

В. Н. ВЬЮХИН  
(Новосибирск)

### КОМПАРАТОРНЫЙ ФИКСАТОР УРОВНЯ НАПРЯЖЕНИЯ

В ряде случаев возникает задача запоминания мгновенного значения уровня напряжения на некоторый интервал времени. В частности, такая задача встречается при многоточечном аналого-цифровом преобразовании изменяющихся во времени величин с привязкой результатов измерений во всех точках к единому моменту времени, а также при устранении динамической ошибки при односточечном аналого-цифровом преобразовании.

Как правило, для этих целей используются емкостные накопительные фиксаторы, в состав которых входит ключ, накопительный конденсатор (НК) и буферный каскад. В подобной схеме погрешности буферного каскада целиком входят в погрешность фиксатора, а время заряда НК зависит от сопротивления источника сигнала.

В [1] показано, что применение в фиксаторе уровня компаратора в цепи обратной связи существенно улучшает качественные показатели устройства при достаточно простой принципиальной схеме. Исследования показали, что схема, описанная в [1], при использовании в ней отечественных элементов не позволяет получить высокой точности. Кроме того, в буферном каскаде названной схемы используется полевой транзистор. В [1] нет анализа фиксатора, что затрудняет его расчет.

В настоящей работе описывается вариант схемы компараторного фиксатора, позволяющего получить высокую точность и высокое быстродействие, приводится анализ динамики заряда НК и погрешностей устройства, а также экспериментальные данные по нескольким схемам фиксатора с различными параметрами. Приведенный анализ дает основу для инженерного расчета элементов фиксатора.

Принципиальная схема анализируемого фиксатора приведена на рис. 1. В качестве компаратора используется дифференциальный усилитель (ДУ) на триодах ПП<sub>1</sub> и ПП<sub>2</sub> с динамической эмиттерной нагрузкой на триоде ПП<sub>3</sub>. Триоды ПП<sub>5</sub> и ПП<sub>6</sub> и изолирующие диоды Д<sub>1</sub>—Д<sub>4</sub> образуют цепь заряда накопительного конденсатора С<sub>н</sub>. Применение в зарядной цепи двух диодов типа 2Д503Б в каждом плече значительно снижает вероятность получения больших значений разности обратных токов диодов Д<sub>1</sub>, Д<sub>2</sub> и Д<sub>3</sub>, Д<sub>4</sub>. В качестве буферного каскада используется сложный эмиттерный повторитель на триодах ПП<sub>7</sub>—ПП<sub>12</sub> или катодный повторитель (рис. 2). Импульс выборки, в течение которого происходит заряд НК С<sub>н</sub> до уровня входного сигнала, формируется триггером на триодах разной проводимости ПП<sub>13</sub> и ПП<sub>14</sub>.

При подаче импульса выборки на диодные переключатели тока  $D_5$  и  $D_6$  цепь обратной связи замыкается и ДУ обрабатывает рассогласование сигналов, приложенных к его входам, управляя величиной и направлением тока заряда НК  $C_n$ . При равенстве напряжений на входах ДУ коллекторные токи триодов ПП<sub>5</sub> и ПП<sub>6</sub> уравниваются и заряд

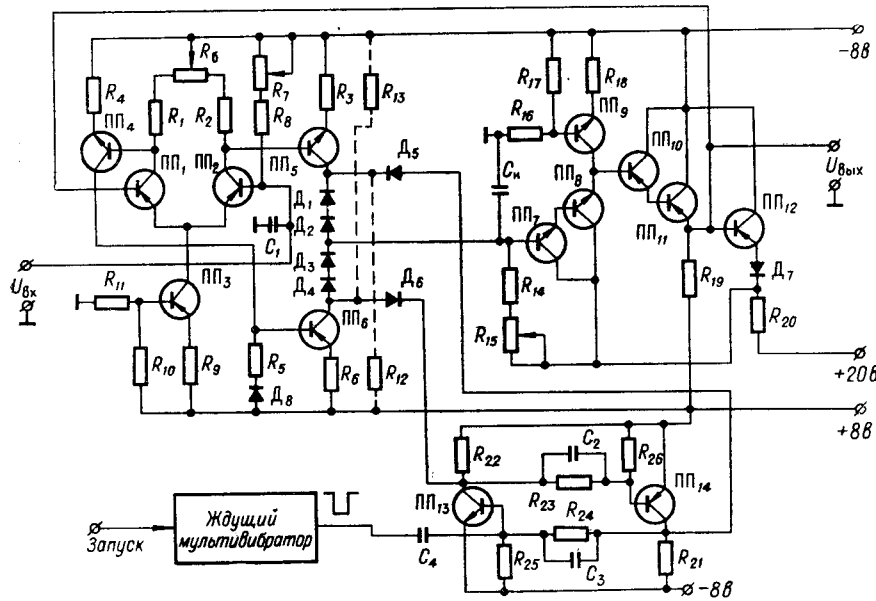


Рис. 1.

прекращается. В момент подачи заднего фронта импульса выборки на выходе фиксатора возникает скачок напряжения, что является следствием неодновременности отпираания диодов  $D_5$  и  $D_6$ , конечного времени восстановления обратного сопротивления и наличия проходной емкости изолирующих диодов  $D_1$ — $D_4$ . Этот скачок напряжения обуславливает погрешность  $\gamma_{ск}$ , составляющую существенную долю общей погрешности устройства. Погрешность  $\gamma_{ск}$  зависит от крутизны заднего фронта импульса выборки и от частотных свойств изолирующих диодов. Заметим, что в схеме, описанной в [1], импульс выборки подается в базовую цепь нормально запертого триода ПП<sub>3</sub> (при этом в схему рис. 1 необходимо ввести резисторы:  $R_{12}$  и  $R_{13}$ ).

Проанализируем работу фиксатора. Процесс заряда НК можно разделить на два этапа.

1. При разности сигналов на входах ДУ  $|U_{вх} - U_{вых}(t)| > U_{отс}$  ДУ работает в режиме отсечки; ток заряда постоянен и равен

$$I_0 = \frac{\alpha I'_k (R_k \parallel R_n) - U_{бэ}}{R_{зар}}, \quad (1)$$

где  $I'_k$  — коллекторный ток триода ПП<sub>3</sub>;  $R_k \parallel R_n$  — коллекторная на-

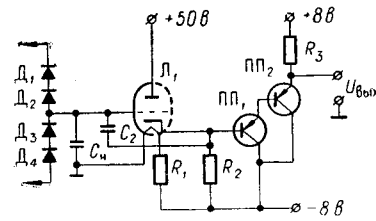


Рис. 2.

грузка ДУ;  $R_k = R_1 + R_6/2$ ;  $R_H = \beta R_{зар}$ ;  $R_{зар} = R_3 = R_4 = R_6$ ;  $U_{бэ}$  — напряжение база — эмиттер триода ПП<sub>5</sub> (ПП<sub>4</sub>).

2. При  $|U_{вх} - U_{вых}(t)| < U_{отс}$  ДУ переходит в линейный режим, для которого могут быть получены выражения:

$$I_{зар} = I_0 e^{-t/\tau_э}; \quad (2)$$

$$|U_{вх} - U_{вых}(t)| = \frac{I_0 R_{зар}}{K_p} e^{-t/\tau_э} = U_{отс} e^{-t/\tau_э}, \quad (3)$$

где  $\tau_э = \frac{R_{зар} C_H}{K_p}$  — эквивалентная постоянная времени при работе ДУ в линейной области;  $K_p$  — разностный коэффициент усиления ДУ;  $U_{отс}$  — напряжение отсечки (половина диапазона линейной работы ДУ).

Аналогично [2] для  $K_p$  можно записать

$$K_p = \frac{2\beta (R_k \parallel R_H)}{R_H + R_{вых} + 2(r'_6 + \beta r'_э)}; \quad (4)$$

где  $R_H$  и  $R_{вых}$  — выходные сопротивления источника сигнала и буферного каскада соответственно. При работе триодов ДУ в режиме коллекторных токов  $I_{кб} = \frac{I'_k}{2}$  до 1—2 ма, значения  $R_H$  до 100 ом и  $\beta > 50$  выражение (4) с достаточной степенью точности может быть представлено

$$K_p = \frac{R_k \parallel R_H}{r'_э} = \frac{(R_k \parallel R_H) I_{кб}}{\varphi_T}. \quad (5)$$

Следует отметить, что выражения (2), (3), (5) получены при аппроксимации зависимости  $I_k = f(U_{вх} - U_{вых})$  кусочно-линейной функцией:

$$I_k = 0 \text{ при } U_{вх} - U_{вых} > U_{отс}; \quad I_k = \frac{I'_k}{2} \left(1 - \frac{U_{вх} - U_{вых}}{U_{отс}}\right) \text{ при } \\ -U_{отс} < U_{вх} - U_{вых} < U_{отс}; \quad I_k = I'_k \text{ при } U_{вых} - U_{вх} > U_{отс}.$$

Из (3) и (5), учитывая, что  $I_0 R_{зар} = 2I_{кб} (R_k \parallel R_H)$  (с точностью до значения  $U_{бэ}$ ), находим  $U_{отс} = 2\varphi_T$ . Это значение отличается от значения  $U_{отс}$ , найденного как сумма изменений напряжений база — эмиттер триодов ПП<sub>1</sub>, ПП<sub>2</sub> при переходе ДУ из режима отсечки в режим баланса и равного  $3 - 4\varphi_T$ , что является следствием нелинейной зависимости  $I_k = f(U_{вх} - U_{вых})$  при  $|U_{вх} - U_{вых}| < U_{отс}$ . Практически можно считать, что  $U_{отс} = 100 \text{ мв}$ . При  $R_H$  и  $R_{вых}$ , не равных нулю, область работы ДУ в линейном режиме возрастает на величину  $\Delta U = I_{бэ} (R_H + R_{вых})$ ;  $I_{бэ} = \frac{I_{кб}}{\beta}$ .

Время заряда НК определяется как сумма времен заряда постоянным током  $I_0$  и током  $I_0 e^{-t/\tau_э}$ :

$$T_{зар} = \frac{C_H |\Delta U_{вх} - U_{отс}|}{I_0} + \tau_э \ln \frac{U_{отс}}{\Delta U_H}, \quad (6)$$

где  $\Delta U_{вх}$  — разность сигналов на входах ДУ в момент подачи импульса выборки;  $\Delta U_H$  — абсолютное значение погрешности недозаряда.

Из (1) и (5), пренебрегая в (1) напряжением  $U_{бэ}$ , можно найти выражение для скорости заряда при работе ДУ в режиме отсечки, связывающее параметры схемы,

$$V = \frac{I_0}{C_H} = \frac{2\varphi_T}{\tau_э} = \frac{U_{отс}}{\tau_э}. \quad (7)$$

Из вышеприведенных формул видно, что наличие линейной области работы ДУ обуславливает появление экспоненциальной составляющей зарядного тока, что затягивает процесс заряда.

При высоких скоростях заряда в замкнутой схеме фиксатора возможно перерегулирование, при котором возникает колебательный процесс, что является следствием наличия в устройстве инерционных элементов. Применение корректирующих конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  (см. рис. 1, 2) позволяет значительно увеличить скорость затухания колебаний и в несколько раз повысить допустимую скорость заряда. Практически при использовании в схеме триодов типа П416Б и П505 и ламповом буферном каскаде (см. рис. 2) для  $\Delta U_{вх} = 4$  в было получено время выборки  $T_b = 2$  мксек, причем время заряда порядка 1 мксек и время затухания колебаний около 1 мксек. Поскольку ДУ является одним из наиболее инерционных звеньев устройства, то при необходимости использования высокой скорости заряда коллекторная нагрузка ДУ должна выбираться по возможности малой.

Определим входное сопротивление фиксатора. Значение тока, нагружающего источник входного сигнала, может быть найдено из следующего выражения:

$$I_{вх} = \frac{U_{вх}}{R_{вх}} + \Delta I_{вх T}; \quad \Delta I_{вх T} = I_{\beta_0} \beta' \Delta t^0 + \Delta I_{\text{ко}}, \quad (8)$$

где  $R_{вх} = r_k \parallel (R_7 + R_8)$ ;  $\beta' = \frac{\Delta \beta}{(\beta_0 + \Delta \beta) \Delta t^0}$  — температурный коэффициент величины  $\beta_0$ , значение которого в диапазоне 0—60° С для разных триодов колеблется в пределах 0,5—1%/град.

Рассмотрим погрешность фиксатора. Основная статическая погрешность фиксатора складывается из следующих составляющих:

$$\delta = (\gamma_{K_n} + \gamma_{R_n} + \gamma_p + \gamma_{ск} + \gamma_a) U_{вх} + \delta_0, \quad (9)$$

где  $\gamma_{K_n}$  — погрешность, с которой ДУ производит вычитание сигналов, поданных на его входы:  $\gamma_{K_n} = 1/K_n = K_c/K_p$ , где  $K_n$  и  $K_c$  — соответственно коэффициент режекции ДУ и коэффициент усиления ДУ при подаче на его входы равных и синфазных сигналов;  $\gamma_{R_n} = \frac{R_n}{R_{вх}}$  — погрешность за счет сопротивления источника сигнала;  $\gamma_p = \frac{T_{xp}}{R_{вх. бк} C_n} =$   
 $= \frac{T_{xp}}{\tau_{разр}}$  — погрешность за счет разряда НК за время хранения.

Погрешность  $\gamma_{ск}$  определяется зависимостью амплитуды скачка от уровня входного сигнала и может быть определена из выражения

$$\gamma_{ск} = V \frac{T_{\phi}}{U_b}, \quad (10)$$

где  $T_{\phi}$  и  $U_b$  — длительность заднего фронта и амплитуда импульса выборки соответственно.

Формула (10) дает приближенное выражение для  $\gamma_{ск}$ , поскольку в ней не учтено влияние паразитных параметров изолирующих диодов на величину  $\gamma_{ск}$ . В выражении (9)  $\gamma_a$  — коэффициент абсорбции НК [3], равный приблизительно 2% для конденсаторов с бумажной изоляцией и меньший 0,02% для конденсаторов с изоляцией из синтетических диэлектриков (полистирол, фторопласт). Следовательно, для построения точных фиксаторов необходимо использовать конденсаторы типа ФТ, ПМ, а также КСО, имеющие малое значение  $\gamma_a$ .

Аддитивная составляющая основной погрешности  $\delta_0$  определяется в основном начальным током разряда НК при  $U_{вх} = 0$ . При использовании лампового буферного каскада  $\delta_0 = \frac{I_p^0 T_{xp}}{C_H}$ ;  $I_p^0 = \Delta I_d + \Delta I'_{вх}$ ,

где  $\Delta I_d$  и  $\Delta I'_{вх}$  — разность обратных токов диодов  $D_1, D_2$  и  $D_3, D_4$  и ток сетки лампы  $L_1$  при  $U_{вх} = 0$  соответственно.

В рассматриваемой схеме влияние погрешностей буферного каскада на погрешность фиксатора ослабляется в  $K_y$  раз и с ними практически можно не считаться ввиду значительной величины коэффициента усиления устройства  $K_y$  при разомкнутой цепи обратной связи. Расчетное и экспериментально определенное значение  $K_y$  составляет  $(20 \div 30) \cdot 10^3$ . Большое значение  $K_y$  указывает на возможность использования подобного устройства в качестве УПТ, работающего в релейном или линейном режиме.

Дополнительная температурная погрешность имеет в основном аддитивный характер и проявляется в виде дрейфа нуля ДУ и появления температурной составляющей тока разряда НК. Анализ расчетной формулы и измерения показали, что значение дрейфа нуля ДУ в этом устройстве составляет приблизительно  $1 \text{ мв}/20^\circ \text{С}$ . Температурная составляющая тока разряда НК определяется температурными приращениями режимного тока  $I_{60}$  и тока  $I_{к0}$  триода ПП7 и разности обратных токов диодов  $D_1, D_2$  и  $D_3, D_4$ :

$$\Delta I_p = I'_{60} \beta' \Delta t^0 + [(I_{к0} + \Delta I_d) (2^{\Delta t^0/7} - 1)]. \quad (11)$$

Пользуясь приведенными выше формулами, можно оценить погрешность фиксатора, выполненного по схеме рис. 1. Расчетные значения отдельных составляющих будут следующими:  $\gamma_p < 0,01\%$  (при  $R_{вх. бк} = 100 \text{ Мом}$  и  $T_{xp} = 1 \text{ мсек}$ ),  $\gamma_{ск} = 0,015\%$  (при  $\frac{T_{\phi}}{U_{в}} = \frac{15 \text{ в}}{40 \text{ нсек}} = 2,6 \text{ нсек/в}$ ),  $\gamma_{R_H} = 0,01\%$  (при  $R_H = 50 \text{ ом}$ ). Экспериментально

определенные значения составляющих погрешности равны  $\gamma_{K_H} = 0,02\%$  и  $\gamma_a = 0,01\%$ . Тогда с учетом температурной составляющей тока разряда НК погрешность устройства в диапазоне температур  $+ (20 \div 40)^\circ \text{С}$  можно нормировать в соответствии с формулой  $\delta = 0,06\%$   $U_{вх} \pm 1,5 \text{ мв}$ .

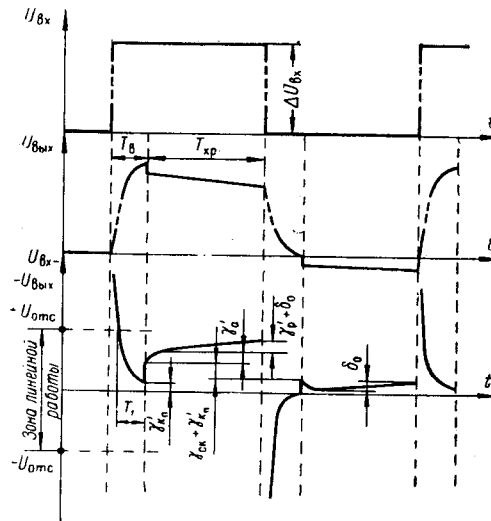


Рис. 3.

На рис. 3 приведена временная диаграмма напряжений в фиксаторе, построенная на основе анализа экспериментальных осциллограмм, снятых осциллографом с дифференциальным входом. На диаграмме разности  $(U_{вх} - U_{вых})$  можно обнаружить абсолютные составляющие погрешности  $\gamma' = \gamma U_{вх}$ . Погрешность  $\gamma_a = \gamma_a \Delta U_{вх}$  выражается в виде начального экспоненциального участка разряда НК после окончания импульса выборки.

При расчете погрешности фиксатора необходимо считаться с динамической ошибкой (ошиб-

кой недозаряда), возникающей в данном фиксаторе за счет изменения фиксируемой величины во времени и наличия экспоненциальной составляющей зарядного тока. Определим динамическую ошибку  $\delta_d$ , полагая, что отсчет выходного сигнала относится к моменту времени, соответствующему заднему фронту импульса выборки. Поскольку, как это видно из (2) и (3), при работе ДУ в линейной области фиксатор можно рассматривать как зарядную RC-цепь, с постоянной времени  $\tau_3$ , то аналогично [4] значение динамической ошибки может быть выражено

$$\delta_d = U_{отс} e^{-T_1/\tau_3} + U'_{вх}(t) \tau_3 (1 - e^{-T_1/\tau_3}), \quad (12)$$

где  $U'_{вх}(t)$  — скорость изменения входного сигнала;  $T_1$  — время работы ДУ в линейной области; при  $T_{хр} \gg T_в$   $T_1 = T_в - \frac{\Delta U_{вх} - U_{отс}}{V}$ ;  $\Delta U_{вх} > U_{отс}$ .

Условием входа компаратора в линейный режим является соблюдение неравенства  $V > U'_{вх}(t)$ , что можно считать признаком нормальной работы фиксатора. Выбрав длительность импульса выборки  $T_в$  достаточно большой, согласно (6), и  $T_в \gg \tau_3$ , из (12) получим минимальное значение динамической ошибки

$$\delta_d > U'_{вх}(t) \tau_3 = U'_{вх}(t) \frac{U_{отс}}{V}. \quad (13)$$

При этом условии  $V > U'_{вх}(t)$  можно выразить как  $\delta_d < U_{отс}$ . Найдем максимальную частоту эквивалентного синусоидального сигнала  $U_m \sin \omega t$ , имеющего амплитуду и максимальную скорость, равные диапазону и максимальной скорости входного сигнала соответственно, для которого значение динамической ошибки не превысит заданного  $\delta'_d$ . Из (13) имеем  $f_{э \max} \leq \frac{\delta'_d}{U_m 2\pi\tau_3}$ . При достигнутой скорости

$V_{\max} = 5$  в/мксек для  $\delta'_d/U_m = 0,1\%$  имеем:  $\tau_3 = 10$  нсек,  $f_{э \max} = 15$  кгц.

Кратко рассмотрим транзисторный и ламповый варианты буферного каскада. Исследования показали, что возможность получения высокого входного сопротивления эмиттерного повторителя, согласно формуле  $R_{вх. бк} = \beta R_n$ , ограничена падением коэффициента усиления  $\beta$  кремниевых триодов в режиме микротоков и значительной величиной обратного тока коллектора триодов типа МП103 и МП106. Для получения достаточно большого значения  $\beta$  необходимо увеличивать режимный ток базы  $I_{б0}$ , однако при этом, согласно (11), растет температурная составляющая входного тока. Схема буферного каскада, приведенная на рис. 1, при подборе триодов ПП7—ПП8 с  $I_{к0} < 10$  на и  $\beta > 20$  имела следующие параметры:  $R_{вх. бк} = (100 \div 150)$  Мом в диапазоне  $(0 \div -2)$  в; температурная составляющая тока разряда НК в диапазоне  $+(20 \div 40)^\circ \text{C}$   $(3 \div 5)$  на/град. Режим работы триода ПП7 следующий:  $I_{б0} = 0,8$  мка;  $\beta = 4$ .

Ламповый буферный каскад (см. рис. 2) при работе лампы в электрометрическом режиме имел следующие параметры: аддитивная составляющая тока разряда НК при  $t = 20^\circ \text{C}$   $(1,5 \div 2)$  на;  $R_{вх} \approx 10^9$  ом.

В заключение оценим полученные результаты и дадим рекомендации для построения подобных устройств. Экспериментальные данные и сравнительный анализ схемы рис. 1 и схемы, описанной в [1], показывают, что схема рис. 1 при скорости заряда до 0,3 в/мксек имеет меньшую погрешность  $\gamma_{ск}$  и позволяет получить более низкую погрешность — лучше 0,1%. При необходимости более высокой скорости заряда следует использовать схему, описанную в [1], которая может обеспе-

читать погрешность 0,1—0,2%. При заданной спектральной характеристике входного сигнала и требуемой точности устройства скорость заряда надо выбирать с учетом различного влияния этого параметра на статическую и динамическую погрешности, согласно (10) и (13). Кроме того, нужно считаться с возможностью возбуждения при высоких скоростях заряда. Длительность импульса выборки необходимо выбирать, исходя из (6), с учетом запаса, требуемого для затухания колебательного процесса, возникающего при высоких скоростях заряда. При выборе типа буферного каскада предпочтение следует отдать ламповому варианту (см. рис. 2), который по сравнению с транзисторным буферным каскадом обеспечивает более низкую погрешность и имеет более высокие ча-

Схема	Величина							
	$C_H$	$I_0, \text{ ма}$	$V, \text{ в/мксек}$	$R_{\text{зар}}$	$R_k, \text{ ком}$	$C_1, \text{ пф}$	$C_2, \text{ пф}$	$\delta, \text{ мв}$
I	0,18 КСО-8	10	0,05	620 ом	3,6	0	0	0,6
II	0,02 мкф ПМ-1	2	0,1	3 ком	3,6	0	0	0,2
III	3600 пф ФТ	20	5	220 ом	1	51	75	1,5

стотные свойства, что позволяет использовать высокие скорости заряда. Для значительного увеличения времени хранения надо использовать в зарядной цепи механические контакты, разрывающие цепь заряда после окончания импульса выборки, а в буферном каскаде — электрометрическую лампу. Для аналогичных условий в работе [5] приведена скорость разряда конденсатора 0,15 мв/мин.

В таблице приведены данные трех макетов фиксатора: I — с транзисторным буферным каскадом; II — прецизионного, с малым зарядным током; III — быстродействующего, построенного по схеме, описанной в [1]. В схемах II и III использовался ламповый буферный каскад. Основная погрешность  $\delta$  приведена для  $\Delta U_{\text{вх}} = 1 \text{ в}$  и  $T_{\text{хр}} = 1,5 \text{ мсек}$ .

Таким образом, теоретическое и экспериментальное исследования компараторного фиксатора показали возможность получения высоких качественных показателей устройства: основная погрешность до 0,02—0,05%, температурный дрейф нуля порядка 1 мв/20°C, входное сопротивление около 500 ком, длительность импульса выборки до 2 мксек при динамическом диапазоне 0—4 в и погрешности 0,1—0,2%.

Автор выражает благодарность канд. техн. наук А. Н. Касперовичу за ряд ценных замечаний при выполнении настоящей работы.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. P. E. Harris and B. E. Simmons. DC Accuracy in a Fast Circuit Via a Comparator.—IEEE Transactions on Electronic Computers, 1964, v. EC—13, № 3.
2. П. И. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., Госэнергоиздат, 1963.
3. В. Т. Ренне. Электрические конденсаторы. М., Госэнергоиздат, 1959.
4. В. А. Алексеев, А. Н. Касперович, Н. В. Литвинов. Динамическая погрешность аналого-цифрового преобразователя с устройством фиксации уровня измеряемого напряжения.—Автоматрия, 1965, № 5.
5. М. А. Земельман. Точный преобразователь на грубых элементах.—Измерительная техника, 1964, № 9.

Поступила в редакцию  
25 января 1968 г.