более сложное устройство заменяется блоком задержки (например в виде регистра)



как более простым устройством. Улучшение динамических показателей заключается в том, что вместе с заменой дифференциатора блоком задержки и с изменением передаточной функции интегратора с (3) на (5) в соответствующие ветви структурной схемы (фиг. 2) вводится запаздывание на время интервала дискретности. Если все необходимые вычисления в этих ветвях осуществляются за это время и придерживается определенная последовательность (см. ниже) образования суммы во выходном сумматоре, то запаздывание, вносимое корректором в систему регулирования, уменьшается и равно времени, необходимому для сложения очередного значения входной переменной в сумматоре и выдаче суммы на выходе корректора.

Цикл работы рассматриваемого ПИД-корректора состоит из трех шагов, причем алгоритм работы выражается формулой

$$y_i = e_i + a e_{i-1} + b \sum_{j=1}^{i-1} e_j. \quad (6)$$

Последовательность операций при работе корректора по (6) такова, что сложение входной величины осуществляется во время последнего (третьего) шага работы. Только в этом случае время запаздывания, вносимое корректором, будет наименьшим.

Следует еще обратить внимание на то, что оба коэффициента в формуле (6) по абсолютной величине меньше единицы [см. (4б) и (4в)], чем упрощаются операции умножения переменных на соответствующие коэффициенты [6].

До сих пор мы предполагали, что выходные сигналы с корректора поступают на исполнительное устройство пропорционального действия. Но часто находят применение исполнительные устройства интегрального действия. В этом случае исполнительный орган наряду со своей основной функцией — передачей воздействий с корректора на объект регулирования — выполняет еще некоторые функции динамической коррекции, производя интегрирование выходных сигналов собственного корректора. Очевидно, что такое обстоятельство должно быть учтено при определении передаточной функции корректора так, чтобы передаточная функция совокупности корректора и исполнительного устройства соответствовала бы заданному закону регулирования.



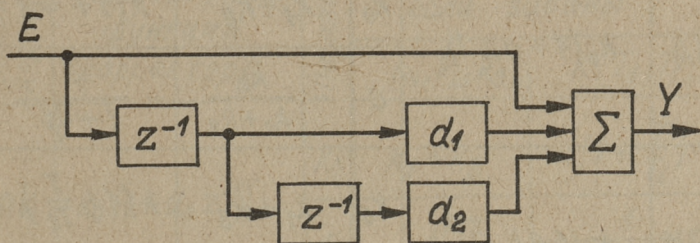
Передаточная функция корректора в системе с исполнительным устройством интегрального действия легко определяется из передаточной функции путем деления последней на передаточную функцию интегратора (3). В случае ПИД-закона регулирования передаточная функция корректора будет:

$$W_K(z) = k_0(1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}), \quad (7)$$

где

$$d_1 = a + b - 1 = -\frac{k_1 + 2k_2}{k_1 + k_2 + k_3}, \quad (7a)$$

$$d_2 = -a = \frac{k_2}{k_1 + k_2 + k_3}. \quad (7b)$$



Фиг. 3

Структурная схема такого корректора приведена на фиг.3. Последняя отличается от схемы фиг. 2 тем, что в блоке задержки ее содержатся две ячейки, а цифровой интегратор отсутствует.

Алгоритм работы такого ПИД-корректора выражается формулой

$$y_i = e_i + d_1 e_{i-1} + d_2 e_{i-2}, \quad (8)$$

причем последовательность операций должна быть такова, что вычисления начинаются образованием и накоплением в сумматоре слагаемого со старшим значением входной переменной и заканчивается сложением младшего значения этой переменной.

Параметрами настройки цифрового ПИД-корректора являются коэффициенты  $k_0$ ,  $a$  и  $b$  (фиг. 2) или  $k_0$ ,  $d_1$  и  $d_2$  (фиг.3). Они определялись через парциальные коэффициенты  $k_1$ ,  $k_2$  и  $k_3$ . Соответствующие формулы собраны в таблицах 1 и 2. Там



Таблица I

Закон коррекции	Передаточная функция корректора	Параметр	Выражения, если заданы	
			$k_1, k_2, k_3$	$k, T_d, T_i$
ПД	$k_0(1+az^{-1})$	$k_0$	$k_1+k_2$	$k(1+\frac{T_d}{T})$
		$a$	$-\frac{k_2}{k_1+k_2}$	$-\frac{\frac{T_d}{T}}{1+\frac{T_d}{T}}$
ПИ	$k_0(1+b\frac{z^{-1}}{1-z^{-1}})$	$k_0$	$k_1+k_3$	$k(1+\frac{T}{T_i})$
		$b$	$\frac{k_3}{k_1+k_3}$	$\frac{\frac{T}{T_i}}{1+\frac{T}{T_i}}$
ПИД	$k_0(1+az^{-1}+b\frac{z^{-1}}{1-z^{-1}})$	$k_0$	$k_1+k_2+k_3$	$k(1+\frac{T_d}{T}+\frac{T}{T_i})$
		$a$	$-\frac{k_2}{k_1+k_2+k_3}$	$-\frac{\frac{T_d}{T}}{1+\frac{T_d}{T}+\frac{T}{T_i}}$
		$b$	$\frac{k_3}{k_1+k_2+k_3}$	$\frac{\frac{T}{T_i}}{1+\frac{T_d}{T}+\frac{T}{T_i}}$



же приведены формулы для определения параметров настройки ПД- и ПИ-корректоров. Те же самые параметры могут быть определены и через параметры  $k$ ,  $T_i$  и  $T_d$  регулятора непрерывного действия. Формулы для этого приведены также в таблицах 1 и 2.

Т а б л и ц а 2

Закон коррекции	Передаточная функция корректора	Параметр	Выражения, если заданы	
			$k_1, k_2, k_3$	$k, T_d, T_i$
ПИ	$k_0(1+d_1z^{-1})$	$k_0$	$k_1+k_3$	$k(1+\frac{T}{T_i})$
		$d_1$	$-\frac{k_1}{k_1+k_3}$	$-\frac{1}{1+\frac{T}{T_i}}$
ПИД	$k_0(1+d_1z^{-1}+d_2z^{-2})$	$k_0$	$k_1+k_2+k_3$	$k(1+\frac{T_d}{T}+\frac{T}{T_i})$
		$d_1$	$-\frac{k_1+2k_2}{k_1+k_2+k_3}$	$-\frac{1+2\frac{T_d}{T}}{1+\frac{T_d}{T}+\frac{T}{T_i}}$
		$d_2$	$\frac{k_2}{k_1+k_2+k_3}$	$\frac{\frac{T_d}{T}}{1+\frac{T_d}{T}+\frac{T}{T_i}}$



## Л и т е р а т у р а

1. Е.К. Круг, О.М. Минина. Электрические регуляторы промышленной автоматики. М. Госэнергоиздат, 1962.
2. Е.К. Круг. Динамические свойства и настройка систем с дискретными регуляторами. Автоматика и телемеханика, т. 23, 1962, № 4.
3. Е.К. Круг. Некоторые вопросы проектирования цифровых регуляторов. Приборостроение, 1963, № 2.
4. В. Крахт. Разработка простого импульсного регулятора. Труды ТПИ, серия А, №207, 1963.
5. В. Крахт. Структурные схемы цифровых корректирующих устройств импульсных систем автоматического регулирования. Труды ТПИ, серия А, № 220, 1965.
6. В. Крахт. Арифметический узел цифрового корректирующего устройства импульсных систем автоматического регулирования. Труды ТПИ, серия А, № 220, 1965.



УДК 62-504.435

В. Крахт

ОБ ИНКРЕМЕНТАЛЬНОМ ПОСТРОЕНИИ ЦИФРОВЫХ  
КОРРЕКТОРОВ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ  
АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

В импульсной системе автоматического регулирования, динамическая коррекция в которой осуществляется при помощи цифрового корректирующего устройства (корректора) [1, 2], требуемая статическая точность предопределяет разрядность кодов входных и выходных величин корректора. Чем выше требуемая точность, тем больше должна быть разрядность кодов. Но вместе с увеличением разрядности кодов растет объем аппаратуры в корректоре и уменьшается его быстродействие. Следовательно, требования относительно точности идут в разрез с требованиями относительно простоты конструкции и быстродействия корректора.

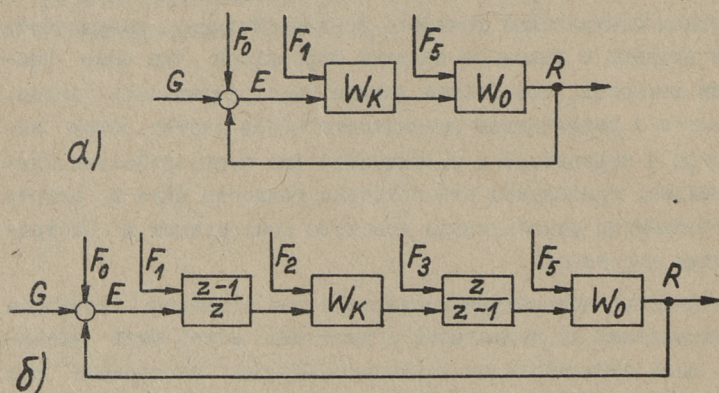
Количество аппаратуры корректора при заданной точности осуществляемых им вычислений существенно может быть уменьшено, если отказаться от конвенционального построения его и перейти к инкрементальному построению, при котором вычисления над полными значениями переменных заменяются вычислениями над их приращениями. Для восстановления полных значений выходной величины корректора на выходе его должен быть установлен цифровой интегратор. Экономия в объеме аппаратуры получается за счет того, что максимальные значения приращений входной величины составляют обычно долю от максимальных значений самих этих величин. Одновременно с уменьшением объема аппаратуры растет и быстродействие корректора.

Инкрементальный принцип построения уже давно нашел применение в различных системах переработки информации и авто-



матического управления, например для построения цифровых дифференциальных анализаторов [3] и систем автоматического программного управления [4]. В системах автоматического регулирования инкрементальный принцип применения не нашел. Это связано с тем, что в системе с передачей и переработкой приращений возможно накопление ошибок, вызванных случайными перебойми в передаче сигналов или действиями различных помех. Но, с другой стороны, сам такой принцип построения системы не подвергался систематическому исследованию с целью выявления областей его применения или способов устранения его основного недостатка.

В настоящей статье делается попытка исследовать возможность применения инкрементального принципа построения цифровых корректоров систем автоматического регулирования и показывается, что в некоторых случаях, имеющих большое значение для практики, такая попытка увенчается успехом.



Фиг. 1

Случайные перебои и сигналы помех могут быть рассмотрены как внешние импульсные воздействия  $F$ , приложенные в соответствующих точках системы. Например, перебой в передаче сигналов от сравнивающего устройства к входу корректора (фиг. 1а) может быть учтен воздействием  $F_0$ , приложенным на вход корректора, а перебой в передаче сигналов от выхода корректора к входу непрерывной части системы - воздействием  $F_5$ .



Очевидно, что накопления ошибок не происходит, если установившееся значение ошибки регулирования равно нулю. Это определяется на основе теоремы о конечном значении [5] следующим образом:

$$e(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} E(z), \quad (1)$$

где  $E(z)$  —  $Z$  — изображение ошибки регулирования. Последнее в свою очередь определяется выражением

$$E(z) = \Phi_{EF}(z) F(z), \quad (2)$$

где  $F(z)$  —  $Z$  — изображение эквивалентного возмущающего воздействия, а

$\Phi_{EF}(z)$  — передаточная функция замкнутой системы.

Передаточная функция  $\Phi_{EF}(z)$  зависит от точки приложения возмущения  $F$ . Например, относительно воздействия  $F_0$  эта функция будет (фиг. 1а)

$$\Phi_{EF_0} = \frac{W_K(z)W_0(z)}{1+W_K(z)W_0(z)}, \quad (3)$$

причем передаточные функции непрерывной части системы и корректора выражаются в следующей форме:

$$W_0(z) = \frac{B_0(z)}{A_0(z)}, \quad (4)$$

$$W_K(z) = \frac{B_K(z)}{A_K(z)}, \quad (5)$$

где  $A_0(z)$ ,  $B_0(z)$ ,  $A_K(z)$ ,  $B_K(z)$  — некоторые полиномы по положительным степеням от  $z$  (порядок полинома  $B_K(z)$  —  $m$ , полинома  $A_K(z)$  —  $n$ ), так что  $m \leq n$ .

Возмущающее воздействие  $F$  в формуле (2) может быть отождествлено импульсным воздействием в виде  $\delta$ -импульса.  $Z$  — изображение такого импульса равно единице [5]:

$$F(z) = 1. \quad (6)$$

Учитывая последнее и подставляя (2) в (1), получим формулу для определения установившегося значения ошибки:

$$e(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \Phi_{EF}(z). \quad (7)$$

При помощи этой формулы можно определить установившиеся значения ошибки, вызванные случайными перебоями в системе.



Если установившиеся значения, рассчитанные на основе (7), равны нулю, то накопления ошибок из-за случайных перебоев в системе не происходит, но если это значение отлично от нуля, то в системе наблюдается накопление ошибок и она не работоспособна.

Подставляя формулы (4) и (5) в (3), а последнюю в свою очередь в (7), можем определить установившееся значение ошибки, вызванное воздействием  $F_0$  :

$$e(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \cdot \frac{B_0(z)B_K(z)}{A_0(z)A_K(z) + B_0(z)B_K(z)} = 0 \quad (8)$$

Аналогичным образом определяется установившееся значение ошибки, вызванной воздействиями, приложенными в другие точки системы.

Как видно из формулы (8), установившееся значение ошибки в данном случае равно нулю. Это следовало и ожидать, так как схема фиг. 1а соответствует системе с конвенциональным построением (т.е. с передачей и обработкой полных значений переменных).

Переходим теперь к рассмотрению систем с инкрементальным построением корректора. Очевидно, что если на вход цифрового корректора подаются не полные значения ошибки регулирования, а его приращения, то это эквивалентно включению цифрового дифференциатора между узлом сравнения и цифрового корректора (фиг. 1б). Передаточная функция такого дифференциатора должна быть:

$$W_D(z) = \frac{z-1}{z} \quad (9)$$

Полные значения выходной величины корректора восстанавливаются цифровым интегратором, включенным между цифровым корректором и непрерывной частью системы (фиг. 1б). Передаточная функция такого интеграла должна быть:

$$W_I(z) = \frac{z}{z-1} \quad (10)$$

Легко понять, что результирующая передаточная функция системы при включении в систему дифференциатора и интегратора не изменяется; но случайные перебои в передаче сигналов между дифференциатором и корректором, а также между корректором и интегратором могут привести к накоплению оши-



схе- ма	$F_0$	$F_1$	$F_2$	$F_3$	$F_4$	$F_5$
1а	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \cdot \frac{B_K B_0}{M} = 0$	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \cdot \frac{B_K B_0}{M} = 0$	—	—	—	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \cdot \frac{A_K B_0}{M} = 0$
1б	—	—	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{B_K B_0}{M} \neq 0$	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{A_K B_0}{M} = 0,$ если $\lim_{z \rightarrow 1} A_K = 0$	—	—
2а	—	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \cdot \frac{B_0 B_0}{M} = 0$	—	—	—	—
2б	—	—	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{B_0 B_0}{M} \neq 0$	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{A_K B_0}{M} = 0,$ если $\lim_{z \rightarrow 1} A_K = 0$	—	—
3а	—	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \cdot \frac{B_0 B_0}{M} = 0$	—	—	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \cdot \frac{A_S B_0}{M} = 0$	—
3б	—	—	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{B_0 B_0}{M} = 0$	$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{(z-1) A_S B_0}{M} = 0$	—	—

Примечание:  $M = A_K A_0 + B_K B_0$



бок в системе. Эти перебои могут быть заменены эквивалентными возмущениями  $F_1$ ,  $F_2$  и  $F_3$ , приложенными в соответствующих точках системы (фиг. 1б). По вышеприведенной методике легко определить установившиеся значения ошибки, вызванные этими возмущениями. Результаты расчета приведены в таблице I. Как видно из этой таблицы, в системе с последовательным инкрементальным корректором имеет место накопление ошибок.

К аналогичным выводам можно прийти и относительно параллельного корректора (фиг. 2а и 2б, табл. I). При этом предполагается, что передаточная функция параллельного корректора выражается в следующей форме:

$$W_p(z) = \frac{B_p(z)}{A_p(z)}, \quad (11)$$

причем

$$A_p(z) = A_k(z), \quad (11a)$$

$$B_p(z) = B_k(z) - A_k(z). \quad (11b)$$

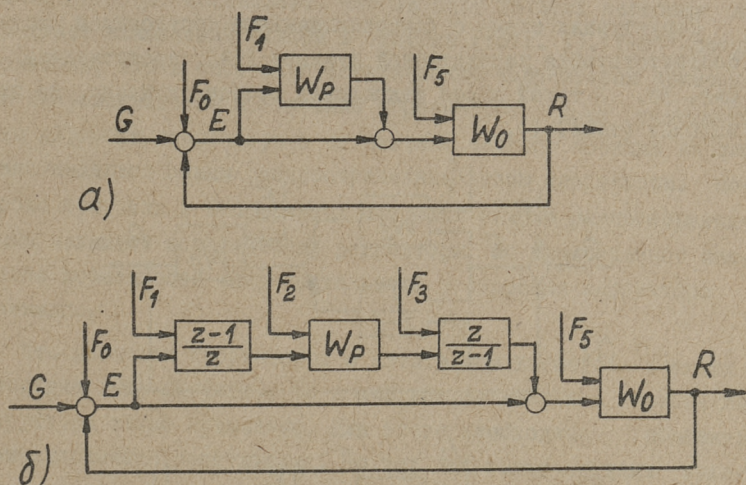
Из приведенного анализа вытекает, что как последовательный, так и параллельный корректор, построенные по инкрементальному принципу передачи и обработки сигналов, не могут обеспечить заданный режим работы из-за накопления ошибок, вызванных случайными перебойми в цифровой части системы. При этом интересно то, что перебои при передаче приращений ошибки регулирования (возмущение  $F_2$ ) всегда приведут к накоплению ошибок, а перебои при передаче приращений выходной величины корректора (возмущение  $F_3$ ) не вызывают накопления ошибок, если только передаточная функция корректора (5) имеет полюс в точке  $z = 1$  (аналог астатического регулятора в непрерывной системе). Перебои внутри самого корректора очевидно приводят к результатам одного из отмеченных случаев.

Из сказанного все же нельзя делать вывод, что инкрементальное построение корректора вообще не приемлемо.

Если передаточная функция корректора (5) уже по условиям обеспечения нулевой установившейся ошибки системы должна иметь полюс в точке  $z = 1$ , то, как показало исследо-



важно, на основе преобразованного соответственным образом выражения передаточной функции можно найти такое инкрементальное построение структурной схемы, что в системе накопление ошибок принципиально не возможно.



Фиг. 2

В случае астатического корректора его передаточная функция (17) может быть представлена в следующем виде:

$$W_K(z) = \frac{B_K(z)}{A_K(z)} = \frac{B_K(z)}{(z-1)A_S(z)}, \quad (12)$$

где  $A_S(z)$  — полином порядка  $n-1$  (на единицу меньше, чем порядок полинома  $A_K(z)$ ), определяемый из условия:

$$A_K(z) = (z-1)A_S(z). \quad (13)$$

В свою очередь передаточная функция (12) может быть разложена на составляющие:

$$W_K(z) = \frac{1}{z-1} + W_S(z), \quad (14)$$

причем

$$W_S(z) = \frac{B_S(z)}{A_S(z)}, \quad (15)$$

где  $B_S(z)$  — полином порядка  $m-1$  (на единицу меньше, чем

---

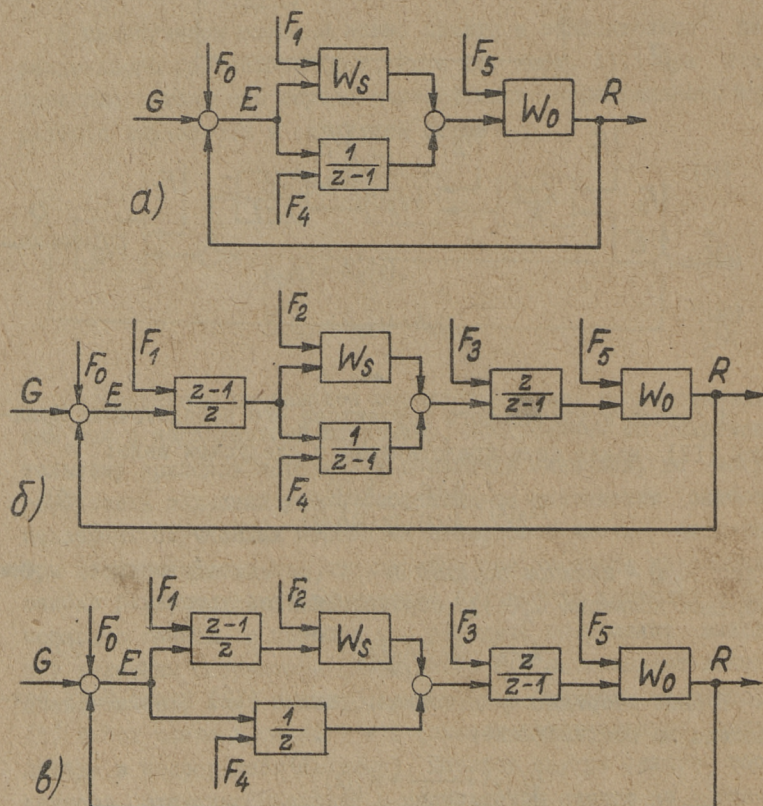
<sup>х)</sup> Предполагается, что в случае  $m=n$  коэффициент при  $z^m$  в числителе (5) равен единице.



порядок полинома  $B_K(z)$ ). Коэффициенты этого полинома могут быть определены по методу неопределенных коэффициентов из уравнения:

$$B_K(z) = A_S(z) + (z-1)B_S(z) \quad (16)$$

Структурная схема с конвенциональным построением системы, соответствующая передаточной функции (14), представлена на фиг. 3а. В такой схеме накопления ошибок, конечно, не происходит (табл. I).



Фиг. 3

Введением в схему фиг. 3 а цифрового дифференциатора и интегратора (аналогично тому, как это было сделано в схеме фиг. 1а) приходим к схеме с инкрементальным построением структуры (фиг. 3б). Последнюю целесообразно видоизменить и



представить в форме, изображенной на фиг. 3в, что позволяет упрощать реализацию корректора.

Анализ влияния всевозможных перебоев в цифровой части схемы фиг. 3в показывает, что ни один из этих перебоев не вызывает накопления ошибок в системе (табл. I). Тем самым доказано, что в системе с астатическим корректором применимо инкрементальное построение корректора. Если учитывать, что цифровые корректоры с астатизмом первого порядка на практике являются самым распространенным видом корректора, подобно тому как в непрерывных системах самыми распространенными являются астатические регуляторы, то практическое значение возможности инкрементального построения корректора очевидно.

Что касается корректоров с астатизмом высшего порядка (порядка выше первого), то в них инкрементальное построение структуры также применимо. Для этого необходимо обобщить вышеизложенные рассуждения. Но так как такие системы находят ограниченное применение, эти случаи здесь не рассматриваются.

#### Л и т е р а т у р а

1. В. Крахт. Структурные схемы цифровых корректирующих устройств импульсных систем автоматического регулирования. Труды ТПИ, серия А, №220, 1965.
2. В. Крахт. Арифметический узел цифрового корректирующего устройства импульсных систем автоматического регулирования. Труды ТПИ, серия А, №220, 1965.
3. Ф.В. Майоров. Цифровые интегрирующие машины. М., Машгиз, 1962.
4. А.А. Воронов и др. Цифровые аналоги для систем автоматического управления. М., Изд. АН СССР, 1960.
5. Л.Т. Кузин. Расчет и проектирование дискретных систем управления. М., Машгиз, 1962.







УДК 621.317.083:621.391.173

Х. Таммет

О МЕТОДАХ ПОСТРОЕНИЯ СТАБИЛЬНЫХ  
КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ

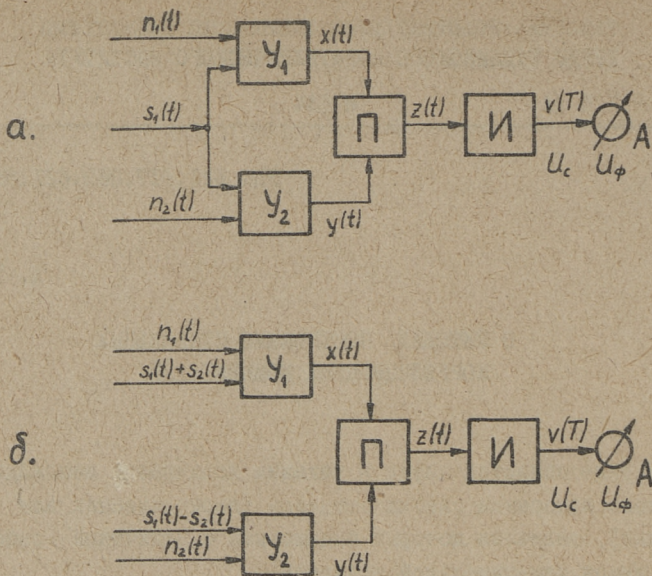
В ряде областей науки и техники возникает необходимость точного измерения слабых сигналов (периодических или случайных), величина которых соизмерима с величиной собственных шумов измерительной аппаратуры.

Для исключения влияния собственных шумов на показания прибора, т.е. для повышения точности измерения, применяются вместо простого прямого метода измерения модуляционный и корреляционный методы. При нулевом модуляционном и корреляционном методе влияние собственных шумов и изменения их уровня полностью исключаются [1].

Наличие модулятора (переключателя) во входной цепи чувствительного модуляционного измерителя вызывает дополнительные помехи. Этот недостаток модуляционных систем отсутствует при корреляционном методе, применение которого особо расширяется в последнее время [2, 3].

Блок-схемы простого и нулевого корреляционных измерителей показаны на фиг. 1. Измеряемый сигнал  $s_1(t)$  (и опорный сигнал  $s_2(t)$  при нулевом методе) подается на входы усилителей с малым уровнем шумов ( $У_1$  и  $У_2$ ). Приведенные к входу собственные шумы усилителей обозначены  $n_1(t)$  и  $n_2(t)$ . Выходные напряжения усилителей  $x(t)$  и  $y(t)$  поступают на входы множительного устройства П. Для выделения постоянной составляющей  $U_0$  из результата перемножения  $z(t)$  применяется интегрирующее устройство И, на выход которого включен индикатор А.





Фиг. 1. Блок-схема простого (а) и нулевого (б) корреляционного измерителя

Во многих практических случаях сигналы  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$  и шумы  $n_1(t)$ ,  $n_2(t)$  можно рассматривать как стационарные эргодические случайные процессы с нормальным законом распределения, имеющие широкополосный равномерный спектр.

Если сигналы и шумы статистически независимы друг от друга, входные напряжения множительного блока равны:

а) для простого корреляционного измерителя (Фиг. 1а)

$$x(t) = s_1(t) + n_1(t),$$

$$y(t) = s_1(t) + n_2(t),$$

б) для нулевого корреляционного измерителя (Фиг. 1б)

$$x(t) = s_1(t) + s_2(t) + n_1(t),$$

$$y(t) = s_1(t) - s_2(t) + n_2(t).$$

В уравновешенном режиме нулевого корреляционного измерителя  $s_1(t) = s_2(t)$  и постоянное напряжение на выходе  $U_c = 0$ .

Здесь и в дальнейшем для сокращения записи статические коэффициенты передачи узлов (усилителей, множителя, интегратора и др.) приняты равными 1.

Выходные напряжения перемножителя и интегратора определяются выражениями:



$$z(t) = x(t)y(t),$$

$$v(t) = \frac{1}{T} \int_0^T z(t) dt,$$

где время усреднения  $T$  зависит от постоянной времени интегратора.

$$U_c = v(T) \quad \text{при } T \rightarrow \infty.$$

Для описания случайных сигналов удобно пользоваться корреляционной функцией [4]. Автокорреляционная функция напряжений  $z(t)$ , если процесс эргодичен, имеет вид

$$R_z(\tau) = \iint_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} z(t)z(t+\tau) W[z(t), z(t+\tau)] dz(t) dz(t+\tau) =$$

$$= M[z(t)z(t+\tau)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T z(t)z(t+\tau) dt,$$

где  $W[z(t), z(t+\tau)]$  — двумерная функция распределения  $z(t)$ ,

$M$  — обозначение математического ожидания.

При  $z(t) = x(t)y(t)$

$$R_z(\tau) = M[z(t)z(t+\tau)] = M[x(t)y(t)x(t+\tau)y(t+\tau)].$$

При вышеуказанном типе случайных процессов можно последнее выражение записать в виде [4, II]

$$R_z(\tau) = R_{xy}^2(0) + R_x(\tau)R_y(\tau) + R_{xy}(\tau)R_{yx}(\tau), \quad (1)$$

где  $R_x(\tau)$ ,  $R_{xy}(\tau)$  — соответственно автокорреляционные и взаимные корреляционные функции указанных напряжений  $x(t)$ ,  $y(t)$ .

Так как по теореме Винера-Хинчина спектр сигнала  $S(f)$  связан с автокорреляционной функцией  $R(\tau)$  через преобразование Фурье [II]

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau,$$

то спектр выходного напряжения перемножителя

$$S_z(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_z(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

Учитывая (1),



$$S_z(f) = \delta(f) R_{xy}^2(0) + \int_{-\infty}^{+\infty} [R_x(\tau) R_y(\tau) + R_{xy}(\tau) R_{yx}(\tau)] e^{-j2\pi f\tau} d\tau, \quad (2)$$

где  $\delta(f)$  — единичная импульсная функция [4].

Спектр выходного напряжения интегратора

$$S_z(f) = \delta(f) R_{xy}^2(0) + |K(f)|^2 \int_{-\infty}^{+\infty} [R_x(\tau) R_y(\tau) + R_{xy}(\tau) R_{yx}(\tau)] e^{-j2\pi f\tau} d\tau, \quad (3)$$

где  $K(f)$  — частотная характеристика интегратора.

Здесь первый член выражения (3) обозначает напряжение постоянной составляющей, а второй член соответствует флуктуационным составляющим выходного напряжения интегратора.

Например, при статистической независимости сигнала и шума на входе простого корреляционного измерителя (фиг. 1а) корреляционные функции, входящие в (1), можно записать [4]

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) &= R_{S_1}(\tau), \\ R_x(\tau) &= R_{S_1}(\tau) + R_{n_1}(\tau), \\ R_y(\tau) &= R_{S_1}(\tau) + R_{n_2}(\tau). \end{aligned}$$

При одинаковой ширине равномерного спектра сигнала и шумов  $\Delta\omega$  и при значении постоянной времени интегрирующей цепочки  $T = RC$  напряжение постоянной составляющей

$$U_c = R_{S_1}(0) = \sigma_{S_1}^2,$$

где  $\sigma_{S_1}^2$  — дисперсия сигнала, а напряжение флуктуации [11, 12]

$$\begin{aligned} U_{\text{ф}} &\approx \sqrt{R_x(0) R_y(0) + R_{xy}(0) R_{yx}(0)} \sqrt{\frac{1}{\Delta\omega T}} = \\ &= \sqrt{2\sigma_{S_1}^4 + \sigma_{S_1}^2(\sigma_{n_1}^2 + \sigma_{n_2}^2) + \sigma_{n_1}^2 \sigma_{n_2}^2} \sqrt{\frac{1}{\Delta\omega T}}. \end{aligned}$$

Аналогично можно записать уравнения и для нулевого метода (схема фиг. 1б)

$$\begin{aligned} U_c &= \sigma_{S_1}^2 - \sigma_{S_2}^2, \\ U_{\text{ф}} &\approx \sqrt{2(\sigma_{S_1}^4 + \sigma_{S_2}^4) + (\sigma_{S_1}^2 + \sigma_{S_2}^2)(\sigma_{n_1}^2 + \sigma_{n_2}^2) + \sigma_{n_1}^2 \sigma_{n_2}^2} \sqrt{\frac{1}{\Delta\omega T}}. \end{aligned}$$

Из приведенных выражений видно, что теоретически постоянная составляющая выходного напряжения множителя и интегратора определяется только величиной сигналов на входе измерителя. Флуктуационная составляющая на выходе измерителя зависит от величины сигналов и шумов, и уменьшается при



увеличении постоянной интегрирования интегратора или при увеличении ширины полосы сигналов и шумов.

Одним из самых ответственных узлов корреляционного измерителя является перемножитель. Ширина полосы измеряемых сигналов и необходимая точность измерения устанавливают соответствующие требования на частотные свойства, точность и стабильность перемножителя. Несмотря на большое разнообразие существующих множительных устройств [5], трудно реализовать широкополосные высокочастотные (до нескольких Мгц) перемножители, которые имели бы достаточную стабильность нулевого уровня, а также были бы просты по устройству. Известные из литературы перемножители такого типа, как правило, являются весьма сложными, как например, схемы на электронных лампах [6] и на транзисторах [13], имеющие десятки активных элементов.

Кроме качественного улучшения элементов множительных устройств, можно указать на два метода для повышения точности и стабильности несложных корреляционных устройств:

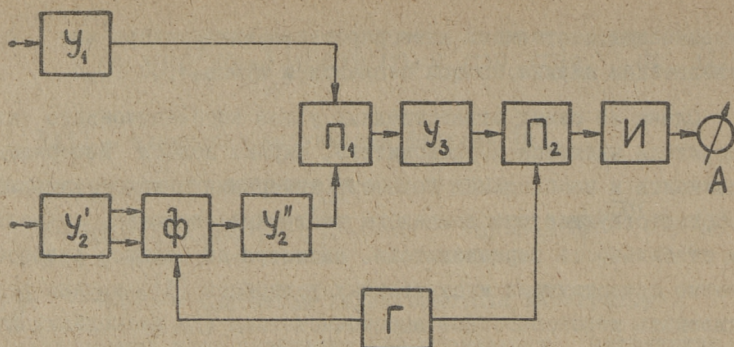
- 1) применение переключения фазы в одном канале корреляционного измерителя;
- 2) применение ключа, управляемого ограниченным напряжением одного канала для переключения полярности напряжения другого канала (т.н. релейный коррелятор).

#### Корреляционный измеритель с переключением фазы

Принцип переключения фазы был применен в корреляционном устройстве [14], а также в интерференционном измерителе [15], но может быть использован и в других корреляционных измерителях слабых сигналов по блок-схеме фиг. 2.

Переключатель фазы  $\Phi$ , управляемый генератором опорного напряжения прямоугольной формы  $\Gamma$ , периодически изменяет фазу усиливаемого напряжения во втором канале на  $180^\circ$ . На выходе широкополосного перемножителя  $\Pi_1$  при этом возникает вместо постоянной составляющей переменное напряжение прямоугольной формы с частотой опорного напряжения. Амплитуда переменного напряжения зависит от величины  $s_1(t)$  (или





Фиг. 2. Блок-схема корреляционного измерителя с переключением фазы

от разности  $s_1(t) - s_2(t)$  при нулевом методе). При необходимости это переменное напряжение усиливается полосовым усилителем  $U_3$  или пропускается через полосовой фильтр для уменьшения амплитуды флуктуационных компонент и подается на вход перемножителя (синхронного детектора)  $\Pi_2$ . Стабильность нуля перемножителя  $\Pi_2$  значительно выше, чем у  $\Pi_1$ , так как амплитуды напряжений и отношение сигнала к шуму на входе больше, режим работы может быть ключевым, рабочая частота ниже и т.д.

Особенно полезным оказывается этот метод в нулевом корреляционном измерителе, где дополнительно исключается также влияние нестабильности коэффициента передачи перемножителей.

Наличие переключателя фазы в одном из усилительных каналов не вызывает заметных помех, т.к. величина переключаемого напряжения большая (при условии  $K_{y_2}' \gg 1$ ).

Частоту опорного напряжения полезно выбирать возможно большей (порядка кГц), превышающей основной частотный спектр флуктуации коэффициента усилителя от фликкер-эффекта и пульсации напряжения питания.

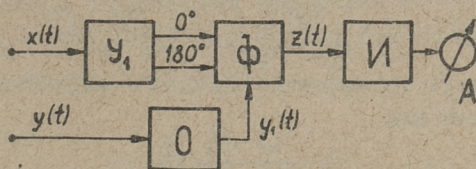
### Релейный корреляционный измеритель

Принцип релейного коррелятора был предложен уже в 1952 году (см. [2]), но метод применяется в области измерения



слабых сигналов только в виде релейного синхронного детектора с периодическим опорным напряжением [7]. В [8] рассматривается теория полупериодного релейного коррелятора с узкополосным случайным опорным напряжением.

В релейном корреляторе (фиг.3) выходное напряжение одного усилителя ( $Y_2$ ) ограничивается ограничителем 0 в прямоугольную форму. Ограниченное напряжение управляет переключателем фазы ( $\Phi$ ) выходного напряжения усилителя  $Y_1$ . Вход переключателя  $\Phi$  может быть симметричным и выход несимметричным (как указано на фиг. 3) или наоборот. Интегратор И сглаживает флуктуации выходного сигнала и пропускает постоянное составляющее к индикатору А.



Фиг. 3. Блок-схема релейного корреляционного измерителя

Переключение фазы одного напряжения  $x(t)$  в зависимости от полярности другого ограниченного напряжения  $y_1(t)$  математически описывается произведением

$$z(t) = x(t) \text{sign}[y_1(t)] = x(t) \text{sign}[y(t)]$$

Характеристики релейного коррелятора и коррелятора с идеальным перемножением можно сравнить на основе уравнения (I) только приблизительно (т.к. напряжение  $y_1(t)$  не имеет нормального распределения). Из теории стационарных нормальных процессов известно, что связь автокорреляционных функций случайного процесса после и до ограничения выражается [9]

$$R_{y_1}(\tau) = \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{R_y(\tau)}{\sigma_y^2}, \quad (4)$$

где  $\sigma_y^2$  — дисперсия процесса до ограничения.

Взаимные корреляционные функции двух процессов после и до ограничения одного из них  $y(t)$  связаны [9]

$$R_{xy_1}(\tau) = \frac{R_{xy}(\tau)}{\sigma_y} \sqrt{\frac{2}{\pi}}. \quad (5)$$



Для получения уравнений постоянной составляющей и флуктуации выходного напряжения следует поставить уравнения (4) и (5) в (1)...(3). Например при отсутствии корреляции сигнала  $s_1(t)$  и шумов  $n_1(t)$ ,  $n_2(t)$  взаимная корреляционная функции напряжении  $x(t)$  и  $y(t)$  простого корреляционного измерителя

$$R_{xy}(\tau) = R_{s_1}(\tau) + R_{s_1 n_2}(\tau) + R_{n_1 n_2}(\tau) = R_{s_1}(\tau) .$$

Поставляя последнее выражение в (5), получим

$$R_{xy}(\tau) = \frac{R_{s_1}(\tau)}{\sigma_y} \sqrt{\frac{2}{\pi}} = \frac{R_{s_1}(\tau)}{\sqrt{\sigma_{s_1}^2 + \sigma_{n_2}^2}} \sqrt{\frac{2}{\pi}}$$

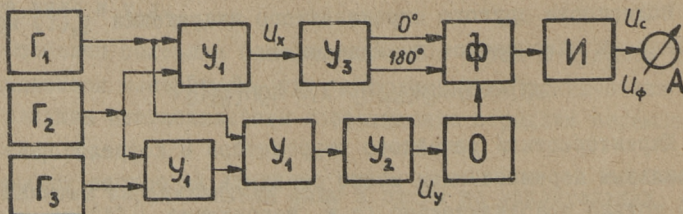
Постоянная составляющая

$$U_c = \frac{R_{s_1}(0)}{\sqrt{\sigma_{s_1}^2 + \sigma_{n_2}^2}} \sqrt{\frac{2}{\pi}} = \frac{\sigma_{s_1}^2}{\sqrt{\sigma_{s_1}^2 + \sigma_{n_2}^2}} \sqrt{\frac{2}{\pi}} . \quad (6)$$

Постоянная составляющая выходного напряжения при нулевом методе имеет вид

$$U_c = \frac{\sigma_{s_1}^2 - \sigma_{s_2}^2}{\sqrt{\sigma_{s_2}^2 + \sigma_{n_2}^2}} \sqrt{\frac{2}{\pi}} . \quad (6a)$$

Приблизительная величина напряжения флуктуации может быть найдена, поставлением (4) и (5) в (3).



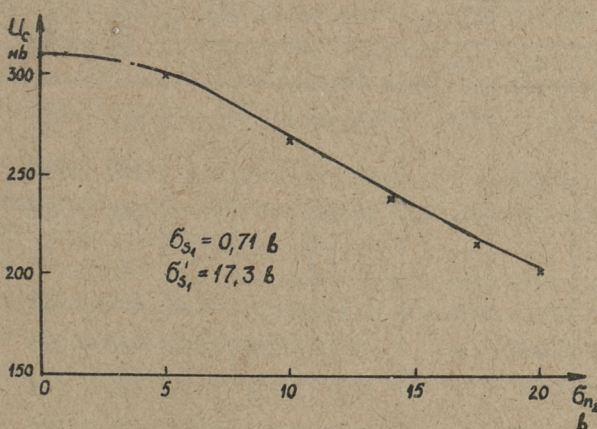
Фиг. 4. Блок-схема макета испытания релейного коррелятора

Действительные характеристики релейного коррелятора были нами практически исследованы на макете, изображенном на фиг. 4. Переключатель фазы  $\Phi$  был выполнен на полупроводниковых диодах Д9Е аналогично схеме [10], и имел линейную частотную характеристику до 500 кГц, как и все усилители в схеме. Линейные усилители с отрицательной обратной связью  $Y_I$  состоялись каждый из двух триодов (6НЗП) с общей анодной нагрузкой и позволяли независимое сложение случайных напряжений регулируемой величины. Генераторы нормальных шумов ( $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$ ,  $\Gamma_3$ ) с равномерным частотным спектром 10–300 кГц им-



митировали напряжения сигналов и шумов. Уровень ограничителя был выбран  $\pm 1,5$  в, а усиление фазоинверсного усилителя  $U_3$   $K_3=0,77$ . Постоянная времени одновременного RC фильтра (И)  $T=0,03$  сек, индикатором использовался вольтметр ВК7-4. Значения случайных напряжений измерялись при помощи лампового вольтметра с квадратичным детектором ВЗ-19.

Измерениями было установлено, что амплитудная характеристика переключателя  $\Phi$  была линейная в пределах  $U_x = 0 - 1$  в, а выходное постоянное напряжение  $U_c$  не зависимо от величины  $U_y$  при  $U_y > 15$  в. На основе этого были выбраны значения сигналов и шумов при испытании макета, результаты которого представлены в таблице I и на фиг. 5. Некоторое различие величин измеренных и рассчитанных по формуле (6) ( $U_c'$ ) напряжений объясняется нестабильностью шумовых генераторов и неточностью вольтметра ВЗ-19 ( $\pm 6\%$ ).



Фиг. 5. Зависимость постоянной составляющей выходного напряжения  $U_c$  от величины шума  $\phi_{nz}$  (сплошная кривая рассчитана по уравнению (6), а точки — экспериментальные результаты).

В итоге проведенных исследований можно делать следующие **в ы в о д ы**:

1) применение простой и стабильной ключевой схемы вместо перемножителя позволяет упростить схему нулевого корреляционного измерителя при повышенной стабильности;



2) наличие некоррелированного шума в канале  $x$  (без ограничения сигнала) не изменяет постоянную составляющую выходного напряжения  $U_c$ , но увеличивает флуктуационную составляющую выходного напряжения  $U_{\Phi}$ ;

3) наличие некоррелированного шума в канале с ограничением  $y$  уменьшает величину  $U_c$  (см. фиг. 5) при простом корреляционном методе измерения и тем самым уменьшает чувствительность нулевого метода, не нарушая режима равновесия в согласии с выражением (6а). Поэтому релейный корреляционный измеритель выгодно применять только в нулевом режиме.

Т а б л и ц а    I

Результаты измерения на макете (фиг. 4)

№ п. п.	$U_x = \sqrt{\sigma_{s_1}^2 + \sigma_{s_2}^2 + \sigma_{n_1}^2}, \text{ в}$			$U_y = \sqrt{\sigma_{s_1}^2 + \sigma_{s_2}^2 + \sigma_{n_2}^2}, \text{ в}$			$U_c$	$U_c'$	$U_{\Phi}$
	$\sigma_{s_1}$	$\sigma_{s_2}$	$\sigma_{n_1}$	$\sigma_{s_1}$	$\sigma_{s_2}$	$\sigma_{n_2}$	МВ	МВ	МВ
I	0,7I	-	-	I7,3	-	-	3I0	3I0	I,2
2	-	0,7I	-	-	I7,3	-	-308	3I0	I,2
3	0,7I	-	0,7I	I7,3	-	-	308	3I0	I,8
4	-	-	0,7I	I7,3	-	-	0	0	I,5
5	0,7I	-	-	I7,3	-	I7,3	220	2I9	I,5
6	-	0,7I	-	-	I7,3	I7,3	-220	2I9	I,4
7	0,7I	-	-	I7,3	I7,3	I7,3	I75	I79	I,5
8	-	0,7I	-	I7,3	I7,3	I7,3	-I78	I79	I,5
9	0,7I	0,7I	-	I7,3	I7,3	-	0	0	2,I
IO	0,7I	0,7I	-	I7,3	I7,3	I7,3	0	0	2,I
II	0,50	0,7I	-	I7,3	I7,3	-	-67	-64	I,8
I2	0,50	0,7I	-	I7,3	I7,3	I7,3	-55	-53	I,8



## Л и т е р а т у р а

1. В.И. Винокуров. Измерение флуктуационных сигналов малой интенсивности. Л., Изд. ЛЭТИ, 1959
2. Б.С. Симицын. Состояние и перспективы развития корреляционных методов измерения. Автометрия, 1965, №1, 57.
3. В.С. Воцкий. Корреляционный метод обнаружения и измерения слабых сигналов. М., Изд. "Недра", 1965.
4. Д.Х. Лэнинг, Р.Г. Бэттин. Случайные процессы в задачах автоматического управления. М., Изд. иностр. лит., 1958.
5. И.В. Латенко. Аналоговые множительные устройства. Киев, Гос. изд. техн. лит. УССР, 1963.
6. А.М. Иванченко, В.Н. Коробейникова. Схема для перемножения переменных напряжений. Известия СО АН СССР, сер. техн. наук, 1963, № 3, 121
7. Б.Х. Кривицкий. Автоматические системы радиотехнических устройств. М., Госэнергоиздат, 1962
8. Ю.Я. Юров, В.И. Винокуров. Повышение чувствительности радиометра за счет шумовой модуляции входного сигнала. Известия ВУЗ СССР, Радиотехника, 1964, №3, 310.
9. Д. Воттс. Общая теория квантования по уровню и её применение к определению корреляции. Перевод С.Ф. Козубовского. Автоматика, 1963, №1, 73.
10. Ф.Б. Гриневич, Е.А. Ковалев. Применение одной схемы фазочувствительного детектора в автоматическом мосте сортировки слюдяных конденсаторов. Труды института автоматки и электрометрии СО АН СССР, вып.5, 50.
- II. F.H. Lange, W. Müller. Zur Fehlertheorie des Korrelators und Spektralanalysators bei Verwendung von statistischen Testsignalen. Periodica Polytechnica (Electrical Engineering), Budapest, 1964, Nr.2, 145.
12. K. Fujimoto. On the Correlation Radiometer Technique. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1964, Nr.2, 203.



13. R.F. Johnson. A Time-division Analogue Multiplier for Correlation Measurements and Mixing at Frequencies up to 100 Kc. Ministry of Aviation, Aeronautical Research Council, Current Papers, Nr.685, 1963.
14. G.Kosel. Ein breitbandiger Multiplikator für Anwendungen in der Korrelationselektronik. Internationale Elektronische Rundschau, 1963, Nr.12, 654.
15. A.Browne. Correlation Measuring Equipment for a Stellar Interferometer. British Communications and Electronics, 1964, Nr.7, 472.



УДК 621.317.39:532.137

Л. Эйнер

О РАСЧЕТЕ НАГРУЗКИ И ПРИМЕНИМОСТИ  
НИЗКОЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ  
ДАТЧИКОВ ВЯЗКОСТИ

## 1.

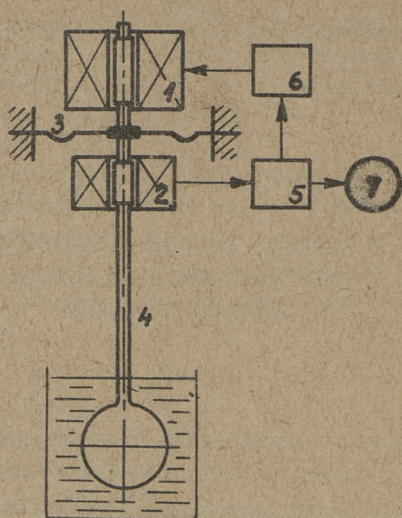
Для измерения динамической вязкости вязких (ньютоновских) жидкостей, а также для исследования механических свойств жидких вязкоупругих материалов в последнее время находят применение колебательные датчики [3,4]. Чувствительными элементами таких датчиков служат погружные зонды различной конфигурации (плоские пластинки, шары, полые цилиндры или цилиндрические стержни и т.п.). Характер колебаний зонда (поступательные или вращательные колебания) определяется конструкцией системы возбуждения датчика.

## 2.

Колебательную систему низкочастотного датчика вязкости обычно можно рассматривать как систему с одной степенью свободы с сосредоточенными постоянными. Поэтому целесообразно реальную ненагруженную механическую систему колебательного датчика заменить элементарной трёхэлементной (эквивалентные масса, упругость и элемент трения) системой. Установившиеся вынужденные колебания системы под действием гармонической возбуждающей силы описываются простым дифференциальным уравнением второго порядка, решения которого общеизвестны:

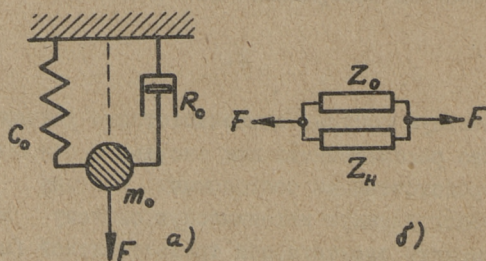
$$m_0 \frac{d^2\xi}{dt^2} + R_0 \frac{d\xi}{dt} + \frac{1}{C_0} \xi = F_m \sin \omega t, \quad (1)$$





Фиг. 1. Принципиальная схема автоколебательного колебательного датчика

1,2-обмотки возбуждения и измерения, 3-упругий элемент,  
4-стержень с пластинчатым зондом, 5-измерительный усилитель,  
6-ограничитель-усилитель мощности, 7-измерительный прибор.



Фиг. 2. а-эквивалентная механическая колебательная система,  
б-параллельное соединение механических комплексных соединений



где  $m_0$ ,  $R_0$  и  $C_0$  — соответствующие эквивалентные механические параметры колебательной системы;  
 $\xi$  — смещение узла системы от равновесного положения.

Входное механическое сопротивление колебательной системы (т.е. механическое сопротивление, оказываемое системой внешней приложенной силе) можно выразить в форме механического импеданса

$$Z_{\text{мех}} = R_{\text{мех}} + jX_{\text{мех}}, \quad (2)$$

где  $R_{\text{мех}}$  и  $X_{\text{мех}}$  — соответственно активное и реактивное механические сопротивления.

В общем виде механический импеданс выражается как частное от силы к колебательной скорости

$$Z_{\text{мех}} = F/\dot{\xi}, \quad (3)$$

где  $F = F(t)$  — приложенная гармоническая сила;  
 $\dot{\xi} = \dot{\xi}(t)$  — колебательная скорость в начале системы.

Из уравнения (1) следует, что входное сопротивление эквивалентной механической системы равно

$$Z_0 = R_0 + j(\omega m_0 - \frac{1}{\omega C_0}). \quad (4)$$

Сдвиг фазы между возбуждающей силой и колебательной скоростью эквивалентной системы:

$$\varphi_0 = \arctg \frac{X_0}{R_0} = \arctg \frac{\omega m_0 - \frac{1}{\omega C_0}}{R_0}, \quad (5)$$

где  $R_0$  — активное механическое сопротивление эквивалентной системы (коэффициент трения элемента трения);

$X_0$  — реактивное механическое сопротивление эквивалентной системы.

Когда зонд погружен в исследуемую жидкость, колебательная система нагружена. Колебания зонда вызывают в жидкости движение, имеющее так же колебательный характер. Общие вопросы взаимного воздействия вязкой несжимаемой жидкости и погруженных в нее колеблющихся твердых тел рассмотрены в работах о гидродинамике. Например в [1] выведены формулы расчета демпфирующих усилий со стороны жидкости, испытываемых колеблющимся в жидкости твердым телом для ряда слу-



чаев, имеющих практическое значение.

Для анализа и расчета колебательных датчиков предпочтительнее воздействие со стороны жидкости учесть в виде дополнительного механического сопротивления (сопротивление нагрузки). Сопротивление нагрузки, в общем случае в виде механического импеданса  $Z_H$ , включается параллельно импедансу нагруженной системы (фиг. 2 б), так что общее механическое сопротивление будет

$$Z_{\text{вх}} = Z_0 + Z_H, \quad (6)$$

где  $Z_H$  — механический импеданс нагрузки.

Следовательно,

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}} = R_0 \left(1 + \frac{R_H}{R_0}\right) + jX_0 \left(1 + \frac{X_H}{X_0}\right) \quad (7a)$$

и

$$\varphi_{\text{вх}} = \arctg \frac{X_0 \left(1 + \frac{X_H}{X_0}\right)}{R_0 \left(1 + \frac{R_H}{R_0}\right)}. \quad (7b)$$

Для иллюстрации вышесказанного рассматривается вывод импеданса нагрузки для двух более простых но практически важных случаев.

### 3.

П л а с т и н ч а т ы й з о н д. Предположим, что пластинка имеет малую толщину и достаточно большую боковую поверхность. Если, кроме того, пренебречь влиянием краев пластинки и границ жидкости, тогда можно использовать зависимости, выведенные для случая соприкосновения жидкости с неограниченной плоской поверхностью.

Пусть колебательная скорость  $\xi(t)$  поверхности пластинки есть гармоническая функция вида

$$\xi = \xi_m e^{j(\omega t + \alpha)},$$

а пластинка колеблется в своей плоскости в ньютоновской жидкости. Тогда демпфирующее усилие  $b_1$ , действующее на единицу площади боковой плоскости пластинки равняется [1]:

$$b_1 = \xi \sqrt{\frac{\omega \eta l}{2}} (-1 + j), \quad (8)$$



где  $\eta$  - динамическая вязкость жидкости;  
 $\varrho$  - плотность жидкости;  
 $\omega$  - угловая частота колебаний ( $\omega = 2\pi f$ ).

Сопоставлением (3) и (8) выясняется, что механическое сопротивление жидкости движению пластинчатого зонда (отношенная к единице площади боковой поверхности пластинки) равно:

$$z_1 = r_1 + jx_1 = \sqrt{\frac{\omega\varrho\eta}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega\varrho\eta}{2}} \quad (9)$$

Полный механический импеданс нагрузки \*

$$Z_H = z_1 S_H, \quad (10)$$

где  $S_H$  - площадь "рабочей" поверхности пластинки.

Шарообразный зонд. Сила сопротивления, испытываемая шаром радиуса  $r$ , совершающим в вязкой жидкости колебательное поступательное движение, равна [1]:

$$F_{ш} = 6\pi r \eta \left(1 + \frac{r}{\delta}\right) \dot{\xi} + 3\pi r^2 \sqrt{\frac{2\pi\varrho}{\omega}} \left(1 + \frac{2r}{9\delta}\right), \quad (11)$$

где  $\delta = \sqrt{2\pi/\omega\varrho}$ .

После простых преобразований получаем:

$$F_{ш} = \frac{3}{2} S_{ш} \left[ \frac{1}{r} \eta \left(1 + \frac{r}{\delta}\right) + j \sqrt{\frac{\omega\varrho\eta}{2}} \left(1 + \frac{2r}{9\delta}\right) \right] \dot{\xi}, \quad (12)$$

где  $S_{ш} = 4\pi r^2$ .

Активное механическое сопротивление ньютоновской жидкости колебательному движению шара

$$R_{н,ш} = 6\pi r \eta \left(1 + \frac{r}{\delta}\right) = 6\pi r^2 \sqrt{\frac{\omega\varrho\eta}{2}} \left(1 + \frac{\delta}{r}\right). \quad (13)$$

Реактивное механическое сопротивление

$$X_{н,ш} = 3\pi r^2 \sqrt{\frac{\omega\varrho\eta}{2}} \left(1 + \frac{2r}{9\delta}\right). \quad (14)$$

---

\* Активная часть импеданса  $R_H$  характеризует необратимые потери энергии из-за вязкости трения в жидкости. Реактивную компоненту импеданса  $X_H$  можно в данном случае назвать инерционным сопротивлением (т.к. соответствующая компонента силы реакции пропорциональна колебательному ускорению).



Полное механическое сопротивление

$$Z_{н,ш} = 6\pi r^2 \sqrt{\frac{\omega \rho \eta}{2}} \left[ \left(1 + \frac{\delta}{r}\right) + j \left(1 + \frac{2r}{9\delta}\right) \right]. \quad (15)$$

В диапазоне относительно больших частот и малых вязкостей можно предполагать  $r \gg \delta$ . Тогда

$$\left. \begin{aligned} R_{н,ш} &\approx 6\pi r^2 \sqrt{\frac{\omega \rho \eta}{2}} \\ X_{н,ш} &\approx \frac{2}{3} \pi r^3 \omega \rho \end{aligned} \right\}. \quad (16)$$

То есть, в определенных условиях инерционное сопротивление жидкости для шара не зависит от вязкости жидкости.

В диапазоне относительно малых частот и больших вязкостей можно взять  $\delta \gg r$  и

$$\left. \begin{aligned} R_{н,ш} &\approx 6\pi r \eta \\ X_{н,ш} &\approx 6\pi r^2 \sqrt{\frac{\omega \rho \eta}{2}} \end{aligned} \right\}, \quad (17)$$

т.е. активное сопротивление можно определить при помощи формулы Стокса.

#### 4.

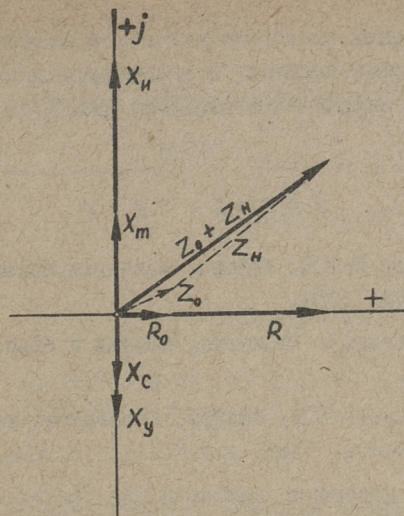
1. Выведенные в третьей части формулы (10, 13, 14, 15) являются в значительной мере идеализированными, т.е. они не учитывают влияния границ жидкости, возникающих концевых эффектов и т.д. Но соответствующей конструкцией датчика последние могут быть сделаны достаточно малыми. Для ньютоновских жидкостей они учитываются в передаточном коэффициенте (в градуировочной постоянной) датчика.

2. Реакция вязких но не упругих жидкостей на колебательное движение зонда связана с механическим импедансом вида

$$Z_{н} = Z(\omega) = R(\omega) + jX_{н}(\omega), \quad (18)$$

где обе компоненты зависят от частоты и характеризуют соответственно необратимые механические потери из-за вязкого трения и инерциальных свойств жидкости.





Фиг. 3. Векторная диаграмма механических сопротивлений нагруженного колебательного датчика

Реакция вязкоупругих жидкостей на колебания зонда, по всей видимости, может быть связана с импедансом вида

$$Z_H = Z(\omega) = R(\omega) + j[X_u(\omega) - X_y(\omega)], \quad (19)$$

где  $X_y(\omega)$  — характеризует упругие свойства вещества (например динамический модуль сдвига) (фиг. 3).

3. Реализация колебательных датчиков и измерительных устройств для исследования  $Z_H$  в достаточно широком диапазоне изменения частоты и возбуждающей силы не представляет принципиальных трудностей.

4. Большим затруднением при конструировании разного рода приборов для измерения вязких свойств неньютоновских жидкостей является потребность полной однородности приложенного к жидкости напряжения [2]. Необходимую для этого максимальную простоту геометрии датчика сравнительно легко осуществить, например, применением колебательного датчика с пластинчатым зондом.

5. Преимуществом колебательных датчиков вязкости является также и возможность составления наглядных эквивалентных



схем (применением электромеханической аналогии) и использования для расчета нагрузки и всего датчика единой и хорошо разработанной теории электрических цепей.

#### Л и т е р а т у р а

1. Л.Д. Ландау и Е.М. Лифшиц. Механика сплошных сред. Москва, ГИТТЛ, 1953.
2. Ф. Эйрих (ред.). Реология, теория и приложения. Москва, ИИЛ, 1962.
3. А.Н. Соловьев, Б.П. Каплун. О вибраторном методе измерения вязкости. "Зав. лаб.", 31, 6 (1965).
4. Л. Эйнер. Измерение вязкости при помощи низкочастотных колебательных датчиков. Труды ТПИ, серия А, №220, Таллин, 1965.



УДК 331.875.2:681.142.35

Э.Калм, Я.Петерсон, Э.Хансен

ОБ ОПТИМАЛЬНОМ УПРАВЛЕНИИ  
МОНТАЖНЫХ И СБОРОЧНЫХ РАБОТ

В настоящее время во многих отраслях промышленности и особенно в приборостроении и легкой промышленности распространены поточные линии, которые успешно применяются и для мелкосерийного производства.

На некоторых приборостроительных заводах республики внедрение поточного производства производилось в два этапа.

1. Несколько линий свободного ритма с ручной передачей, на которых производился электрический монтаж электронных устройств, соединили. Далее присоединили к ним и линии механического монтажа.

На объединенной поточной линии, где длительности операций значительно сокращаются, имеют значение не абсолютные времена операций, а отношения времен, используемых для выполнения отдельных переходов. Для нахождения правильных отношений все рабочие приемы на монтаже свели на простую пайку (элементарную пайку), исходя из этого и составили соответствующую таблицу сравнения. Данный способ значительно облегчил работу технолога при дифференцировании монтажного процесса.

2. С ручной поточной линии свободного ритма перешли на механический шагающий конвейер, где при определении длительности такта учитывается и изменение психофизических способностей монтажников в течение рабочего дня. Внедрение механического конвейера сопровождалось повышением произво-



дительности труда, которое было около 20%.

Количество рабочих мест на монтажном конвейере одного завода находится в кратных отношениях. Это требование желательно расширить в пределах соответствующего ведомства, поскольку это делает возможным оперативную передачу изделия с одной поточной линии на другую, не изменяя при этом монтажной документации. Надо отметить, что подготовка монтажной документации и распределение операций одного трудоемкого электронного устройства (400 и более паек, по инструкции ГКРЭ 42 рабочих мест) потребует от опытного технолога несколько недель работы.

Из общего объема монтажных работ объем ручного труда сохраняется в приборостроении в размере 50-70%, в легкой промышленности - 30-50%. Широкая механизация и автоматизация монтажных работ при серийном производстве в большинстве случаев экономически не обосновывается, поэтому в целях дальнейшего повышения производительности труда монтажников целесообразно применять на поточной линии более точную синхронизацию отдельных операций.

На поточных линиях с большим количеством рабочих решение вопроса становится более сложным, поскольку неограниченное сокращение времен операций ведет к резкому снижению равновесия (баланса) поточной линии.

В соответствующих инструкциях по проектированию поточных линий допускается разность времен операций в пределах 15%. Практически при частой смене изделий и при внедрении новых изделий разность может достигать 20-25%.

Как на практике, так и в специальной литературе до сего времени таким вопросам не уделялось достаточного внимания. Рассматривали только сигнализационные и диспетчерские устройства механических конвейеров; в области технологической подготовки ограничивались применением электронных счетных машин для простых инженерных расчетов.

С целью улучшения работы технолога-нормировщика при сборе исходной объективной информации и ее обработке на кафедре автоматики и телемеханики разработаны основные принципы со-



ответствующего устройства. Быстрое получение информации дает технологу цеха возможность оперативно корректировать монтажный процесс и сохранять баланс поточной линии. Проведение такой работы в обычном порядке потребует много времени и большое количество хронометристов.

Обозначим количество элементарных операций (неделимые технологические операции)  $n_i$  и время совершения этой операции рабочим  $t_i$ ; количество и время операций соответственно  $N_j$  и  $T_j$ . Тогда при организации монтажа на конвейере соблюдается условие:

$$\sum_{i=1}^n t_i = \sum_{j=1}^N T_j.$$

Далее вводится добавочное ограничивающее условие  $N \leq n$ , которое в приборостроении и легкой промышленности обычно выполняется. Это условие допускает перераспределение операций. В результате этого условия можно записать общие условия баланса конвейерной линии:

для каждого рабочего конвейера

$$\sum_{i=1}^k t_i = T_j, \quad (k < n, \quad j = 1, 2, \dots, N),$$

для всей линии

$$T_1 = T_2 = \dots = T_j, \quad (j = 1, 2, \dots, N).$$

Другими словами, элементарные операции следует распределить так, чтобы все рабочие на конвейере совершали бы операции одинаковой трудоемкости. Такого идеального положения практически никогда не бывает, но при оптимальном управлении вполне реально можно уменьшить небаланс до 5% и менее.

Как все управляемые процессы, так и конвейерная система выходит из баланса из-за случайных помех (изменения индивидуальных качеств рабочих, перемена рабочих, изменения в технологии и т.д.). Всех их можно рассматривать как случайно изменяющихся величин. Технологу не в состоянии:

- регистрировать все отклонения,
- совершать анализ в течение короткого времени,
- ввести оптимальные коррективы в управление.

Поэтому конвейерные линии не работают с максимальной эффективностью.



Таким источником информации, охватывающим в большей или меньшей мере все поднятые вопросы, является постоянная регистрация длительностей операций всех рабочих. В результате анализа получим ряд данных, которые нужны для управления линией. Эти данные дают информацию об индивидуальных качествах рабочих и о работе всей линии.

При примененном техническом решении данная управляющая машина регистрирует длительности операций каждого рабочего и на основе полученной информации:

1. Вычисляет среднюю длительность цикла (операции).
2. Учитывая полученную новую информацию, прогнозирует время следующего цикла.
3. Автоматически учитывает изменения трудоспособности всех рабочих в течение смены.
4. В пределах смены вычисляет производительность труда каждого рабочего в отношении средней успеваемости труда линии.

После перечисленных действий, совершенных машиной автоматически, технолог цеха имеет возможность сделать выводы о работе конвейерной линии и ввести соответствующие поправки в управление машин с целью оптимизации работы линии.

1. Теперь можно выяснить, где находятся узкие места и где резервы.

2. На основе полученной информации может технолог перераспределить операции так, чтобы был обеспечен баланс линии.

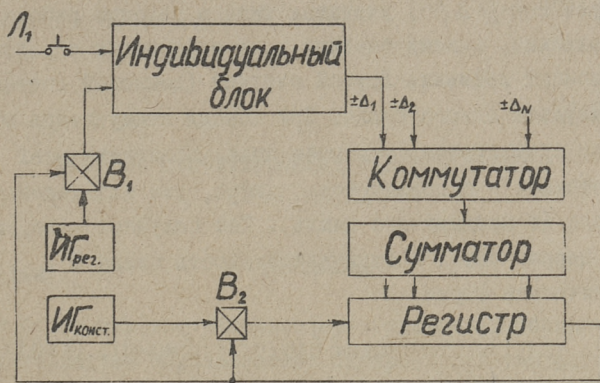
3. Как следствие из предыдущего, время смены изделий на конвейере сокращается.

Как известно, чем больше функций выполняет машина, тем больше ее стоимость, которая часто не оправдывается. Учитывая экспериментальный характер машины, первоначальное техническое решение допускает выполнение только вышеперечисленных операций.

Принцип работы управляющей машины поможет пояснить фигура 1. Технология разбита на  $N$  операций, значит имеется и  $N$  рабочих. При помощи выключателя  $L$  рабочий фиксирует



момент окончания операции. Опыт показывает, что такая информация в течение более длительного времени окажется объективной, поскольку рабочие не сумеют систематически давать неправильную информацию.



Фиг. 1

Управляющая машина состоит из  $N$  индивидуальных блоков и из общей части. В начале работы вводится в сумматор в двоичном коде число, которое соответствует ориентировочному операционному времени (цикловому времени)  $T_{(k)}$ . Длительности всех последующих циклов определяются автоматически. Очередной цикл начинается с момента, когда число, которое соответствует начальному цикловому времени  $T_{(k)}$ , переносят в регистр. Генератор импульсов с константной частотой ИГ<sub>конст.</sub> гасит число, находившееся в регистре в течение времени  $T_{(k)}$ , по которому и определяют длительность цикла  $k$ . После этого клапан  $B_1$  закрывает путь импульсов в регистр, одновременно открывается путь импульсам импульсного генератора ИГ<sub>рег.</sub> в индивидуальный блок. Индивидуальный блок состоит из трех основных частей: сравнивающий элемент и два счетчика. Сравнивающий элемент сравнивает момент времени закрытия выключателя  $L_1$  с моментом времени окончания предыдущего цикла. Если закрытие выключателя  $L_1$  и открытие клапана  $B_2$  происходили одновременно, то индивидуальный блок не выдает импульсов. Если эти два события произошли в разные моменты времени, то на выходе индивидуального бло-



Ка появится ряд импульсов  $\pm \Delta_1$ , количество которых пропорционально разности моментов времени, а знак зависит от того, какое событие произошло раньше. И так  $\pm \Delta_1$  определяет индивидуальную способность рабочего. Один из счетчиков суммирует все  $\pm \Delta_1$ , учитывая знак в течение рабочего дня. Следовательно, данный счетчик дает информацию о рабочем в любой момент времени. Другой счетчик (цикловой счетчик) считает импульсы одного цикла. При помощи коммутатора последовательно суммируются, учитывая знак, показания всех цикловых счетчиков и прибавляются к цифре, уже находящейся в сумматоре (с предыдущего цикла). Так получается скорректированная цифра, определяющая длительность цикла  $T_{(k+1)}$  или в математической форме

$$T_{(k+1)} = T_k \pm \alpha_M [\Delta_{1(k+1)} \pm \Delta_{2(k+1)} \pm \dots \pm \Delta_{N(k+1)}], \quad (k=0,1,2,\dots)$$

где  $\alpha_M$  — коэффициент масштаба, определяемый частотой генератора импульсов  $\text{ИГ}_{\text{рег}}$ .

После нескольких циклов от начала работы можно сказать, что  $T_{(k+1)}$  является математическим ожиданием длительности предыдущих циклов плюс математическое ожидание суммы поправок на данном цикле. Опыт показывает, что длительности циклов в пределах одной смены — нестационарный временной ряд. Так как машина учитывает все предыдущие члены предыдущего ряда, то сглаживание влияний случайных величин происходит достаточно полно.

По внешнему оформлению устройство намечено настольного типа и по мере надобности может быть легко переносимым. Входами машины являются кнопки, находящиеся на рабочих столах монтажников.

Экономический эффект данной машины должен выявиться в разработке оптимальной технологии для конвейерной линии. Последняя в свою очередь выражается в повышении производительности труда и в снижении себестоимости монтажных работ. Поэтому основой определения целесообразности является не прямой эффект, который получается за счет экономии объема работ технологов-нормировщиков, а косвенный.

На основе предыдущего можно предполагать повышение производительности труда равным повышению при внедрении механического конвейера.



УДК 658.21:621.37/39

Э. Хансен

## ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ПРЕДПРИЯТИЙ

### 1. Введение

Все более широкое использование радиоэлектроники в народном хозяйстве обуславливает быстрое развитие радиоэлектронной промышленности и внедрение новых технологических процессов. Строится много новых заводов и реконструируются существующие. Большинство радиозаводов за последние 5 - 10 лет обновило свое оборудование и по рациональности, и по производительности, а также по степени автоматизации в соответствии с современным уровнем. В связи с быстрым развитием техники и технологии в работах по проектированию новых заводов и оборудования существует множество затруднений.

1. Ввиду быстрого развития радиоэлектронной промышленности становится отставание строительной части заводов и оборудования от требуемого уровня заметнее, чем в других отраслях промышленности.

Производство развивается в направлении увеличения номенклатуры электронных приборов малых партий с одновременным усложнением их изготовления.

2. Повышение надежности усложняет схемы и обуславливает применение микро- и полупроводниковой техники, что в свою очередь предъявляет более строгие требования к культуре производства и климатическим условиям производственных помещений.

3. Связь между проектировщиками радиотехнических заво-



дов и технологами данной промышленности недостаточна, из-за чего создаются затруднения в увязывании технологии со строительной частью.

Неучитывание перспективы развития и низкое качество проектных работ постоянно требует их переделок и перестройек, чем народному хозяйству наносится большой убыток. Последующее усиление внимания на внедрение новой техники и повышение производительности обычно не покрывает расходов по перепроектированию. Основная тяжесть работ по проектированию ложится на монтажные и регулировочные цеха, так как:

1. в радиоэлектронной промышленности из всего объема работ около 50-70% занимают монтажные и регулировочные работы;

2. все возрастающая специализация социалистической промышленности делает возможным перевод работ, выполняемых в заготовительных цехах, в специализированные предприятия;

3. нестача и разрозненность специальной литературы по вопросам проектирования радиотехнических предприятий.

## 2. Направления развития производства радиоэлектронной аппаратуры

При проектировании новых радиотехнических предприятий и реконструировании существующих следует учитывать перспективные направления развития техники и технологии, так как это определяет оборудование помещений, сантехническую проводку и архитектурно-строительное исполнение.

Применяемый до сего времени объемно-навесной монтаж не способствует автоматизации производства. Вопрос стараются решить применением блочной конструкции. Особое внимание обращено на изготовление жгутов, особенно для крупногабаритных изделий, как например для электронно-счетных машин [1, 2]. Много сделано и по улучшению технологии пайки. При этом следует учитывать и требования к вентиляции, и электропроводке на рабочих местах.

Недостатки устаревшей технологии стараются компенсировать применением более современных форм организации производства, например, применением поточного производства в



комбинации с групповым методом монтажа.

Шагом к механизации монтажа радиоэлектронных приборов является применение печатных схем. В результате упрощения конструкции шасси получают значительную экономию за счет уменьшения стоимости изготовления сложных деталей и их штампов. Малые размеры стальных рам делают экономически возможным применение лужения для улучшения электрического контакта между отдельными деталями шасси. Автоматизация монтажа печатных схем оправдывается только при партиях более 0,5 миллиона в год [3]. Вместо применения заменяющих монтажника роботов — установочно-монтажных автоматов — более правильным является переход к совершенно новым технологическим процессам, как например к вакуумному испарению, где на одной установке можно изготовить целую схему.

К производственным помещениям вышеуказанные технологические процессы особых требований не предъявляют. Для свободного размещения поточных линий помещения должны быть с достаточно большим шагом опор. Печатные платы ввиду своих малых размеров целесообразно монтировать на поворотных столах. Особые требования к микроклимату монтажных помещений ставятся в случае монтажа изделий, предназначенных для эксплуатации в условиях тропического климата, а также при изготовлении прецизионных сопротивлений и при особо точных измерительно-регулирующих работах.

За последние пятнадцать лет с повышением сложности радиоэлектронной аппаратуры возросло количество применяемых деталей в 6 раз, а количество активных элементов даже в II раз\*. Сохранение объема и веса изделий в прежних пределах и повышение требований к надежности изделий привели производство радиоэлектронной аппаратуры к микроминиатюризации.

Производство микроминиатюрных изделий также как и производство электронных и полупроводниковых приборов предъявляет высокие требования к чистоте и к климату производственных помещений.

---

\* Доклад проф. Кутче на международном конгрессе по микроэлектронике в Лейпциге, март 1965 г.



В целях ускорения внедрения за счет использования существующих и аналогичных технологических процессов и по различным другим причинам стараются присоединить производство микроминиатюрных узлов к предприятиям, изготовляющим керамические основания для микромодулей, или к предприятиям электронных ламп и полупроводниковых приборов. На этапе развития объединение производства микроминиатюрных узлов в отдельных предприятиях не целесообразно. Из-за большого количества отличающихся одна от другой схем нельзя предположить и полной централизации производства. Поэтому требуется создание предпосылок для производства микроминиатюрных схем на многих предприятиях. При проектировании радиотехнических предприятий следует обязательно предвидеть помещения, которые при потребности можно будет использовать для изготовления микроминиатюрных схем.

### 3. Влияние микроклимата производственных помещений на изделия радиоэлектронной промышленности

Повышенные требования к микроклимату производственных помещений были первоначально установлены в производстве электронных ламп. Позже эта же проблема возникла и в производстве полупроводниковых приборов, и в настоящее время, в связи с бурным развитием микроминиатюризации, ставится особо остро во всей радиотехнической промышленности. До сего времени еще окончательно не выяснена прямая связь между качеством изделия и многими влияющими факторами, как температура, влажность, пыль и т.д. Ниже рассмотрим влияние этих факторов в отдельности.

#### I. Температура.

Для получения изделий с постоянными параметрами очень важно сохранять постоянную температуру в производственном помещении. Для проведения работ, требующих особой точности, целесообразно создать оптимальные условия для рабочих. Для людей, проживающих в средних широтах, нормальной температурой окружающей среды является 18-24°C. Температура более 30°C влияет на умственную работу, физические способности че-



ловека снижаются уже при температурах более  $25^{\circ}\text{C}$  [4].

Очень важно соблюдение точной температуры в помещениях для точных измерений и регулировки. При скоростном испытании полупроводниковых приборов на долговечность нашли, что уже при повышении температуры помещения на  $+3,9^{\circ}\text{C}$ , скачкообразно возросло количество неисправностей [5]. Показания применяемых в регулировочных работах контрольно-измерительных приборов зависят от температуры среды и постоянное введение поправок при изменении температуры усложняет производство и не обеспечивает требуемой точности.

## 2. Влажность.

В производстве радиодеталей, в помещениях, где изготавливаются бумажные и слюдяные конденсаторы, селеновые выпрямители и т.д. или хранятся их исходные материалы, изменение относительной влажности воздуха в пределах 50-70% при постоянстве температуры уже значительно влияет на качество выпускаемых изделий [6]. Еще более критично влияние влажности в производстве полупроводниковых приборов. Состояние поверхностного слоя последних значительно измеряет их электрические и физические свойства. На поверхностную рекомбинацию влияет, в основном, водяной пар. Хотя некоторые авторы и ссылаются на определенную влажность воздуха для получения постоянных параметров изготавливаемых полупроводниковых приборов [7], большинство считает нужным по возможности абсолютное удаление водяного пара. Для выполнения определенных технологических операций не удовлетворяют даже относительно сухие помещения и их приходится выполнять в специальных изолированных камерах с перчатками. В таких камерах относительная влажность воздуха не превышает 5%.

## 3. Пыль.

Уже общеизвестными технологическими методами изготовленная аппаратура чувствительна к пыли, и особенно к проводящей пыли. Электронно-счетные машины также нуждаются в атмосфере без пыли. Особенно вредной становится пыль в производстве полупроводниковых приборов и микроминиатюрных узлов, так как вредное влияние пыли возрастает с уменьшением геометрических размеров элемента.



Попадание пыли и диффундирование ее в поверхностный слой кремниевого полупроводника вызывает специфический эффект образования пузырьков, которые при обратном напряжении в результате световой эмиссии становятся видимыми [8]. Основное значение в образовании пузырьков имеет фосфор; уже при концентрации фосфора в атмосфере производственного помещения  $7 \cdot 10^{-8}$  г/см<sup>3</sup> создается  $10^5$  пузырьков [9].

Большие трудности представляют и дырочки в микросхемах, изготовленных методом испарения. Причины этого выяснены только частично, но большое значение в этом имеют пылинки и другие микроскопические загрязнения.

Хотя в литературе и имеются некоторые данные о влиянии пыли, влажности и т.д. на активные полупроводниковые и пассивные тонкопленочные элементы, все же отсутствуют общие количественные данные. Достаточного количества соответствующих исследований не проводилось и на предприятиях, где при больших партиях изделий можно получить более полную информацию значительно быстрее, чем в научно-исследовательских учреждениях.

#### 4. Значение выбора места для расположения радиотехнического предприятия

При постройке новых предприятий и расширении существующих следует кроме обычных требований учитывать и климатические факторы выбираемой местности. До сего времени климатические факторы почти не учитывались. Ранее эта проблема затрагивалась только при выборе места постройки предприятий текстильной промышленности и заводов кино-фото материалов. Теперь эти вопросы распространяются и на предприятия радиоэлектронной промышленности. Основной проблемой здесь является степень загрязненности воздуха химическими компонентами и пылью. Пониженное содержание пыли в воздухе получают путем расположения заводов в сельскохозяйственных районах или зелеными насаждениями вокруг завода. Но при этом возможно значительное увеличение процента брака в случае применения порошкообразных удобрений в окрестности завода полупроводниковых изделий.



Мало учитывается опасное влияние строительных работ на качество изделий. Обычно внедрению новой техники и технологии сопутствуют значительные переделки и перестройки производственных помещений, при чем не замечают истинных причин брака и все стараются обосновать сложностью внедрения.

Большое значение имеет и ряд других моментов, как например, высокий уровень подземных вод, что значительно усложняет установку инженерных сетей в подвалах; близость крупных водоемов требует кондиционирования воздуха и соответствующего увеличения расхода воды; также надо учитывать направление и силу господствующих ветров, которые могут свести на нет все благоприятные условия расположения завода загрязненными отдаленными промышленными районами. Следует учитывать и отдаленность от крупных транспортных магистралей, которые создают шум, вибрацию и определенные уровни электрических помех.

## 5. О конструкции специальных производственных помещений и их оборудования

I. Помещения, свободные от пыли. Требования к помещениям, свободным от пыли, определены в СССР предписанием № Н-344-62, в США стандартом № 209 и в ФРГ стандартом под этим же номером. В ГДР до сего времени нет классификации соответствующих помещений для радиотехнической промышленности, это определено только для промышленности фото-кино материалов. Сравнение требований отдельных предписаний затруднено, так как в каждой стране применяются различные методы определения степени запыленности воздуха. Получение беспылевой атмосферы значительно сложнее обычного кондиционирования воздуха.

I.I. Общие проблемы. Различают два вида пыли: 1) пыль, сопутствующая технологическому процессу и в результате нахождения работников в данном помещении; 2) пыль, проникающая в помещение из окружающей среды.

Пыль, находящуюся в помещениях, удалить значительно труднее, чем препятствовать ее проникновению из окружающей сре-



ды. Оборудование и обслуживание свободных от пыли помещений очень дорого и оправдывается только при условии точного соблюдения и выполнения всех мероприятий.

1.2. Вентиляция беспылевых помещений. Применяются в основном два способа:

1) Удаление пыли из воздуха производится вне чистых помещений и очищенный воздух подается по трубам.

Преимущества: при достаточном количестве приточных отверстий очищенный воздух поступает равномерно по всему помещению.

Недостатки: при большой сети воздухопроводов в некоторый момент времени может в помещение попасть пыль, осадившаяся в течение длительного времени на стенки воздухопровода. Очистка воздухопровода затруднена.

2) Удаление пыли путем постоянной циркуляции воздуха через специальные агрегаты и пылеулавливающие фильтры. В случае малого количества агрегатов недостатком этой системы является малая циркуляция в отдельных углах помещений и соответственно малая очистка воздуха в этих местах.

1.3. Фильтрация воздуха. Для выбора фильтра следует знать степень загрязненности воздуха и его состав. Новейшими исследованиями определено, что количество сажи в воздухе доходит до 32% [10], что значительно превышает ранее предполагаемые концентрации. Следует также учитывать большие колебания концентрации сажи в различные отрезки времени, зависящие от многих факторов, и этому обычно сопутствуют скачкообразные изменения качества некоторых чувствительных изделий.

При определении степени беспыльности воздуха гравиметрический метод не дает объективной картины, так как зависит от величины пылинок. Для особо жестких условий фильтрация воздуха проводится в несколько ступеней. Проблема последовательного включения механических и электрических фильтров пока еще окончательно не решена.

В производстве полупроводниковых приборов проводится смена воздуха 120 раз/час [8].



1.4. Размеры помещений и их распределение. Если ранее старались провести климатизацию в больших помещениях, то с повышением требований к чистоте помещений климатизацию и удаление пыли проводят теперь в малых помещениях.

Требования к чистоте можно снизить, если применять автоматизированные линии, где изделия отдалены от окружающей среды. Проблемой является еще надежность таких автоматических линий, их переналадка при изменении изделия и экономическая обоснованность.

При распределении помещений надо избегать перекрещения путей подвоза материалов и движения людей в двух противоположных направлениях. С понижением давления увеличивается степень загрязненности помещения.

1.5. Внутреннее оформление помещений. Для изготовления и покрытия стен, потолков, полов, а также обстановки и оборудования применяются материалы с минимальным выделением пыли. Покрытие больших поверхностей масляными, перхлорвиниловыми и эпоксидными эмалями и красками не рекомендуется, причем применение других красок совершенно недопустимо. Для удаления взвешенных частиц пыли столы покрываются платами, из под которых подается очищенный воздух. Этим получают воздух в 3 раза чище, чем в остальном помещении.

1.6. Эксплуатация помещений. Строительство и оборудование беспылевых помещений оправдывается только в том случае, если эксплуатация их производится также согласно особым требованиям. К этому относится порядок входа рабочих в чистые помещения, одежда и поведение в помещении. Большое значение имеет и порядок проведения ежедневной очистки.

1.7. Контроль за содержанием пыли, влажности и температуры в чистых помещениях. Для определения количества пыли в воздухе применяется множество различных методов. Основными из них являются методы самоосаждения и кониметрический метод.

Способы определения температуры решены. В определении относительной влажности воздуха имеются еще некоторые проблемы.



1.8. Вопросы освещения в чистых помещениях. Хотя и проблемы освещения относятся к самостоятельному разделу строительства, все же эти вопросы приходится решать особо в связи с особенностями современной радиотехнической промышленности. Из них основные вопросы:

1) Постройка безоконных помещений в целях упрощения проведения климатизации.

2) Повышение требования к освещенности рабочих мест в связи с точностью работы и применением миниатюрных деталей.

3) Перестановка и подгонка осветителей в связи с частой реорганизацией производства.

4) Особые требования к защите от наводок из осветительной сети.

1.9. Системы сантехнических проводок создают сложные проблемы из-за большого количества различных проводок, как например, электричества, воды, пара, воздуха и т.д. Эта проблема в промышленном строительстве еще не решена и серьезно затрудняет увязывание технологии производства со строительной частью.

1.10. Вопросы экранировки. Учитывая требования максимальной гибкости производства имеется еще много проблем. Отсутствуют типовые конструкции и типовые детали экранированных помещений. В многоэтажных зданиях является проблемой и проводка заземления.

## 6. Заключение о требованиях к производственным помещениям радиотехнических предприятий и их влияния на архитектурно-строительную часть

Из вышеизложенного выясняется, что в оборудовании и эксплуатации помещений современной радиотехнической промышленности простые и дешевые компромиссные решения сводят все преимущества к нулю.

Для определения объективных требований следует постоянно анализировать причины брака.

В строительной части являются перспективными беззакон-



ные производственные помещения с промежуточными этажами (для многоэтажных) или одноэтажные с подвесными потолками и с подвалами для сантехнических коммуникаций.

### Л и т е р а т у р а

1. Klika, Otakar. Razbor zásadního přístupu k technologii drátových forem. Slaboproudý obzor, 1964, Nr.3, s.127-134.
2. G.Jung. Erstellen von Verdrahtungsunterlagen mit dem ER56. SEL-Nachrichten, 1962, Nr.2, s.13-17.
3. М. Дж. Дюкс. Печатные схемы. ИЛ, 1963.
4. Надежность наземного радиоэлектронного оборудования. М., Изд-во "Советское Радио", 1957.
5. Надежность полупроводниковых устройств. М., ИЛ., 1963.
6. А.В. Астафьев. Окружающая среда и надежность радиотехнической аппаратуры. М.-Л., Изд-во "Энергия" 1965.
7. Philips techn.Rundschau, 1960/61, S.231-242.
8. G.B. Gillam. G-E's Clean Room Semiconductor Pilot Plant. Air Engineering, 1964, Nr.2, p.24-25, 40.
9. W.Goetzberger. Impurity-Induced Pipes through Diffused Layers in Silicon. Solid state Electronics, Pergamon Press 1962, vol.5, p.61-70.
10. H.Schütz. Luftfilter für industrielle Klimaanlage. Draht 1964, Nr.11, S.748-754.







УДК 621.375.24

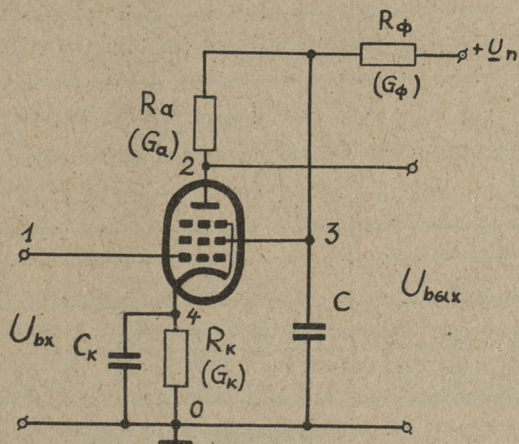
И. Эйскоп

ПЕНТОДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С КОМБИНИРОВАННОЙ  
 РАЗВЯЗКОЙ

Пентодный усилитель с комбинированной развязкой (фиг.1) отличается от широко известной схемы включения пентода тем, что для развязки анодной цепи от источника анодного питания включена цепочка  $R_{\Phi}C$ , одновременно служащая для развязки цепи экранной сетки. На высоких частотах, где выполняется неравенство

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_{\alpha}, \quad \frac{1}{\omega C} \ll R_{\Phi}, \quad (1)$$

где  $R_{\alpha}$  — сопротивление анодной нагрузки,  
 $R_{\Phi}$  — сопротивление развязки,



Фиг. 1. Схема пентодного усилителя с комбинированной развязкой



точка 3 (фиг. 1) для переменных составляющих анодного и экранного тока заземлена, а усиление ступени можно вычислить формулой

$$K_o = S_{21} R_a, \quad (2)$$

где  $S_{21}$  - крутизна тока анода по напряжению первой сетки.

Следовательно, на этих частотах коэффициент усиления не зависит от частоты.

На низких частотах, где условие (1) не выполняется, возникает обратная связь от цепи анода в цепь экранной сетки. Формулу для коэффициента усиления в данном случае можно получить матричным методом анализа электронных схем [1,2].

### Общий случай

Обозначая электроды пентода цифрами, указанными на фиг. 1, получается матрица проводимости пентода без учета токов первой сетки [1]:

	1	2	3	4
1	0	0	0	0
2	$S_{21}$	$G_{i2}$	$S_{23}$	$-(S_{21} + S_{23} + G_{i2})$
$Y_{\text{пент}} = 3$	$S_{31}$	$S_{32}$	$G_{i3}$	$-(S_{31} + S_{32} + G_{i3})$
4	$-(S_{21} + S_{23})$	$-(S_{32} + G_{i2})$	$-(S_{23} + G_{i3})$	$\Sigma S + G_{i2} + G_{i3}$

здесь  $\Sigma S = S_{21} + S_{23} + S_{31} + S_{32}$  - сумма крутизн пентода.

Матрица проводимости рассматриваемой схемы следующая:

	1	2	3	4
1	0	0	0	0
$Y = 2$	$S_{21}$	$G_a + G_{i2}$	$S_{23} - G_{\pi}$	$-(S_{21} + S_{23} + G_{i2})$
3	$S_{31}$	$S_{32} - G_a$	$G_{i3} + G_a + G_{\phi} + j\omega C$	$-(S_{31} + G_{i3} + S_{32})$
4	$-S_{21} - S_{31}$	$-S_{32} - G_{i2}$	$-S_{23} - G_{i3}$	$G_k + j\omega C_k + \Sigma C + G_{i2} + G_{i3}$

Здесь  $G_a, G_{\phi}, G_k$  - проводимость соответствующих сопротивлений  $R_a, R_{\phi}, R_k$ , а  $C_k$  - конденсатор в цепи катода.

Так как узел 1 - входной, а узел 2 - выходной, то коэффициент усиления [1,2]



$$\dot{K}_U^Y = \frac{\Delta_{42}}{\Delta_{41}},$$

где  $\Delta_{I2}$ ,  $\Delta_{II}$  — соответствующие алгебраические дополнения матрицы проводимости схемы.

Для относительного усиления схемы получена следующая формула

$$\dot{Y}_1 = \frac{\dot{K}_U^Y}{K_0} = \frac{(j\omega)^2 CC_K + j\omega CL + j\omega C_K M + N}{(j\omega)^2 CC_K + j\omega CE + j\omega C_K F + H}, \quad (3)$$

где

$$L = G_K + S_{32} - \frac{S_{31}}{S_{21}} G_{I2}, \quad (4)$$

$$M = G_a + G_\Phi + \frac{S_{31}}{S_{21}} G_a, \quad (5)$$

$$N = (S_{32} - \frac{S_{31}}{S_{21}} G_{I2}) G_\Phi + G_K (G_a + G_\Phi + \frac{S_{31}}{S_{21}} G_a), \quad (6)$$

$$E = G_K + \Sigma S + G_{I2} + G_{I3} - (S_{21} + S_{23} + G_{I2}) \frac{S_{32} + G_{I2}}{G_{I2} + G_a}, \quad (7)$$

$$F = G_{I3} + G_a + G_\Phi - \frac{S_{32}}{G_{I2} + G_a} (S_{23} - G_a) + \frac{G_a}{G_{I2} + G_a} (S_{23} - G_a), \quad (8)$$

$$\begin{aligned} H = & (G_K + \Sigma S + G_{I2} + G_{I3}) \left[ G_{I3} + G_a + G_\Phi + \frac{G_a}{G_{I2} + G_a} (S_{23} - G_a) \right] - \\ & - \frac{S_{32} G_K}{G_{I2} + G_a} (S_{23} - G_a) - (S_{21} + S_{23} + G_{I2}) \left[ \frac{S_{32} G_\Phi}{G_{I2} + G_a} + \right. \\ & + \frac{G_a}{G_{I2} + G_a} (S_{23} + G_{I3}) + \frac{G_{I2}}{G_{I2} + G_a} (G_{I3} + G_a + G_\Phi) \left. \right] - \\ & - (S_{31} + G_{I3} + S_{32}) \left[ S_{23} + G_{I3} - \frac{G_{I2}}{G_{I2} + G_a} (S_{23} - G_a) \right]. \quad (9) \end{aligned}$$

Из формулы 3 видно, что когда  $\omega \rightarrow \infty$ ,  $y \rightarrow 1$ , т.е. амплитудно-частотная характеристика на высоких частотах не зависит от частоты. На средних и низких частотах амплитудно-частотная характеристика зависит от постоянных  $L$ ,  $M$ ,  $N$ ,  $E$ ,  $F$ ,  $H$ , вычисляемых по формулам 4 — 9.

Из структуры формулы 3 видно, что на очень низких частотах, когда  $\omega$  приближается к нулю,



$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \dot{y} = \frac{N}{H}$$

Выбрав  $N = H$ , (10)

получается

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \dot{y} = \frac{N}{H} = 1$$

Следовательно, выполнение условия (10) является необходимым для приравнивания коэффициентов усиления на низких и высоких частотах. Из равенства постоянных  $N$  и  $H$  можно, пользуясь формулами (6) и (9), вывести связь между  $G_{\Phi}$  и  $G_K$ . Получаемая, довольно громоздкая формула, если пренебрегать величинами  $G_{12}$  и  $S_{32}$ , упрощается и дает следующую расчетную формулу для  $R_{\Phi}$ :

$$R_{\Phi_0} = \frac{\Sigma S' + G_{13}}{\left(1 + \frac{S_{31}}{S_{21}}\right)(G_{\alpha} - S_{23})} R_K, \quad (11)$$

где  $\Sigma S' = S_{21} + S_{23} + S_{31}$ .

Из структуры формулы 3 следует еще, что при выполнении условия (10), а кроме того еще условия

$$j\omega CL + j\omega C_K M = j\omega CE + j\omega C_K F$$

или

$$\frac{C_K}{C} = \frac{L - E}{F - M}, \quad (12)$$

относительное усиление  $y$  является постоянной величиной, т.е. не зависит от частоты.

Пренебрегая величинами  $G_{12}$  и  $S_{32}$  и используя формулу

$$\frac{S_{31}}{S_{21}} S_{23} = \frac{\partial J_3 / \partial U_1}{\partial J_2 / \partial U_1} \cdot \frac{\partial J_2 / \partial U_3}{\partial J_3 / \partial U_3} = \frac{\partial J_3}{\partial U_3} = G_{13} \quad (13)$$

из формулы (12) следует, что для получения независимости усиления от частоты необходимо выбрать соотношение емкостей

$$\frac{C_K}{C} = \frac{\Sigma S' + G_{13}}{\left(1 + \frac{S_{31}}{S_{21}}\right)(G_{\alpha} - S_{23})} = \frac{R_{\Phi_0}}{R_K}, \quad (14)$$

где  $R_{\Phi_0}$  — величина сопротивления развязки, вычисленная по формуле (11).

Из формулы (14) вытекает условие

$$C_K R_K = C R_{\Phi_0}, \quad (15)$$

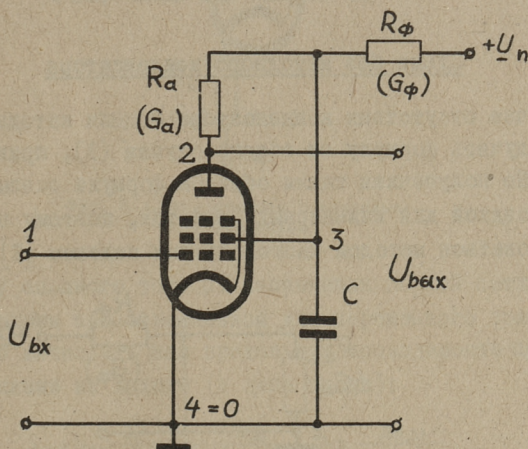
т.е. для постоянства частотной характеристики необходимо, чтобы  $R_{\Phi} = R_{\Phi_0}$ , а постоянные времени катодной и развязывающей цепей должны быть равны.



### Схема без катодного комплекта

Хотя в настоящее время напряжение смещения почти исключительно создается катодным сопротивлением  $R_K$ , случай  $R_K = C_K = 0$  представляет некоторый интерес тогда, когда  $C_K R_K \gg CR_0$ ,

т.е. постоянная времени катодной цепи намного больше постоянной времени цепи развязки. В данном случае влияние комплектов катода и развязки можно отдельно анализировать и расчетная схема для анализа влияния комплекта развязки получается следующая (фиг. 2)



Фиг. 2. Схема без катодного комплекта

Подставляя в формуле (3)  $R_K = C_K = 0$ , получается относительное усиление схемы

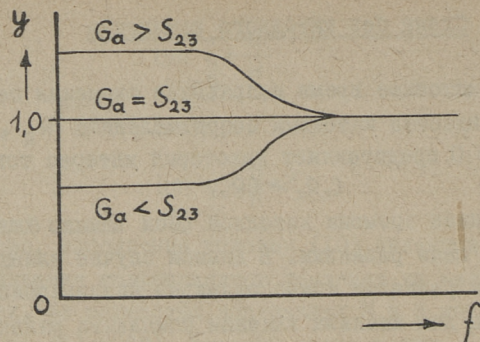
$$\dot{y}_2 = \frac{j\omega C + G_a + G_\phi + G_{13} - \frac{S_{21}}{S_{21}}(S_{23} - G_a)}{j\omega C + G_\phi + G_{13} + S_{23}} \quad (16)$$

Из последней формулы видно, что при условии

$$G_a = S_{23} \quad (17)$$

усиление схемы не зависит от частоты. Когда  $G_a < S_{23}$ , усиление на низких частотах падает, а если  $G_a > S_{23}$ , то усиление на низких частотах увеличивается. Все три случая показаны на графике фиг. 3.

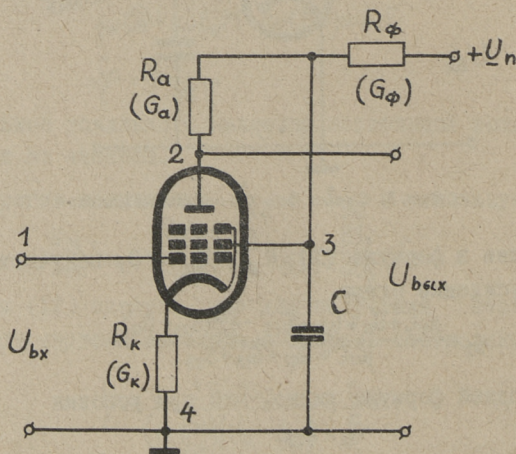




Фиг. 3. Зависимость относительного усиления  $y$  от частоты для схемы фиг. 2

### Схема без катодного конденсатора

В случае отсутствия конденсатора в цепи катода (фиг. 4) можно получить формулу от общего случая (3), принимая там  $C_K = 0$ . Но полученная таким образом формула оказывается слишком громоздкой для инженерных расчетов, поэтому целесообразно пользоваться методом многополюсных подсхем [1].

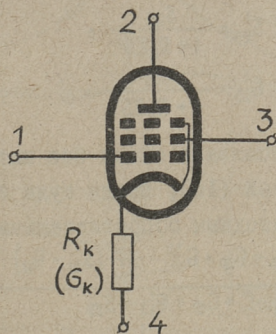


Фиг. 4. Схема без катодного конденсатора

Выделяя из схемы фиг. 4 пентод с катодным сопротивлением  $R_K$  как многополюсную подсхему (фиг. 5), получается ее матрица



$$Y_{\text{подсх}} = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline S_{21} & 0 & S_{23} & -S_{21} - S_{23} \\ \hline S_{31} & 0 & G_{i3} & -S_{31} - G_{i3} \\ \hline -S_{21} - S_{31} & 0 & -S_{23} - G_{i3} & G_k + \Sigma S' + G_{i3} \\ \hline \end{array}$$



Фиг. 5. Схема пентода с катодным сопротивлением

Крутизну анодного тока от напряжения первой сетки для данной подсхемы при заземленной для переменного тока второй сетке можно вычислить как продольную проводимость при коротком замыкании на выходе (в цепи анода):

$$S'_{21} = N_{21} = \frac{J_2}{U_1} = \frac{\Delta_{ab}}{z_n \Delta_{aa} + \Delta_{aa,bb}} = \frac{\Delta_{42,33}}{\Delta_{41,22,33}}, \quad (18)$$

где  $a, b$  - порядковые номера входного и выходного узлов, на фиг. 4 соответственно узлы 1 и 2,

$z_n = 0$  - нагрузка в цепи анода,

$\Delta_{12,33} = S_{21}(G_k + \Sigma S' + G_{i3}) - (S_{21} + S_{23})(S_{21} + S_{31})$  - двойное алгебраическое дополнение матрицы,

$\Delta_{11,22,33} = G_k + \Sigma S' + G_{i3}$  - тройное алгебраическое дополнение матрицы.

Формуле для расчета крутизны  $S'_{21}$  подсхемы можно дать после несложных преобразований с использованием формулы (13) следующий, более наглядный вид:

$$S'_{21} = \frac{S_{21}(G_k + G_{i3} - \frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}})}{G_k + \Sigma S' + G_{i3}} = \frac{S_{21}}{R_k(G_k + \Sigma S' + G_{i3})} \approx \frac{S_{21}}{1 + R_k \Sigma S'}, \quad (19)$$



так как

$$G_{i3} \ll G_k + \Sigma S'$$

Аналогичным путем получаются и другие эквивалентные параметры пентода с катодным сопротивлением

$$S'_{31} = \frac{S_{31}}{1 + R_k \Sigma S'} \quad (20)$$

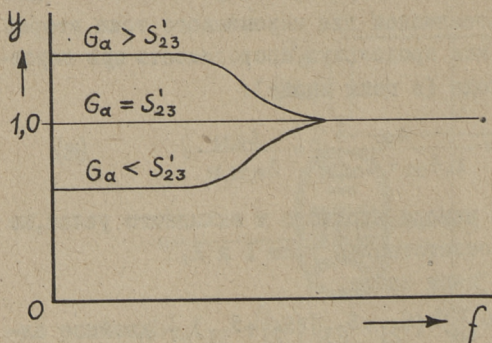
$$S'_{23} = \frac{S_{23}}{1 + R_k \Sigma S'} \quad (21)$$

$$G'_{i3} = \frac{G_{i3}}{1 + R_k \Sigma S'} \quad (22)$$

Относительное усиление схемы без катодного конденсатора вычисляется формулой (16), вводя туда эквивалентные параметры пентода с катодным сопротивлением

$$U_3 = \frac{j\omega C + G_a + G_{\phi} + G'_{i3} - \frac{S'_{31}}{S'_{21}} (S'_{21} - G_a)}{j\omega C + G_{\phi} + G'_{i3} + S'_{23}} \quad (23)$$

Поскольку формула (23) аналогична формуле (16), выводы об амплитудно-частотной характеристике здесь те же самые, что и в случае схемы без катодного комплекта. Возможные частотные характеристики изображены на фиг. 6.



Фиг. 6. Зависимость относительного усиления  $U$  от частоты для схемы фиг. 5

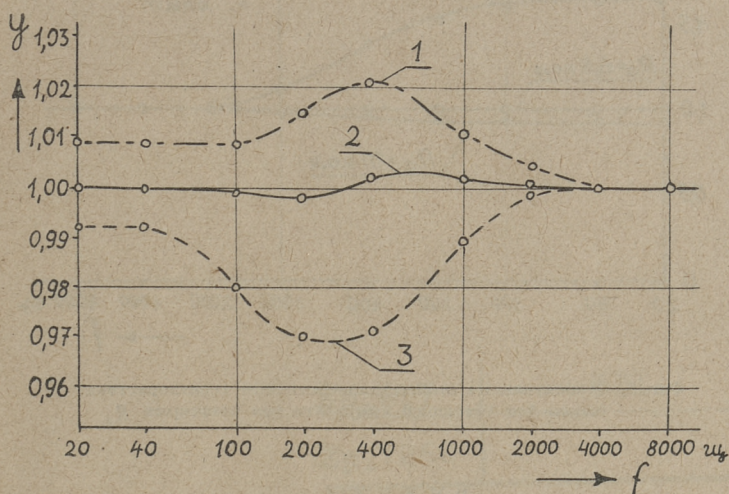
#### Экспериментальная часть

Для контроля полученных расчетных формул проводилось испытание усилительного каскада с использованием лампы 6Ж1П, имеющей следующие параметры в рабочей точке  $U_a = U_{g2} = 120$  в,  $U_{g1} = -1,8$  в ( $R_k = 200$  ом):  $S_{21} = 5,37$  мсим,  $S_{31} = 1,26$  мсим;  $S_{23} = 0,145$  мсим;  $S_{32} = 0,001$  мсим;  $G_{i3} = 0,034$  мсим;  $G_{i2} = 0,0315$  мсим.

На схеме фиг. 1 при  $R_k = 200$  ом,  $R_a = 2$  ком,  $C = 0,247$  мкф



измеряли амплитудно-частотную характеристику при некоторых  $R_{\phi}$  и  $C_k$ . Полученные результаты представлены на графике фиг. 7.



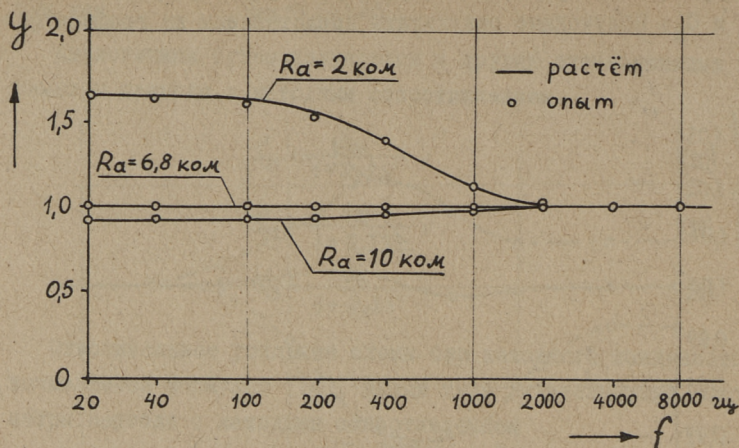
Фиг. 7. Относительные амплитудно-частотные характеристики пентодного усиления с комбинированной развязкой: 1- $R_{\phi}=3,11$  ком,  $C_k=4,26$  мкф, 2- $R_{\phi}=3,07$  ком,  $C_k=3,89$  мкф, 3- $R_{\phi}=3,00$  ком,  $C_k=3,55$  мкф.

Из фиг. 7 видно, что при  $R_{\phi} = 3,07$  ком и  $C_k = 3,89$  мкф получается наиболее прямолинейная частотная характеристика (неравномерность  $\pm 0,3\%$ ). Расчет по формулам (II) и (I5) дает оптимальные величины  $R_{\phi} = 3,10$  ком и  $C_k = 3,825$  мкф. Расхождение между опытными и расчетными данными порядка 1-2% укладывается в точность измерительных приборов при измерении параметров лампы.

Для контроля формулы I6 была измерена по схеме фиг. 2 в той же самой рабочей точке амплитудно-частотная характеристика при некоторых значениях  $R_a$  ( $R_{\phi}=2$  ком,  $C=0,247$  мкф).

На фиг. 8 приводятся экспериментальные данные сравнительно с расчетными.





Фиг. 8. Относительные амплитудно-частотные характеристики схемы без катодного комплекта при некоторых  $R_a$

### Выводы

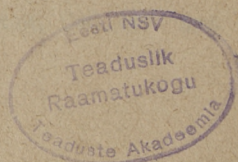
1. Полученная матричным методом точная формула амплитудно-частотной характеристики для пентода с комбинированной развязкой является слишком громоздкой для применения в инженерных расчетах.

2. Введением некоторых упрощений получаются довольно несложные, пригодные в инженерной практике выражения для расчета усилительного каскада при требованиях, выполнение которых обеспечивает независимость амплитудно-частотной характеристики от частоты.

3. Экспериментальные данные подтверждают правильность теоретических расчетов.

### Литература

1. В.П. Сигорский. Анализ электронных схем. Киев, Гостехиздат, 1964.
2. Л.Я. Нагорный. Анализ и расчет усилительных схем. Киев, Гостехиздат, 1963.









Црна 21 КОБ