

УДК 621.317.725.083.92

В. Ю. КОНЧАЛОВСКИЙ, А. И. ЛАЗАРОВ,  
 В. Н. МАЛИНОВСКИЙ, Г. В. ПЕТРОВ

(Москва)

### К ВОПРОСУ О ТОЧНОСТИ ЦИФРОВОГО ВОЛЬТМЕТРА С ДВУХТАКТНЫМ ИНТЕГРИРОВАНИЕМ

Как известно, в интегрирующих цифровых вольтметрах постоянного тока достигается высокая помехозащищенность без применения входных фильтров, снижающих быстродействие. Широкое распространение получили цифровые вольтметры с двухтактным интегрированием [1], принцип действия которых поясняет рис. 1 (ИОН — источник опорного напряжения; БЛ — блок логики; ОУ — отсчетное устройство; СС — схема совпадения). В первом такте в течение интервала времени  $\Delta t_1$  происходит интегрирование измеряемого напряжения  $U_x$ , на которое может быть наложена помеха  $u(t)$ . Влияние помехи исключается, если  $\Delta t_1$  равно или кратно ее периоду. Окончание первого такта и начало второго (момент  $t_1$ ) определяется поступлением на счетчик Сч заданного количества импульсов  $N_1$ . При этом происходит сброс Сч и к входу интегратора И подключается образцовое напряжение  $U_0$ , полярность которого противоположна  $U_x$ . Окончание второго такта (момент  $t_2$ ) фиксируется нуль-органом НО. Количество импульсов  $N_2$ , поступившее на Сч за время  $\Delta t_2$ , выражает результат измерения:

$$U_x = \frac{\tau_1 U_0}{\tau_2 N_1} N_2 = q N_2, \quad (1)$$

где  $\tau_1$  и  $\tau_2$  — постоянные интегрирования в 1-м и 2-м тактах;  $q$  — цена единицы дискретности (квант). Из (1) следует, что преобразование  $U_x$  в  $N_2$  линейно, а его стабильность зависит только от отношения  $\tau_1/\tau_2$

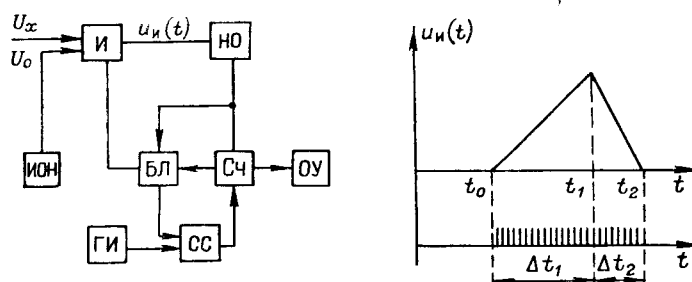


Рис. 1.

и от  $U_0$ . В действительности это не совсем так, ибо выражение (1) идеализировано. Оно не учитывает:

1) дискретность, связанную: а) с асинхронизмом момента пуска  $t_0$  с работой генератора импульсов ГИ; б) с квантованием интервала времени  $\Delta t_2$ ;

2) нелинейность  $u_n(t)$  реального интегратора И;

3) отличное от нуля значение порога чувствительности нуля-органа НО;

4) нестабильность частоты  $f_0$  генератора импульсов ГИ и периода  $T$  помехи  $u(t)$ , нарушающую равенство (кратность)  $\Delta t_1$  и  $T$ ;

5) несовершенство ключей (посредством последних осуществляется коммутация  $U_x$  и  $U_0$ ), связанное а) с задержкой в их срабатывании; б) с наличием так называемых «остаточных параметров» в замкнутом и разомкнутом состояниях.

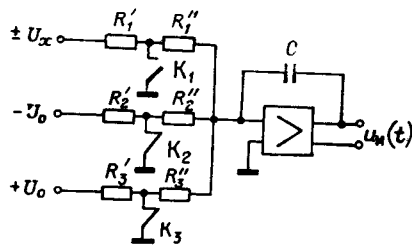


Рис. 2.

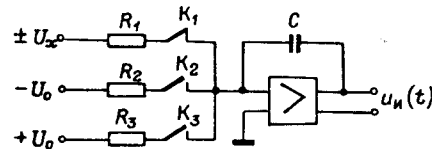


Рис. 3.

В данной статье анализируется погрешность измерения, вносимая «остаточными параметрами» ключей для трех известных вариантов коммутации  $U_x$  и  $U_0$ .

На рис. 2—4 показаны три варианта коммутации, применяемые в интеграторах И (см. рис. 1), выполненных по схеме Миллера. Состояние ключей соответствует первому такту интегрирования. Во втором такте отключается канал  $U_x$  и подключается канал  $-U_0$ , если  $U_x > 0$ , или канал  $+U_0$ , если  $U_x < 0$ . Ключи условно показаны контактными; в действительности они выполняются на бесконтактных элементах (транзисторах, диодах).

На рис. 5 показаны эквивалентные схемы транзисторного (диодного) ключа в режиме насыщения (замкнутый ключ) и в режиме отсечки (разомкнутый ключ). Величины  $e$ ,  $r$ ,  $i$ ,  $g$  характеризуют несовершенство ключа. У идеального ключа они равны нулю. Проводимость  $g$  обычно весьма мала, и ею можно пренебречь.

Схема рис. 2 [2] наиболее проста с точки зрения управления, так как общая точка ключей  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  может быть соединена с «землей». Недостаток схемы состоит в шунтировании входа усилителя параллельным соединением каких-либо двух из трех сопротивлений  $R_1''$ ,  $R_2''$ ,  $R_3''$ . Это эквивалентно уменьшению коэффициента усиления и, следовательно, увеличению нелинейности  $u_n(t)$ . В схемах рис. 3, 4 шунтирования не происходит, но ключи не имеют общей точки с землей, поэтому требуется более сложное управление ими. Для схем рис. 2, 3 величины  $\tau_1$  и  $\tau_2$ , входящие в (1), определяются выражениями:

$$\tau_1 = R_1 C; \tau_2 = R_2 C \text{ при } U_x > 0; \tau_2 = R_3 C \text{ при } U_x < 0,$$

причем  $R_2 = R_3$ , для схемы рис. 2

$$R_1 = R_1' + R_1''; \quad R_2 = R_2' + R_2''; \quad R_3 = R_3' + R_3''.$$

Таким образом, для этих схем отношение  $\tau_1/\tau_2$  заменяется отношением  $R_1/R_2$  или  $R_1/R_3$ , что соответствует известному положению о независимости кванта  $q$  от емкости  $C$ . Для схемы рис. 4  $\tau_1 = \tau_2 = RC$ , и, следовательно,  $\tau_1/\tau_2 = 1$ , т. е.  $q$  не зависит ни от  $R$ , ни от  $C$ .

Рассмотрим реализацию схем рис. 2—4 на бесконтактных элементах и проанализируем погрешность, вносимую «остаточными параметрами»  $e, r, i$ .

На рис. 6, а показана реализация схемы (рис. 2). В отличие от ( $i_1, i_2, e_3 = e_6, i_3 = i_6$  равны нулю); то в первом такте при идеальном интегрировании по сопротивлению  $R_1 = R'_1 + R''_1 + R'''_1$  протекал бы ток  $I = U_x/R_1$ , заряжающий конденсатор  $C$ .

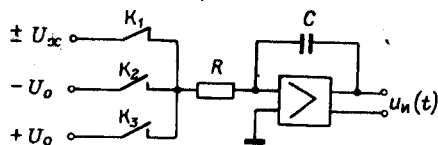


Рис. 4.

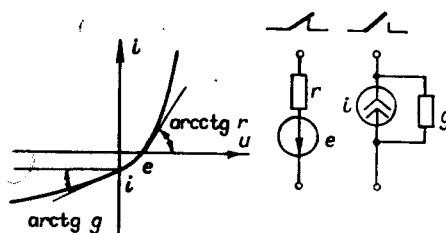


Рис. 5.

Вследствие неидеальности ключей возникает изменение  $\Delta I_1$ , которое (в соответствии со схемой рис. 6, б) с учетом соотношений  $r \ll R'_1 \wedge R''_1 \wedge R'''_1$  можно записать в виде

$$\Delta I_1 = i_1 \frac{R'_1}{R_1} + i_2 \frac{R'_1 + R''_1}{R_1} - e_3 \frac{r_4}{R_2 R_2''} - \frac{e_4}{R_2''} - U_0 \frac{r_3 r_4}{R_2' R_2'' R_2'''} - e_5 \frac{r_6}{R_3' R_3''} - \frac{e_6}{R_3''} + U_0 \frac{r_5 r_6}{R_3' R_3'' R_3'''}.$$

Величине  $\Delta I_1$  соответствует абсолютная погрешность

$$\Delta_1 = \Delta I_1 R_1 = i_1 R'_1 + i_2 (R'_1 + R''_1) - e_3 \frac{r_4 R_1}{R_2 R_2''} - \frac{e_4 R_1}{R_2''} - U_0 \frac{r_3 r_4 R_1}{R_2' R_2'' R_2'''} - e_5 \frac{r_6 R_1}{R_3' R_3''} - e_6 \frac{R_1}{R_3''} + U_0 \frac{r_5 r_6 R_1}{R_3' R_3'' R_3'''}.$$
 (2)

Эта погрешность не зависит от значения  $U_x$ , т. е. является аддитивной.

Таким же способом можно составить эквивалентную схему и получить выражение для абсолютной погрешности  $\Delta_2$ , возникающей во втором такте. Для случая  $U_x > 0$  будем иметь

$$\Delta_2 = U_x \left[ -\frac{e_1 r_1 R_2}{U_0 R_1' R_1''} - \frac{e_2 R_2}{U_0 R_1''} + \frac{i_3 R_2'}{U_0} + \frac{i_4 (R_2' + R_2'')}{U_0} - \frac{e_5 r_6 R_2}{U_0 R_3' R_3''} - \frac{e_6 R_2}{U_0 R_3''} + \frac{r_5 r_6 R_2}{R_3' R_3'' R_3'''} \right] + U_x^2 \frac{r_1 r_2 R_2}{U_0 R_1' R_1'' R_1'''}.$$
 (3)

где  $R_2 = R'_2 + R''_2 + R'''_2$ .

Эта погрешность зависит от величины  $U_x$ ; она содержит нелинейную и квадратичную составляющие.

При заданных  $e, r, i$  (индексы 1—6 опущены) эти составляющие зависят от соотношений между  $R', R''$  и  $R'''$  (индексы 1—3 опущены). Существуют оптимальные соотношения в смысле минимизации общей погрешности, однако их поиск сложен и мало оправдан из-за разброса  $e, r, i$ . Затем для определенности примем следующие соотношения:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R; \quad R' = R'' = R''' = R/3. \quad (4)$$

Учтем также, что наличие калибровки вольтметра (установка нуля и номинального значения) устраняет все погрешности (в том числе и связанные с  $e, r, i$ ) при значениях влияющих факторов в момент про-

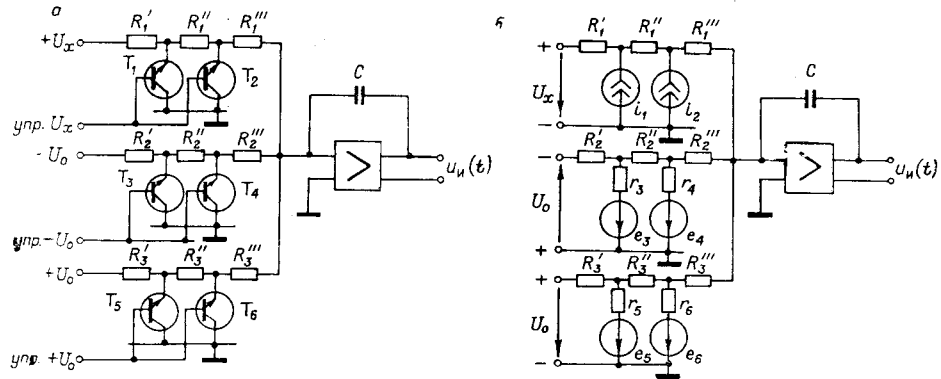


Рис. 6.

изводства этих операций. (Считаем, что остаточными погрешностями от неточного выполнения калибровки можно пренебречь.) Поэтому далее при определении аддитивной и мультипликативной составляющих будем учитывать не  $e, r, i$ , а  $\Delta e, \Delta r, \Delta i$ , понимая под  $\Delta$  изменения, связанные с отличием значений влияющих факторов (температура, ток базы) от их значений при калибровке, а также временные изменения в промежутке между калибровками. Величины  $\Delta e, \Delta r, \Delta i$  для всех шести транзисторов схемы рис. 6, а будем считать одинаковыми.

Высказанные соображения, а также учет неравенства  $\Delta r \ll R$  позволяют сильно упростить (2), (3) и выразить приведенную аддитивную погрешность  $\gamma$  и относительную мультипликативную погрешность  $\delta$  следующим образом:

$$\gamma = \frac{1}{U_{x \text{ ном}}} (\Delta i R - 6 \Delta e); \quad (5)$$

$$\delta = \frac{1}{U_0} (\Delta i R - 6 \Delta e). \quad (6)$$

При калибровке по нулевому и номинальному значениям абсолютная погрешность нелинейности  $\Delta_{\text{н}}$  отсутствует в точках  $U_x = 0$  и  $U_x = U_{x \text{ ном}}$ . В остальных точках она отрицательна и по модулю максимальна в точке  $U_x = U_{x \text{ ном}}/2$ :

$$|\Delta_{\text{н}}|_{\text{max}} = 6,75 \left( \frac{r}{R} \right)^2 \frac{U_{x \text{ ном}}^2}{U_0}. \quad (7)$$

Перейдем теперь к рассмотрению реализации схемы рис. 3 (см. рис. 7, а), используемой в цифровых приборах. Роль ключа  $K_1$  (см. рис. 3) выполняет транзистор  $T_1$  (см. рис. 7, а). Транзисторы  $T_2, T_3, T_4$  работают синхронно и управляют  $T_1$ : при открытых  $T_2$ — $T_4$  (положительный потен-

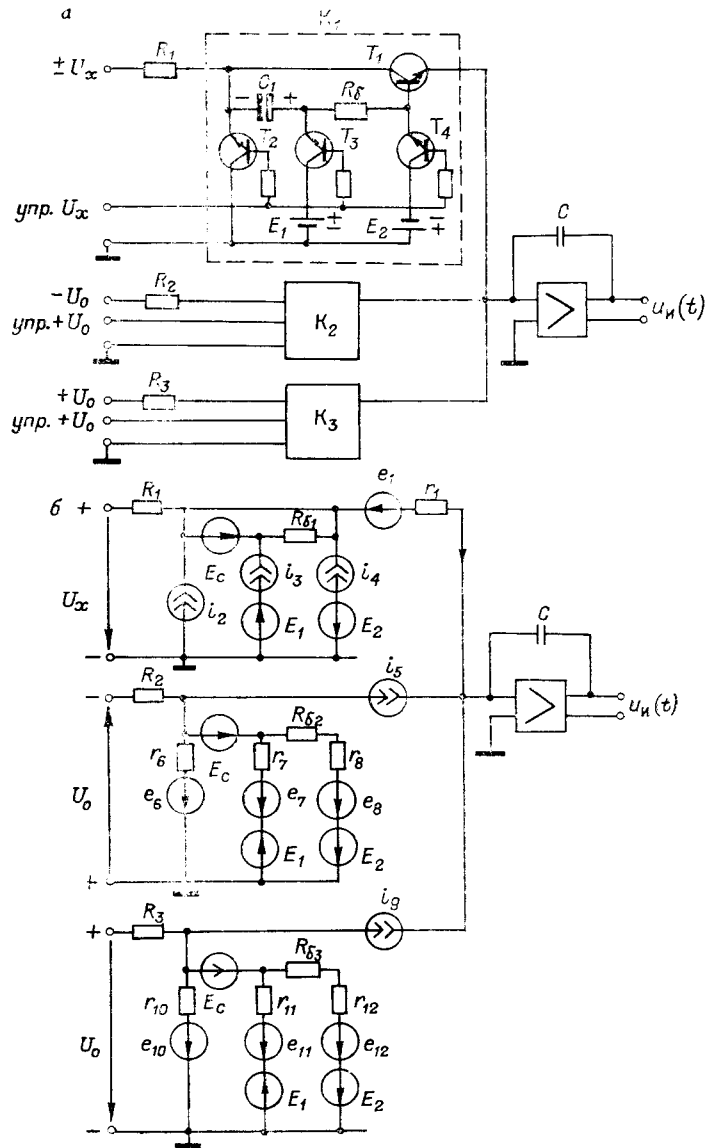


Рис. 7.

циал на шине управления) конденсатор  $C_1$  заряжается до  $E_1$ , а  $T_1$  запирается из-за наличия  $E_2$ . В течение первого такта интегрирования  $T_2$ — $T_4$  закрыты, а  $T_1$  открыт благодаря току разряда конденсатора  $C_1$ . Постоянная времени разряда выбирается такой, чтобы за время первого такта конденсатор не успел заметно разрядиться. Каналы  $-U_0$  и  $+U_0$  полностью аналогичны рассмотренному каналу  $\pm U_x$ . Таким образом, всего схема рис. 7, а содержит 12 транзисторов.

На рис. 7, б показана эквивалентная схема для первого такта интегрирования при  $U_x > 0$ . Пользуясь теми же приемами, что и при анализе схемы рис. 6, получим:

$$\Delta_1 = (i_2 + i_3 + i_4 + i_5 + i_9) R_1 - e_1 - \frac{r_1}{R_1} U_x; \quad (8)$$

$$\Delta_2 = U_x \left[ \frac{(i_1 + i_5 + i_7 + i_8 + i_9) R_1}{U_0} - \frac{e_5}{U_0} + \frac{r_5}{R_2} \right], \quad (9)$$

где  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$  — абсолютные погрешности соответственно в первом и во втором тактах. Можно видеть, что  $\Delta_1$  содержит аддитивную и мультипликативную составляющие, а  $\Delta_2$  — целиком мультипликативную; квадратичной составляющей в схеме рис. 7 не возникает. Полагая, как и раньше, что

$$R_1 = R_2 = R_3 = R \quad (10)$$

и что применение калибровки вольтметра позволяет учитывать изменения  $\Delta e$ ,  $\Delta r$ ,  $\Delta i$  вместо  $e$ ,  $r$ ,  $i$ , находим:

$$\gamma = \frac{1}{U_{x \text{ ном}}} (5\Delta i R - \Delta e); \quad (11)$$

$$\delta = \frac{1}{U_0} (5\Delta i R - \Delta e) + \frac{\Delta \Delta r}{R}, \quad (12)$$

где  $\gamma$  — приведенная аддитивная погрешность;  $\delta$  — относительная мультипликативная погрешность;  $\Delta \Delta r$  — разность величин  $\Delta r$  для двух транзисторов.

Теперь рассмотрим реализацию схемы рис. 4 (схема применена на цифровом вольтметре типа TR-6715 японской фирмы Takeda Riken). Она показана на рис. 8, а.

Роль ключей  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  (см. рис. 4) играют пары диодов  $D_1, D_2$ ;  $D_3, D_4$ ;  $D_5, D_6$  (см. рис. 8, а), которыми управляют три транзистора, условно показанные в виде контактных ключей  $K_{y1}$ ,  $K_{y2}$ ,  $K_{y3}$ . Вместо диодов

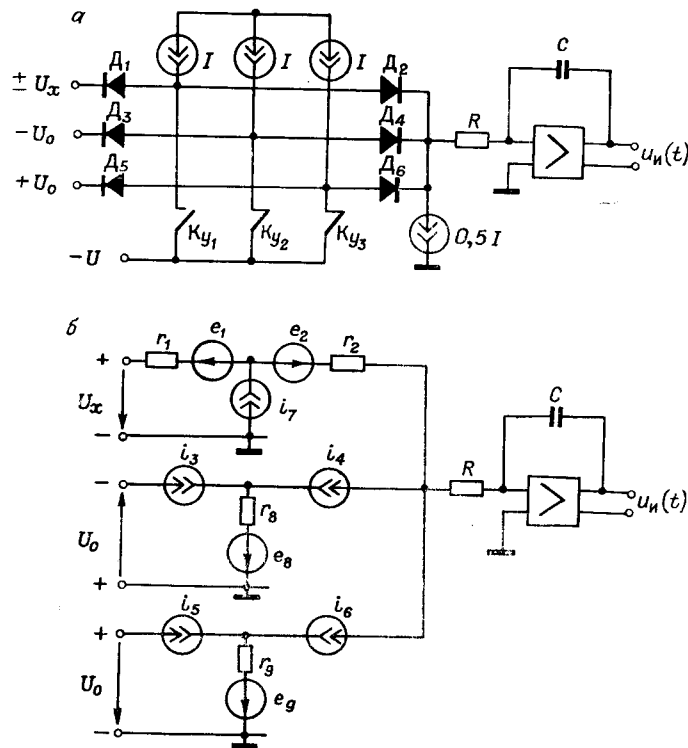


Рис. 8.

На рис. 8, б показана эквивалентная схема для первого такта интегрирования при  $U_x > 0$  (индексы 1—6 при  $e, r, i$  соответствуют диодам Д<sub>1</sub>—Д<sub>6</sub>, а индексы 7—9 — транзисторам, которые на рис. 8, а были условно показаны в виде контактных ключей К<sub>у1</sub> — К<sub>у3</sub>). Абсолютные погрешности в первом ( $\Delta_1$ ) и во втором ( $\Delta_2$ ) тактах интегрирования определяются выражениями:

$$\Delta_1 = e_2 - e_1 + i_7 r_1 - (r_1 + r_2)(i_4 + i_6) - \frac{r_1 + r_2}{R} U_x; \quad (13)$$

$$\Delta_2 = U_x \left[ \frac{e_4 - e_3}{U_0} + \frac{r_3 + r_4}{R} + \frac{i_8 r_3}{U_0} - \frac{(r_3 + r_4)(i_2 + i_6)}{U_0} \right]. \quad (14)$$

Пренебрегая величинами второго порядка малости и полагая, что при наличии калибровки можно учитывать  $\Delta e, \Delta r, \Delta i$  вместо  $e, r, i$ , из (13) и (14) получим следующие выражения для приведенной аддитивной ( $\gamma$ ) и относительной мультипликативной ( $\delta$ ) погрешностей:

$$\gamma = \frac{\Delta \Delta e}{U_{x \text{ ном}}}; \quad (15)$$

$$\delta = \frac{1}{U_0} \left( \Delta \Delta e + \frac{2 \Delta \Delta r}{R} U_0 \right), \quad (16)$$

где  $\Delta \Delta e$  — разность величин  $\Delta e$  для двух диодов в паре;  $\Delta \Delta r$  — разность величин  $\Delta r$  между парами.

Для уменьшения  $\Delta \Delta e$  целесообразна реализация диодных пар (или пар переходов транзисторов) на сдвоенных элементах с единой подложкой.

Сравнение (15), (16) с (5), (6) и (11), (12) показывает, что отличительной особенностью третьего варианта (см. рис. 8, а) является отсутствие влияния  $\Delta i$ .

Заметим, что три рассмотренных варианта коммутации отличаются по величине напряжения, которое должен выдерживать запертый транзистор (диод): для схемы рис. 6, а

$$\max |U_{x \text{ ном}}, U_0| \frac{R'' + R'''}{R};$$

для схемы рис. 7, а напряжение близко к нулю; для схемы рис. 8, а оно составляет  $\max [(U_{x \text{ ном}} + U), (U_0 + U)]$ .

Результаты эксперимента. Схемы рис. 6, а, 7, а, 8, а были реализованы на сдвоенных ключевых кремниевых транзисторах ИП-1А (в схеме рис. 8, а использовались переходы эмиттер — база). Предварительно были испытаны 27 экземпляров этих транзисторов и проведена статистическая обработка результатов. Определены оценки математических ожиданий ( $\bar{m}$ ) и оценки средних квадратических отклонений ( $\bar{\sigma}$ ) для:

- сопротивлений  $r$  при номинальных значениях температуры (20° С) и базового тока (1 мА);
- изменений  $\Delta e, \Delta r$ , происходящих при изменении температуры ( $\Delta t^\circ$ ) и базового тока ( $\Delta i_6$ ) и  $\Delta i$ , происходящих при изменении температуры ( $\Delta t^\circ$ );
- изменений разностных значений  $\Delta \Delta e$  для двух транзисторов

Таблица 1

Параметр	Размерность	$\tilde{m}$	$\tilde{\sigma}$
$r$	ом	25	20
$\Delta e (\Delta t^\circ)$	мВ/°С	0,0052	0,013
$\Delta e (\Delta i_\phi)$	мВ/%	0,025	0,023
$\Delta r (\Delta t^\circ)$	Ом/°С	0,041	0,12
$\Delta r (\Delta i_\phi)$	Ом/%	0,20	0,18
$\Delta i (\Delta t^\circ)$	А/°С	$0,5 \cdot 10^{-10}$	$0,3 \cdot 10^{-10}$
$\Delta \Delta e (\Delta t^\circ)$	мВ/°С	0,0018	0,0013
$\Delta \Delta e (\Delta i_\phi)$	мВ/%	0,0022	0,0029
$\Delta \Delta r (\Delta t^\circ)$	Ом/°С	0,04	0,006
$\Delta \Delta r (\Delta i_\phi)$	Ом/%	0,16	0,16

(находятся в одном корпусе), происходящих при изменении температуры и базового тока;

г) изменений разностных значений  $\Delta \Delta r$  для транзисторов, происходящих при изменении температуры и базового тока (величины  $\Delta \Delta r$  вычислены относительно экземпляров с минимальными значениями  $\Delta r (\Delta t^\circ)$  и  $\Delta r (\Delta i_\phi)$ ).

Полученные результаты сведены в табл. 1.

По этим данным с использованием (5)–(7), (11), (12), (15), (16) были вычислены оценки математических ожиданий и средних квадратических отклонений погрешностей для схем рис. 6, а, 7, а, 8, а при  $U_{x \text{ ном}} = U_0 = 1\text{В}$  и  $R = 100 \text{ кОм}$ .

Результаты сведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметр	Размерность	Схема		
		Рис. 6, а	Рис. 7, а	Рис. 8, а
$m_\gamma (\Delta i_\phi)$	%/%	0,015	0,0025	–0,0002
$\sigma_\gamma (\Delta i_\phi)$	%/%	0,0138	0,0023	0,0003
$m_\delta (\Delta i_\phi)$	%/%	0,015	0,0027	0,0005
$\sigma_\delta (\Delta i_\phi)$	%/%	0,0138	0,0023	0,0003
$m_\gamma (\Delta t^\circ)$	%/°С	0,0026	–0,002	0,0002
$\sigma_\gamma (\Delta t^\circ)$	%/°С	0,0077	0,0013	0,0001
$m_\delta (\Delta t^\circ)$	%/°С	0,0026	–0,002	0,0003
$\sigma_\delta (\Delta t^\circ)$	%/°С	0,0077	0,0013	0,0002
$\tilde{m}[\Delta_n] \text{ max}$	В	$0,4219 \cdot 10^{-6}$	0	0
$\tilde{\sigma}[\Delta_n] \text{ max}$	В	$0,6750 \cdot 10^{-6}$	0	0

## ВЫВОДЫ

Сравнение трех рассмотренных вариантов коммутации, которые для краткости обозначим номерами 1 (см. рис. 2, рис. 6, а), 2 (см. рис. 3, рис. 7, а) и 3 (см. рис. 4, рис. 8, а), позволяет заключить следующее.

В варианте № 1 применяется в два раза меньше активных элементов, по сравнению с вариантами № 2 и 3, но требуется больший коэффициент усиления усилителя постоянного тока для обеспечения линейности выходного напряжения интегратора  $U_n(t)$ .

Абсолютную погрешность, возникающую из-за несовершенства ключей коммутатора, можно представить в виде трех составляющих: аддитивной (не зависит от значения  $U_x$ ), мультипликативной, линейно зависящей от  $U_x$ , и мультипликативной, квадратично зависящей от  $U_x$ .



Последняя присуща только варианту № 1. Аддитивную составляющую удобно выражать в форме приведенной погрешности  $\gamma$ , а мультипликативную — в форме относительной погрешности  $\delta$ . При наличии калибровки вольтметра  $\gamma$  и  $\delta$  определяются не абсолютными значениями параметров  $e, r, i$ , характеризующих несовершенство ключей, а их изменениями  $\Delta e, \Delta r, \Delta i$ .

В варианте № 1  $\gamma$  и  $\delta$  зависят от  $\Delta e$  и  $\Delta i$  и практически не зависят от  $\Delta r$ ; в варианте № 2 — от  $\Delta e, \Delta i$  и разброса  $\Delta r$  по экземплярам; в варианте № 3 — только от разброса  $\Delta e$  и  $\Delta r$  по экземплярам.

Напряжение, приложенное к запертому транзистору, наиболее велико в варианте № 3, а в варианте № 1 близко к нулю.

В случае применения транзисторов типа ИП-1А, аддитивная и мультипликативная погрешности для вариантов № 1 и 2 приблизительно одинаковы, а для варианта № 3 — значительно меньше.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. С. К. А м м а н. Помехоустойчивый цифровой вольтметр, построенный на серийных микросхемах.— Электроника, 1964, т. 37, № 29.
2. Ш м и д. Дешевые цифровые измерительные приборы.— Электроника, 1966, № 24.

*Поступила в редакцию  
28 апреля 1971 г.,  
окончательный вариант —  
12 октября 1971 г.*

---