

Г. А. АЛЕКСЕЕВ  
 (Киев)

### О ВЛИЯНИИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ НА ТОЧНОСТЬ ОДНОКАНАЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗИСТОРОВ ИЗ МИКРОПРОВОДА

В последние годы для измерения частотных характеристик (частотных погрешностей) резисторов из микропровода стали применять приборы на основе одноканальных схем сравнения токов [1, 2] и напряжений [3, 4]. В этих приборах сравниваемые по амплитуде напряжения поочередно усиливаются одним апериодическим усилителем, включенным на входе одноканального тракта сравнения. Такой принцип построения схем приборов обеспечивает отсутствие влияния на результат измерения временных и температурных изменений параметров элементов и устранение у большинства частотных погрешностей аддитивной составляющей. Последнее обеспечивает высокую точность измерения небольших частотных погрешностей, характерных для резисторов из микропровода, предназначенных для использования в широком диапазоне частот.

При периодических переключениях сравниваемых напряжений на апериодический усилитель воздействует разрывно-периодическое колебание, состоящее из импульсов входных синусоидальных напряжений, каждое из которых характеризуется собственной амплитудой и фазой

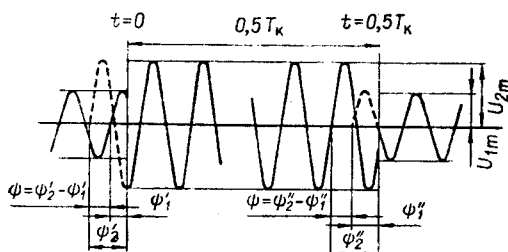


Рис. 1. Воздействие напряжений на вход апериодического усилителя.

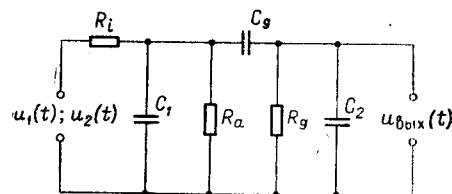


Рис. 2. Эквивалентная схема каскада апериодического усилителя:

$R_i$  — внутреннее сопротивление лампы;  $R_a$  — сопротивление анодной нагрузки;  $R_g$  — сопротивление сетка — катод лампы второго каскада усиления;  $C_1$  — выходная емкость лампы (вместе с емкостью монтажа);  $C_2$  — входная емкость цепи сетки второй лампы;  $C_g$  — емкость разделительного конденсатора.

(рис. 1). Поэтому на практике даже при мгновенном переключении этих напряжений переход от одного установившегося (стационарного) режима работы схемы к другому происходит в течение некоторого времени. Объясняется это тем, что в апериодическом усилителе имеются энергоемкие элементы — конденсаторы и паразитные емкости, запас энергии которых не может изменяться мгновенно. Переход схемы прибора к новому стационарному состоянию сопровождается в этом случае появлением переходных (нестационарных) процессов, влияние которых на точность измерения во всем рабочем диапазоне частот неочевидно.

Проанализируем явления, возникающие в одном каскаде апериодического усилителя при мгновенном изменении амплитуды и фазы его входного напряжения (эквивалентная схема каскада представлена на рис. 2). Допустим, что это изменение совершается в момент времени  $t=0$ , причем  $t < 0$  на вход усилителя воздействует напряжение  $u_1(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \psi_1)$ , а при  $0 < t < \frac{T_k}{2}$  — напряжение  $u_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t + \psi_2)$ , где  $\psi_1$  и  $\psi_2$  — начальные фазы этих напряжений;  $\frac{T_k}{2}$  — полупериод коммутации, т. е. время воздействия на усилитель каждого из сравниваемых напряжений (см. рис. 1). Наиболее простым методом расчета переходных процессов при ненулевых начальных условиях является метод эквивалентного источника э. д. с. [5]. Используя этот метод в операторной форме, нетрудно показать путем несложных, но довольно громоздких преобразований, что полное переходное напряжение на выходе реального усилителя ( $R_a \ll R_g$ ;  $R_i \ll R_g$ ;  $C_1 \ll C_g$ ;  $C_2 \ll C_g$ ) в интервале времени  $0 < t < \frac{T_k}{2}$  аналитически определяется следующей временной функцией:

$$u_{\text{вых}}(t) \cong - \frac{S R_s U_{1m}}{\omega^2 \tau_g^2} \left\{ k \omega \tau_g [\omega \tau_g \sin(\omega t + \psi_2) + \cos(\omega t + \psi_2)] + \right. \\ \left. + (k \sin \psi_2 - k \omega \tau_g \cos \psi_2 - \sin \psi_1 + \omega \tau_g \cos \psi_1) \exp\left(-\frac{t}{\tau_g}\right) - \right. \\ \left. - \omega^2 \tau_g^2 (k \sin \psi_2 - k \omega \tau_0 \cos \psi_2 - \sin \psi_1 + \omega \tau_0 \cos \psi_1) \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) \right\}, \quad (1)$$

где  $S$  — крутизна характеристики лампы;

$$R_s = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i}; \quad k = \frac{U_{2m}}{U_{1m}}; \quad \tau_g = R_g C_g; \quad \tau_0 = R_s (C_1 + C_2).$$

Аналогичным путем можно показать, принимая момент переключения (момент коммутации)  $\frac{T_k}{2}$  за начало отсчета времени, что в интервале  $\frac{T_k}{2} < t < T_k$ , когда на вход усилителя воздействует напряжение  $u_1(t)$ , его выходное напряжение определяется временной функцией

$$u_{\text{вых}}(t) \cong - \frac{S R_s U_{1m}}{\omega^2 \tau_g^2} \left\{ \omega \tau_g [\omega \tau_g \sin(\omega t + \psi_1) + \cos(\omega t + \psi_1)] - \right. \\ \left. - (k \sin \psi_2 - k \omega \tau_g \cos \psi_2 - \sin \psi_1 + \omega \tau_g \cos \psi_1) \exp\left(-\frac{t}{\tau_g}\right) + \right. \\ \left. + \omega^2 \tau_g^2 (k \sin \psi_2 - k \omega \tau_0 \cos \psi_2 - \sin \psi_1 + \omega \tau_0 \cos \psi_1) \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) \right\}, \quad (2)$$

где  $\psi_1''$  и  $\psi_2''$  — начальные фазы сравниваемых напряжений в момент времени  $t = \frac{T_k}{2}$ , отличные в общем случае от соответствующих начальных фаз этих напряжений в момент времени  $t=0^*$ .

При поочередном воздействии на вход аperiodического усилителя напряжений  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  на его выходе формируется усиленное модулированное напряжение, состоящее из пакетов выходных напряжений  $u'_{\text{вых}}(t)$  и  $u''_{\text{вых}}(t)$ . Это напряжение выпрямляется линейным детектором и сглаживается усредняющим фильтром. Последний выделяет огибающую модулированного напряжения, аналитическое выражение которой в каждый полупериод коммутации  $A'(t)$  и  $A''(t)$  нетрудно получить из (1) и (2) с учетом принятых выше приближений:

$$\begin{aligned}
 A'(t) = & -n S R_3 U_{1m} \left[ k + (k \sin \psi_2' - k \omega \tau_g \cos \psi_2' - \right. \\
 & \left. - \sin \psi_1' + \omega \tau_g \cos \psi_1') \frac{\exp\left(-\frac{t}{\tau_g}\right)}{\omega^2 \tau_g^2} - \right. \\
 & \left. - (k \sin \psi_2' - k \omega \tau_0 \cos \psi_2' - \sin \psi_1' + \omega \tau_0 \cos \psi_1') \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) \right]; \quad (3) \\
 A''(t) = & -n S R_3 U_{1m} \left[ 1 - (k \sin \psi_2'' - k \omega \tau_g \cos \psi_2'' - \right. \\
 & \left. - \sin \psi_1'' + \omega \tau_g \cos \psi_1'') \frac{\exp\left(-\frac{t}{\tau_g}\right)}{\omega^2 \tau_g^2} + \right. \\
 & \left. + (k \sin \psi_2'' - k \omega \tau_0 \cos \psi_2'' - \sin \psi_1'' + \omega \tau_0 \cos \psi_1'') \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right) \right],
 \end{aligned}$$

где  $n$  — коэффициент передачи детектора и усредняющего фильтра. Таким образом, при периодических воздействиях на усилитель входных напряжений  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  форма огибающей модулированного напряжения на выходе фильтра отличается от прямоугольной и зависит от амплитуд сравниваемых напряжений, их начальных фаз и параметров схемы.

Отношение амплитуд напряжений  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  определяется с помощью делителя, включенного на выходе фильтра. Коэффициент деления этого делителя  $k'$  равен отношению средних значений поступающих на него напряжений, т. е.

$$k' = \frac{A'_{\text{ср}}(t)}{A''_{\text{ср}}(t)} = \frac{\int_0^{0,5 T_k} A'(t) dt}{\int_0^{0,5 T_k} A''(t) dt}.$$

Интегрируя огибающие (3) по времени и пренебрегая значением  $\exp\left(-\frac{T_k}{2\tau_0}\right)$ , получим

\* При выводе выражений (1) и (2) были сделаны следующие приближения (кроме указанных выше):  $\omega^2 \tau_g \tau_0 \ll 1$ ;  $\omega^2 \tau_0^2 \ll 1$ ;  $\omega^2 \tau_g^2 \gg 1$ . Такие приближения справедливы для диапазона низких частот, в котором, как будет показано ниже, анализируемая погрешность достигает максимального значения.

$$k' = \frac{\pi k \lambda \omega \tau_g + (k \sin \psi_2' - k \omega \tau_g \cos \psi_2' - \sin \psi_1' + \omega \tau_g \cos \psi_1') \beta -}{\pi \lambda \omega \tau_g - (k \sin \psi_2'' - k \omega \tau_g \cos \psi_2'' - \sin \psi_1'' + \omega \tau_g \cos \psi_1'') \beta +} \rightarrow$$

$$- \omega^2 \tau_g \tau_0 (k \sin \psi_2' - k \omega \tau_0 \cos \psi_2' - \sin \psi_1' + \omega \tau_0 \cos \psi_1')$$

Поскольку при установившемся режиме ( $t = \infty$ ) коэффициент деления  $k' = k$ , то относительная погрешность его определения будет составлять

$$\xi_k = \frac{k' - k}{k} = \frac{(\beta - \omega^2 \tau_g \tau_0) \left( \sin \psi_2' - \frac{1}{k} \sin \psi_1' + k \sin \psi_2'' - \sin \psi_1'' \right) -}{\pi \lambda \omega \tau_g - (\beta - \omega^2 \tau_g \tau_0) (k \sin \psi_2'' - \sin \psi_1'') +} \rightarrow$$

$$- \omega \tau_g (\beta - \omega^2 \tau_0^2) \left( \cos \psi_2' - \frac{1}{k} \cos \psi_1' + k \cos \psi_2'' - \cos \psi_1'' \right)$$

$$\rightarrow \frac{+ \omega \tau_0 (\beta - \omega^2 \tau_0^2) (k \cos \psi_2'' - \cos \psi_1'')}{\pi \lambda \omega \tau_g - (\beta - \omega^2 \tau_g \tau_0) (k \sin \psi_2'' - \sin \psi_1'') +}$$

Полученное выражение достаточно сложно для практических расчетов, и его желательно упростить. Прежде всего можно пренебречь членами  $\omega^2 \tau_g \tau_0$  и  $\omega^2 \tau_0^2$  по сравнению с величиной  $\beta$ , близкой обычно к единице. Кроме того, можно пренебречь вторым и третьим членами знаменателя по сравнению с первым членом. Тогда

$$\xi_k \cong \left[ \frac{\sin(\psi_1' + \psi) - \frac{1}{k} \sin \psi_1' + k \sin(\psi_1'' + \psi) - \sin \psi_1''}{\pi \lambda \omega \tau_g} - \frac{\cos(\psi_1' + \psi) - \frac{1}{k} \cos \psi_1' + k \cos(\psi_1'' + \psi) - \cos \psi_1''}{\pi \lambda} \right] \beta, \quad (4)$$

где  $\psi = \psi_2' - \psi_1' = \psi_2'' - \psi_1''$  — угол сдвига фаз между входными напряжениями  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ . Таким образом, можно считать с достаточной для практики точностью, что переходные процессы, возникающие в аperiodическом усилителе при периодических воздействиях на его вход напряжений  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ , обусловлены в основном емкостью разделительного конденсатора  $C_g$  и не зависят от остаточных емкостей  $C_1$  и  $C_2$ .

Выражение (4) свидетельствует о том, что в общем случае, когда частота сравниваемых напряжений  $\omega$  не кратна частоте коммутации  $\Omega$  (т. е. когда  $\lambda$  — дробное число), погрешность  $\xi_k$  будет равна нулю только при отсутствии амплитудно-фазовой модуляции ( $k=1$  и  $\psi=0$ ). Но поскольку такой случай практически исключается, в определении отношения амплитуд входных напряжений  $k$  допускается погрешность, обуславливающая искажение результата измерения на низких частотах. При этом указанная погрешность приобретает неопределенность, так как вследствие изменения в каждый момент коммутации начальных фаз входных напряжений, а также вследствие нестабильности частоты  $\Omega$  погрешность  $\xi_k$  не остается постоянной, а изменяется по случайному закону. Поэтому для упрощения анализа предположим, что частота

ты  $\omega$  и  $\Omega$  кратны, т. е. что их отношение  $\lambda$  — целое число. При этом условия могут иметь место следующие два частных случая, обеспечивающие постоянство погрешности  $\xi_k$  в каждый полупериод коммутации.

1.  $\lambda = 2q \pm 1$ , где  $q$  — любое целое число. Случай может иметь место при  $\psi_1'' = \psi_1' \pm \pi = \psi_1 \pm \pi$ . С учетом этого выражение (4) примет вид

$$\xi_k = \frac{k \sin(\psi_1 + \psi) - \sin \psi_1 - \omega \tau_g [k \cos(\psi_1 + \psi) - \cos \psi_1]}{\pi k \lambda \omega \tau_g} (1 - k) \beta. \quad (5)$$

Таким образом, при указанных фазовых соотношениях и равенстве амплитуд сравниваемых напряжений ( $k=1$ ) погрешность  $\xi_k$  будет отсутствовать, поскольку среднее значение напряжения на входе делителя остается постоянным в каждый полупериод коммутации.

2.  $\lambda = 2q$ . В этом случае  $\psi_1'' = \psi_1' = \psi_1$  и выражение (4) примет вид

$$\xi_k = \frac{k \sin(\psi_1 + \psi) - \sin \psi_1 - \omega \tau_g [k \cos(\psi_1 + \psi) - \cos \psi_1]}{\pi k \lambda \omega \tau_g} (1 + k) \beta. \quad (6)$$

В отличие от предыдущего случая при  $k=1$  погрешность  $\xi_k$  не равна нулю, поскольку средние значения напряжений на входе делителя уже не остаются постоянными, а изменяются с частотой коммутации по прямоугольному закону.

Таким образом, в общем случае даже при кратных частотах  $\omega$  и  $\Omega$  переходный процесс обуславливает появление погрешности измерения. Сопоставление выражений (5) и (6) позволяет установить, что указанная погрешность будет максимальной при минимальном и четном значении  $\lambda$  (второй случай). Поэтому количественная оценка возникающей погрешности произведена ниже на основе выражения (6).

Определение фазовых углов  $\varphi$  (фазовых погрешностей  $\Delta_\varphi$ ) резисторов из микропровода в интервале  $-90^\circ \leq \varphi \leq +30^\circ$  производится по формуле [3]

$$\varphi = -\Delta_\varphi = \arcsin \frac{k_1^2 + k_2^2 - k_1^2 k_2^2}{2k_1 k_2}, \quad (7)$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — отношения амплитуд сравниваемых напряжений при первом и втором уравниваниях схемы.

Абсолютную погрешность измерения  $\varphi$  можно выразить через погрешности независимых переменных, входящих в уравнение связи (7) [6]:

$$\begin{aligned} \Xi_\varphi &= \frac{\partial \varphi}{\partial k_1} \Xi_{k_1} + \frac{\partial \varphi}{\partial k_2} \Xi_{k_2} = k_1 \frac{\partial \varphi}{\partial k_1} \xi_{k_1} + k_2 \frac{\partial \varphi}{\partial k_2} \xi_{k_2} = \\ &= \left( \operatorname{tg} \varphi - \frac{k_2}{k_1 \cos \varphi} \right) \xi_{k_1} + \left( \operatorname{tg} \varphi - \frac{k_1}{k_2 \cos \varphi} \right) \xi_{k_2}, \end{aligned}$$

или при малых измеряемых фазовых углах

$$\Xi_\varphi \cong - \left( \frac{k_2}{k_1} \xi_{k_1} + \frac{k_1}{k_2} \xi_{k_2} \right). \quad (8)$$

Для указанного выше прибора погрешности  $\xi_{k_1}$  и  $\xi_{k_2}$  можно представить, согласно (6), в следующем виде:

$$\xi_{k_1} = \frac{k_1 \sin(\psi_{01} + \psi_0) - \sin \psi_{01} - \omega \tau_g [k_1 \cos(\psi_{01} + \psi_0) - \cos \psi_{01}]}{\pi k_1 \lambda \omega \tau_g} (1 + k_1) \beta; \quad (9)$$

$$\xi_{k_2} = \frac{k_2 \sin(\psi_{x1} + \psi_x) - \sin \psi_{x1} - \omega \tau_g [k_2 \cos(\psi_{x1} + \psi_x) - \cos \psi_{x1}]}{\pi k_2 \lambda \omega \tau_g} (1 + k_2) \beta.$$

где  $\psi_0$  и  $\psi_x$  — углы сдвига фаз между сравниваемыми напряжениями при первом и втором уравниваниях схемы;  $\psi_{01}$  и  $\psi_{x1}$  — начальные фазы каждого напряжения.

Эти выражения упрощаются для случая измерения малых фазовых углов. Действительно, поскольку в этом случае, согласно [3],

$$\sin \psi_0 \cong \cos \psi_x \cong \frac{1}{k_2}, \quad \sin \psi_x \cong \cos \psi_0 \cong \frac{1}{k_1}, \quad \psi_{x1} - \psi_{01} \cong 90^\circ$$

и в соответствии с (7)

$$k_2 \cong \frac{k_1}{\sqrt{k_1^2 - 1}},$$

то для указанных фазовых углов

$$\xi_{k_1} \cong \frac{(k_1 + 1) \sqrt{k_1^2 - 1}}{\pi k_1 \lambda \omega \tau_g} (\cos \psi_{01} + \omega \tau_g \sin \psi_{01}) \beta;$$

$$\xi_{k_2} \cong - \frac{k_1 + \sqrt{k_1^2 - 1}}{\pi k_1 \lambda \omega \tau_g \sqrt{k_1^2 - 1}} (\sin \psi_{01} - \omega \tau_g \cos \psi_{01}) \beta.$$

Подставляя эти значения  $\xi_{k_1}$  и  $\xi_{k_2}$  в (8), получим

$$\Xi_\varphi \cong \frac{\beta}{\pi k_1 \lambda \omega \tau_g} \left[ (k_1 + \sqrt{k_1^2 - 1}) (\sin \psi_{01} - \omega \tau_g \cos \psi_{01}) - (k_1 + 1) (\cos \psi_{01} + \omega \tau_g \sin \psi_{01}) \right].$$

Дифференцируя функцию двух переменных  $\Xi_\varphi = f(k_1; \psi_{01})$  по коэффициенту деления  $k_1$  и начальной фазе  $\psi_{01}$  и приравнявая производные нулю, нетрудно показать, что погрешность измерения небольших фазовых углов достигает максимума, если

$$k_1 = k_2 = \sqrt{2}; \quad \psi_{01} = \text{arctg} \frac{\omega \tau_g - 1}{\omega \tau_g + 1}.$$

При этих условиях и при  $\beta \cong 1$  максимальное значение погрешности, выраженное в угловых минутах, будет составлять

$$\Xi_{\varphi \text{ max}} \cong - \frac{2640}{\lambda} = - 2640 \frac{F_k}{f}. \quad (10)$$

Полученное выражение свидетельствует о том, что при  $\lambda < 300$  значение  $\Xi_{\varphi \text{ max}}$  может достигать десяти и более угловых минут.

Переходные процессы могут привести также к искажению результата измерения частотной погрешности модуля  $\xi_z$  резисторов из микропровода. Это искажение обусловлено только погрешностью определения коэффициента деления  $k_2$  на низкой частоте (порядка 50—100 гц), поскольку при определении  $k_1$  на рабочей частоте величина  $\lambda$  оказывается настолько большой, что возникающей погрешностью  $\xi_{k_1}$  можно пренебречь. В приборе для измерения  $\xi_z$  [1, 2] фазовый сдвиг между сравниваемыми напряжениями при каждом уравнивании схемы равен фазовому углу исследуемого резистора. Поэтому на низкой частоте (при втором уравнивании схемы)  $\psi_x = 0$  и второе выражение (9) примет вид

$$\xi_{k_2} = \frac{\sin \psi_{x1} - \omega \tau_g \cos \psi_{x1}}{\pi k_2 \lambda \omega \tau_g} (k_2^2 - 1) \beta.$$

Как показано в [1], частотная погрешность модуля определяется по одной из следующих формул (в зависимости от соотношения амплитуд сравниваемых напряжений):

$$\xi_z = \frac{k_1 - k_2}{k_2}; \quad \xi_z = \frac{k_2 - k_1}{k_1}; \quad \xi_z = k_1 k_2 - 1; \quad \xi_z = \frac{1}{k_1 k_2} - 1.$$

Отсюда абсолютную погрешность определения  $\xi_z$  при условии  $\xi_{k_1} = 0$  можно выразить, как

$$\begin{aligned} \Xi_{\xi_z} &= \frac{\partial \xi_z}{\partial k_2} \Xi_{k_2} = \pm (1 + \xi_z) \xi_{k_2} = \\ &= \pm \frac{\sin \psi_{x1} - \omega \tau_g \cos \psi_{x1}}{\pi k_2 \lambda \omega \tau_g} (k_2^2 - 1) (1 + \xi_z) \beta. \end{aligned}$$

Полученное выражение погрешности показывает, что переходные процессы не будут оказывать влияния на результат измерения, если при втором уравнивании схемы отсутствует амплитудная модуляция сравниваемых напряжений ( $k_2=1$ ) или  $\psi_{x1} = \text{arctg } \omega \tau_g$ . Поскольку указанные соотношения на практике маловероятны, при измерении  $\xi_z$  обычно возникает погрешность, достигающая максимума при  $\psi_{x1} = 0 (\pm 180^\circ)$ . В этом случае

$$\Xi_{\xi_{z\text{max}}} = \pm \frac{k_2^2 - 1}{\pi k_2 \lambda} (1 + \xi_z) \beta$$

или при малых значениях  $\xi_z$ ,  $k_2 = k_{\text{max}} = 2$  и  $\beta = 1$

$$\Xi_{\xi_{z\text{max}}} \cong \pm \frac{47,8}{\lambda} \% = \pm 47,8 \frac{F_k}{f} \% \quad (11)$$

Выражение (11) свидетельствует о том, что при  $\lambda < 50$  максимальная погрешность может достигать одного и более процентов.

Для уменьшения погрешностей измерения, обусловленных переходными процессами, необходимо уменьшать частоту коммутации  $F_k$ . Максимально допустимое ее значение можно определить, задавшись допустимыми погрешностями измерения  $\varphi$  и  $\xi_z$ . В частности, при измерении малых частотных погрешностей, свойственных резисторам из микропровода переменного тока, можно пользоваться при расчетах следующими приближенными формулами, получаемыми из (10) и (11):

$$F_k \ll 3,8 f_{\text{min}} |\Xi_{\varphi \text{ доп}}| \cdot 10^{-4}; \quad F_k \ll 2,1 f_{\text{min}} |\Xi_{\xi_z \text{ доп}}| \cdot 10^{-2}, \quad (12)$$

где  $\Xi_{\varphi \text{ доп}}$  и  $\Xi_{\xi_z \text{ доп}}$  — допустимые погрешности измерения  $\varphi$  и  $\xi_z$ , выраженные соответственно в угловых минутах и процентах.

Если, например, допустимые погрешности измерения равны  $6'$  и  $0,1\%$ , то при  $f_{\text{min}} = 500$  гц частота коммутации должна составлять не более  $1$  гц, а при  $f_{\text{min}} = 100$  гц — не более  $0,2$  гц. Таким образом, для обеспечения высокой точности измерения на низких частотах значение  $F_k$ , определенное по формулам (12), может оказаться неприемлемым, поскольку на очень низкой частоте коммутации время измерения может оказаться недопустимо большим. Поэтому при измерениях на низких частотах необходимо рекомендовать некоторое усложнение схем приборов за счет применения стробирования их одноканальных трактов сравнения [7]. При таком условии возможно увеличение  $F_k$  по сравнению со значениями (12) с сохранением заданной точности.

В заключение следует отметить, что в приборе для измерения фазовых углов резисторов из микропровода переходные процессы не оказывают влияния на точность измерения, поскольку измеряемая величина определяется обычно в диапазоне звуковых и повышенных частот, и оба уравнивания производятся в этом частотном диапазоне. На практике переходные процессы могут привести к искажению результата измерения частотной погрешности модуля, поскольку в приборе для измерения этой частотной характеристики второе уравнивание производится на низкой частоте (порядка 50—100 гц).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Г. А. Алексеев, Ю. А. Скрипник. К вопросу о контроле проволочных сопротивлений в широком диапазоне частот.— ИВУЗ, Радиотехника, 1963, т. 6, № 5.
2. Г. А. Алексеев, Ю. А. Скрипник. Прибор для измерения частотных погрешностей модуля проволочных сопротивлений.— В сб. «Автоматика и приборостроение», № 4. Киев, 1963.
3. Г. А. Алексеев. Метод и аппаратура для контроля параметров сопротивлений из микропровода в широком диапазоне частот.— В сб. «Микропровод и приборы сопротивления», вып. 11. Кишинев, 1964.
4. Г. А. Алексеев. Прибор для исследования частотно-фазовых характеристик элементов электро- и радиоизмерительных схем.— В сб. «Автоматика и приборостроение», № 1. Киев, 1965.
5. Г. И. Атабеков. Теоретические основы электротехники, ч. 1. М., Госэнергоиздат, 1962.
6. А. Д. Нестеренко. Основы расчета электроизмерительных схем уравнивания. Киев, Изд-во АН УССР, 1960.
7. Ю. А. Скрипник. Влияние переходных процессов на точность одноканального дифференциального указателя.— Автометрия, 1966, № 3.

*Поступила в редакцию  
29 июля 1968 г.*