

- по эксплуатации, МХО.232.027ГО.
2. Сигнализаторы давления СПД, СПДМ и СПДМК. Техническое описание и инструкция по эксплуатации, МХО.232.027ГО.
  3. Ю. Н. Солодкин. Методы анализа и расчета динамических погрешностей первичных преобразователей при измерении периодических и одиночных импульсов. Канд. дисс. Новосибирск, 1969.

Поступило в редакцию  
28 мая 1971 г.

УДК 621.317.6

А. Г. РОЗИН  
(Тула)

### К АНАЛИЗУ ОДНОЙ СХЕМЫ КОНТРОЛЯ ОТНОШЕНИЯ НАПРЯЖЕНИИ

В акустической автометрии при контроле неравномерности частотных характеристик, коэффициентов передачи, коэффициента гармоник и т. д. измерительный процесс часто сводится к контролю отношения двух величин, например напряжений. Для этой цели в практике широкое применение получила схема трансформаторного сравнивающего устройства с диодно-емкостными запоминающими цепочками (рис. 1). Однако отсутствие анализа такой схемы не позволяло полностью использовать заложенные в ней возможности. Исследованию данной схемы и расширению ее возможностей и посвящено настоящее сообщение.

Схема, приведенная на рис. 1, позволяет вести контроль развернутой во времени зависимости огибающей напряжения по величине отношения ( $M$ ) максимума к минимуму  $M = \frac{U_{вх.мах}}{U_{вх.мин}}$ . При этом на контролируемую последовательность напряжений

накладывается одно ограничение: максимум должен предшествовать минимуму. Контролируемые напряжения подаются на вход трансформатора  $Tr$ , вторичные обмотки которого имеют такое соотношение чисел витков, чтобы выровнять минимальное напряжение с максимальным для заданного значения отношения напряжений. Меньшая по количеству витков вторичная обмотка  $w_2$  подает сигнал на схему запоминания максимума, большая  $w_3$  питает схему детектора огибающей.

В этом случае напряжение на конденсаторе  $C_1$  схемы запоминания максимума равно

$$U_{зап} = U_{вх.мах} \frac{w_2}{w_1} K_{дет.мах}, \quad (1)$$

где  $K_{дет.мах}$  — коэффициент передачи детектора максимума (пикового детектора).

Напряжение же, выделяемое детектором огибающей, составляет

$$U_{огиб} = U_{вх.мин} \frac{w_3}{w_1} K_{дет.мин}, \quad (2)$$

где  $K_{дет.мин}$  — коэффициент передачи детектора огибающей. Условие срабатывания схемы контроля имеет вид

$$U_{зап} - U_{огиб} \geq U_{сраб}, \quad (3)$$

где  $U_{сраб}$  — порог чувствительности срабатывающего устройства (СУ). Подставляя в (3) выражения (1) и (2) и вводя обозначения:

$$\frac{K_{дет.мин}}{K_{дет.мах}} = q; \quad \frac{w_3}{w_1} = N; \quad \frac{U_{сраб}}{U_{зап}} = p, \quad (4)$$

после преобразования получим условие срабатывания в виде

$$M \geq \frac{q}{1-p} N. \quad (5)$$

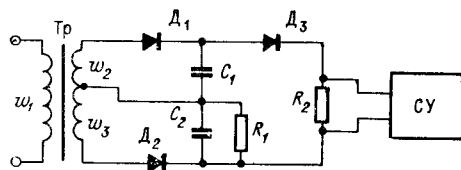


Рис. 1.

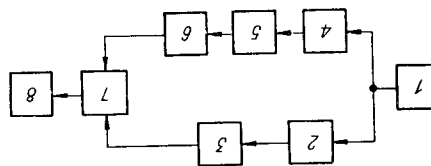


Рис. 2.

Как видно из формулы (5), при определенном  $N$  и фиксированной зоне нечувствительности СУ можно контролировать только одно значение отношения напряжений, причем с увеличением зоны нечувствительности СУ срабатывание происходит при большем отношении контролируемых напряжений.

Для того чтобы пороговое срабатывающее устройство не вносило существенной ошибки в работу рассматриваемой схемы, при расчете усилительной части следует стремиться к выполнению условия.

$$U_{\text{сраб}} \ll U_{\text{зап}}, \quad (6)$$

а некоторое упрощение построения схемы обеспечивается выполнением соотношения

$$q = 1 - p. \quad (7)$$

Расширение диапазона контролируемых отношений, что особенно важно в большинстве практических случаев, как видно из (6), может быть достигнуто несколькими путями: изменением коэффициентов передачи детекторов ( $q$ ), вариацией соотношения  $N$ , управлением чувствительностью срабатывающего устройства. Второй способ является более перспективным, если обеспечить как дискретную, так и плавную перестройку соотношения  $N$ . Последнее легко реализуется путем разделения каналов усиления сигналов максимума и минимума с плавной регулировкой усиления в одном из них. Блок-схема такого варианта приведена на рис. 2, где 1 — входная цепь; 2 — усилитель максимума; 3 — детектор максимума; 4 — усилитель минимума; 5 — attenuator ступенчатый и плавный; 6 — генератор огибающей; 7 — сравнивающее устройство; 8 — срабатывающее устройство.

Схема контроля отношения напряжений должна иметь удовлетворительные метрологические характеристики в некотором диапазоне входного сигнала, например, уровня максимума, который обычно изменяется в 2—3 раза для данного множества контролируемых отношений напряжений. Чтобы охватить все множество возможных случаев, обозначим напряжение, заполненное детектором максимума, через  $kU_{\text{зап}}$ , где  $k$  — коэффициент, изменяющийся от 0 до  $\infty$ .

Тогда условие настройки схемы с учетом (5) выразим так:

$$M = \frac{k}{k-p} Nq. \quad (8)$$

Погрешность настройки в зависимости от разброса уровня входного сигнала определяется разностью (5) и (8):

$$\Delta M = Nq \left[ \frac{p(k-1)}{(1-p)(k-p)} \right]. \quad (9)$$

Результаты расчета погрешности настройки для  $N=10$ ,  $q=0,8$ ,  $p=0,1$  сведены в таблицу и показаны на рис. 3.

Из графика видно, что погрешность равна нулю для того уровня входного сигнала, при котором производилась настройка. Для меньших входных сигналов погрешность возрастает резко, для больших — гораздо медленнее. На основании этих данных автором предложен способ настройки подобных схем [1], заключающийся в том, что настройку схемы рекомендуется производить при уровне входного сигнала, близком к минимальному из всего множества случаев. Использование устройства, реализующего этот способ [2], позволило снизить погрешность настройки рассмотренных схем до  $\pm 0,5$  дБ.

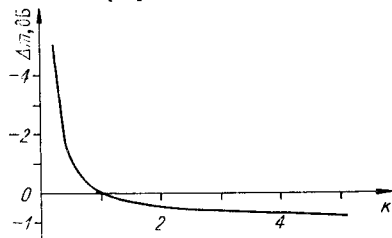


Рис. 3.

$k$	0,2	0,5	0,8	1	2	3	4	5
$M$	16	10	9,16	8,9	8,44	8,28	8,2	8,17
$\Delta M$	-7,1	-1,1	-0,26	0	0,46	0,62	0,7	0,73
$m$ , дБ	24,1	20	19,2	19	18,5	18,4	18,3	18,2
$\Delta m$ , дБ	+5,1	+1,0	+0,2	0	-0,5	-0,6	-0,7	-0,8

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А. Г. Розин. Настройка и проверка приборов автоматического контроля неравномерности частотных характеристик телефонов.— Измерительная техника, 1969, № 12.
2. А. Г. Розин. Устройство для настройки приборов автоматического контроля неравномерности частотных характеристик ЭАП. Авторское свидетельство № 266947.— ОИПОТЗ, 1970, № 12.

*Поступило в редакцию  
2 февраля 1971 г.,  
окончательный вариант —  
2 июня 1971 г.*

УДК 536.51

Я. В. БОРИС, Б. В. КРИСТАЛЬ, О. А. КЮЗДЕНИ,  
С. А. ПАНЧУК, С. И. ЯКОВЕНКО  
(Львов)

#### МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ КВАРЦЕВЫХ ТЕРМОМЕТРОВ С РАЗБРОСОМ ПО ТКЧ

Применение кварцевых резонаторов с большим температурным коэффициентом частоты в качестве датчиков температуры позволяет повысить на порядок точность измерения температуры (до  $\pm 0,01^\circ\text{C}$  в диапазоне от  $-200$  до  $+400^\circ\text{C}$ ) и разрешающую способность (до  $10^{-6}^\circ\text{C}$ ).

Однако применение таких термометров ограничено технологическими возможностями при их изготовлении. В настоящей статье рассматриваются вопросы упрощения изготовления кварцевых термометров с сохранением их высоких метрологических показателей.

Как известно [1, 2], зависимость частоты кварцевого термометра от измеряемой температуры выражается соотношением

$$F_p(T_{\text{пр}}) = F_p(0) [1 + AT_{\text{пр}} + BT_{\text{пр}}^2 + CT_{\text{пр}}^3], \quad (1)$$

$A, B, C$  — коэффициенты, соответствующие трем видам колебаний кварцевого датчика температуры по толщине.

Свойства кварца зависят от ориентации элемента относительно его кристаллографических осей, и линейная зависимость частоты от температуры обеспечивается при срезе  $LC$  с углами  $\psi\omega l/\Phi/\Theta$ , где  $\Phi=11,166^\circ$ ,  $\Theta=9,393^\circ$  и (1) можно заменить тождественным уравнением:

$$F_p(T_{\text{пр}}) = F_p(0) + \text{ТКЧ}(T_{\text{пр}} - T_0). \quad (2)$$