

Т. И. ТОМСОН

(Таллин)

КВАЗИЛИНЕЙНЫЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫМ РАЗВЕРТЫВАЮЩИМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Возможность получения близкого к линейному цифрового результата преобразования при использовании нелинейных развертывающих сигналов была показана в [1]. Ниже проанализируем схему преобразователя [2] с экспоненциальным напряжением, которая может вызвать интерес разработчиков измерительной аппаратуры из-за относительной простоты реализации, а также из-за отсутствия прецизионных деталей (таких, например, как кварцевый резонатор) при точности преобразования, удовлетворяющей многим прикладным задачам.

По [1], результат преобразования линейно зависит от величины входного сигнала в момент компенсации независимо от формы развертывающего сигнала, если частота импульсов, заполняющих время преобразования, пропорциональна производной от развертывающего сигнала, т. е. для осуществления линейного цифрового преобразования при помощи нелинейного развертывающего сигнала необходимо «привязать» частоту генератора импульсов и производной от развертывающего сигнала. Эту «привязку» можно осуществить двумя способами. Во-первых,

можно продифференцировать развертывающий сигнал и использовать полученный сигнал для управления частотой генератора импульсов. Во-вторых, можно проинтегрировать некоторый сигнал, управляющий частотой генератора импульсов и использовать полученный сигнал в качестве развертывающего. Именно второй способ осуществления взаимосвязи между частотой генератора импульсов и развертывающего

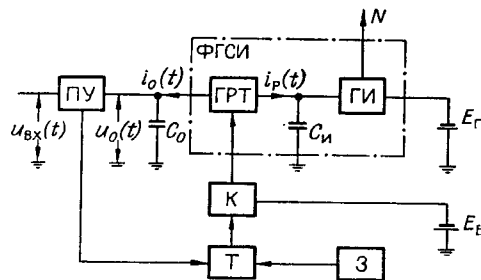


Рис. 1.

сигнала принят в нижеописанном преобразователе.

Преобразователь (рис. 1) содержит задатчик (З), триггер (Т), функциональный генератор счетных импульсов (ФГСИ), управляемый через ключ (К), формирующий конденсатор (C_0), на котором формируется развертывающее напряжение $u_0(t)$, и пороговое устройство (ПУ). ПУ вырабатывает импульс для возвращения триггера в исход-

ное положение в момент $t=T$, когда развертывающее напряжение возрастает до уровня входного напряжения $u_0(T) = u_{вх}(T)$. ФГСИ состоит из генератора разрядного тока (ГРТ), связывающего формирующий конденсатор C_0 и измерительный конденсатор C_n таким образом, что зарядный ток C_0 оказывается разрядным для C_n и собственно генератора импульсов ГИ, выполненного в виде релаксационного генератора. ГИ контролирует напряжение на C_n и при уменьшении его до уровня срабатывания вырабатывает счетный импульс. При этом с источника питания E_n снимается измерительный заряд Q_n и сообщается C_n , вследствие чего на клеммах C_n появляется запирающий ГИ перепад напряжения Δu_n .

Полная принципиальная электрическая схема преобразователя показана на рис. 2. В исходном ждущем режиме триггер ТД находится в высоковольтном положении, ключ ПП₂ замкнут, чему соответствует $u_0(0) \approx 0$. Также равно нулю базовое напряжение ГРТ, выполненного

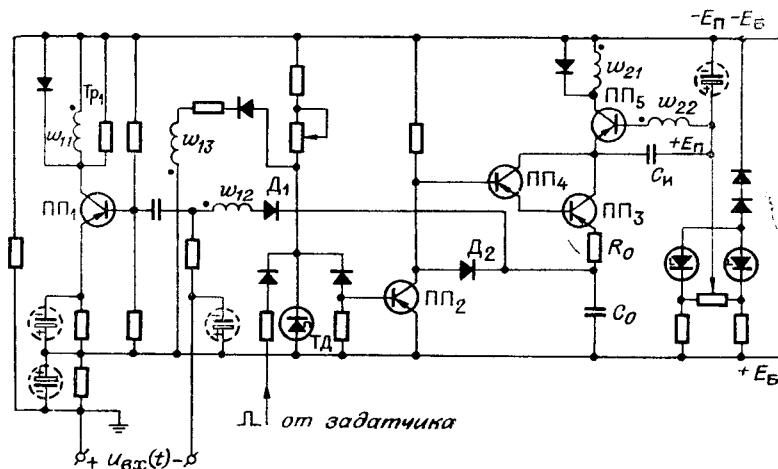


Рис. 2.

на составном транзисторе (СТ) по схеме с общей базой ПП₃—ПП₄. Поскольку ГРТ обесточен, C_n не разряжается и соответственно отсутствуют выходные импульсы ФГСИ. Собственно генератор импульсов выполнен на ПП₅ по схеме блокинг-генератора с эмиттерным конденсатором, имеющий из простых схем наибольшую стабильность периода. Положительный импульс задатчика (не указан на рис. 2) переключает ТД в низковольтное состояние, ключ размыкается и управляющее напряжение на коллекторе ПП₂, имеющее вид $u_0(t) = E_0 1(t)$, производит ток $i_0(t)$ через R_0 и эмиттерный переход СТ заряд C_0 . Коллекторный ток СТ $i_p(t) = \alpha_i i_0(t)$ производит разряд и обуславливает релаксационные колебания ГИ. Здесь α_i — коэффициент передачи эмиттерного тока СТ, который [3] бесконечно мало отличается от единицы при коэффициенте передачи отдельного транзистора, стремящемся к единице. ПУ выполнено на ПП₁ по известной диодно-регенеративной схеме и вырабатывает отрицательный импульс при $u_0(T) = u_{вх}(T)$. Через диод связи D_2 происходит быстрый разряд C_0 , после чего преобразователь подготовлен к новому измерению. За время преобразования T ГИ отдает N счетных импульсов, являющихся цифровым результатом преобразования.

Анализ функции преобразования (ФП) $N = f(u_{вх})$ позволяет установить методическую погрешность, а также инструментальную по-

грешность преобразователя. При анализе принимаем, что время преобразования T кратно целому числу периодов ФГСИ, а также считаем ПУ линейным во всем интервале входных напряжений. На первом этапе анализа считаем входящие в схему элементы идеальными, что позволяет получить ФП в наглядном виде, подходящем для качественных выводов. При идеализации, активных элементов заключающей

Здесь t_n — длительность импульса ГИ, а t_j — моменты релаксации. При составлении (1) принято, что за время процесса релаксации ГИ представляет замкнутый ключ, присоединяющий C_n к источнику питания. Если принять, что $i_p(t_j) = \text{const}$ за время длительности очередного импульса t_n , то можем в (1) заменить

$$\sum_{j=1}^N t_n t_p(t_j) = \int_0^T t_n f_n(t) i_p(t) dt, \quad (2)$$

где частота ФГСИ выражается через паузу между импульсами T_n :

$$f_n(t) = \frac{1}{T_n(t) + t_n}. \quad (3)$$

Для паузы нетрудно найти

$$T_n(t) = T_{nm} \exp \frac{T}{\tau_0}, \quad (4)$$

где T_{nm} — минимальное значение паузы, соответствующее начальному току заряда $i_p(0)$. Выразив (2) через (4) и (3) и подставляя в (1), получаем

$$N = \frac{1}{Q_n} \int_0^T i_0(0) \exp\left(-\frac{T}{\tau_0}\right) dt - \frac{1}{Q_n} \frac{t_n}{T_{nm}} \int_0^T \frac{\exp\left(-\frac{T}{\tau_0}\right)}{\exp\frac{T}{\tau_0} + \frac{t_n}{T_{nm}}} dt, \quad (5)$$

где верхний предел интегрирования выражается

$$T = -\tau_0 \ln \left(1 - \frac{u_{вх}(T)}{E_0}\right). \quad (6)$$

Это может быть найдено по условию

$$u_{вх}(T) = u_0(T) = \frac{i_0(0) \tau_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau_0}\right)\right]}{C_0}. \quad (7)$$

Здесь $\tau_0 = R_0 C_0$, а при идеализованных элементах

$$i_0(0) = \frac{E_0}{R_0}. \quad (8)$$

Для нахождения ФП требуется разложение второго члена (5) в ряд Маклорена с последующим почленным интегрированием, поскольку он

не интегрируется непосредственно. Обозначим $x = \frac{t_n}{T_{\text{пм}}}$ и $Q_n = C_n \Delta U_n$. После этого ФП может быть найдена в виде

$$N = \alpha_i \frac{C_0}{C_n} \frac{1}{\Delta U_n} u_{\text{вх}}(T) + \alpha_i \frac{\tau_0}{T_{\text{пм}}} \frac{x}{1-x} \ln \left(1 - \frac{u_{\text{вх}}(T)}{E_6} \right) + \\ + \frac{\alpha_i}{2!} \frac{\tau_0}{T_{\text{пм}}} \frac{2x + x^2}{1 + 2x + x^2} \left[\ln \left(1 - \frac{u_{\text{вх}}(T)}{E_6} \right) \right]^2 + \\ + \frac{\alpha_i}{3!} \frac{\tau_0}{T_{\text{пм}}} \frac{4x + 7x^2}{1 + 4x + 4x^2} \left[\ln \left(1 - \frac{u_{\text{вх}}(T)}{E_6} \right) \right]^3 + \dots \quad (9)$$

Полученное для идеализованных элементов схемы аналитическое выражение ФП позволяет сделать некоторые выводы.

1. При бесконечно малой длительности счетного импульса $t_n \rightarrow 0$ ФП стремится к линейной функции

$$N = \alpha_i \frac{C_0}{C_n} \frac{1}{\Delta U_n} u_{\text{вх}}(T). \quad (10)$$

2. При $t_n \rightarrow 0$ результат преобразования не зависит от источника питания ключа E_6 , а зависит только от источника E_n , в конечном счете определяющего нестабильность ΔU_n .

3. Результат преобразования зависит от соотношения входящих в схему емкостей, что нетрудно стабилизировать при применении однотипных конденсаторов. Выбор соотношения емкостей позволяет осуществлять грубый выбор кванта по уровню. Точное установление кванта по уровню необходимо осуществлять посредством регулирования ΔU_n , например по способу, представленному на рис. 2.

4. Результат преобразования не зависит от значений, входящих в схему резисторов, что увеличивает стабильность ФП.

При конечной длительности импульса $t_n \neq 0$ ФП данного преобразователя является нелинейной, что может быть отнесено к методической погрешности преобразователя. Если мы подразумеваем под нелинейностью ФП (Δ_ε) разницу между идеализованной строго линейной ФП и ФП исследуемого преобразователя, то, очевидно, нас интересует ее максимальная величина. В случае, если ФП исследуемого преобразователя совмещена с ФП идеализованного преобразователя в начале и в конце «шкалы», соответствующей номинальному напряжению $U_{\text{вх.ном}}$, то оценка сверху для максимального значения $\Delta_{\varepsilon_{\text{max}}}$ может быть найдена по (9)

$$\Delta_{\varepsilon_{\text{max}}} = \alpha_i \frac{\tau_0}{T_{\text{пм}}} \frac{x}{1-x} \ln \frac{\alpha_i \frac{\tau_0}{T_{\text{пм}}} \frac{x}{1-x}}{\alpha_i \frac{C_0}{C_n} \frac{E_6}{\Delta U_n} - \frac{E_6}{u_{\text{вх.ном}}} N_{\text{ном}}}. \quad (11)$$

Здесь $N_{\text{ном}}$ — номинальное число выходных импульсов, соответствующее $u_{\text{вх.ном}}$. Конечно, если $\Delta_{\varepsilon_{\text{max}}}$ окажется меньше выбранного кванта по уровню, нелинейность ФП не обнаруживается.

Исследование инструментальной погрешности преобразователя требует учета реальных элементов схемы. Под реальностью элементов здесь подразумевается учет дифференциальных внутренних сопротивлений активных элементов схемы, влияния нелинейной вольт-амперной характеристики открытых $p-n$ переходов (ниже принята их кусочно-линейная аппроксимация) и тепловых токов запертых $p-n$ переходов.

При этих условиях действующий ток заряда $i_0^*(t)$ может быть найден по схеме замещения эмиттерной цепи ГРТ (рис. 3)

$$i_0^*(t) = i_0^*(0) \exp\left(-\frac{t}{\tau_0^*}\right), \quad (12)$$

где

$$i_0^*(0) = \frac{E_6 - U_n - E_{03} - E_{04}}{R_0 + r_{\varepsilon 3} + r'_{\varepsilon 4} + r'_{\varepsilon 3} + r'_{\varepsilon 4}} = \frac{E_6^*}{R_0 + r_{\varepsilon 3} + r'_{\varepsilon 4} + r'_{\varepsilon 3} + r'_{\varepsilon 4}},$$

а

$$\tau_0^* = C_0 (R_0 + r_{\varepsilon 3} + r'_{\varepsilon 3} + r'_{\varepsilon 4} + r'_{\varepsilon 4}) \approx \tau_0.$$

Здесь E_6^* — действующее значение управляющего напряжения; U_n — начальное напряжение на формирующем конденсаторе, равное перепаду напряжения на открытом ключе и открытом диоде связи D_2 ; $r_{\varepsilon 3}$ — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода ПП₃; $r'_{\varepsilon 4} = r_{\varepsilon 4} (1 - \alpha_3)$ — приведенное дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода ПП₄. Поскольку $I_{\varepsilon 4} \ll I_{\varepsilon 3}$, то $r_{\varepsilon 4} > r_{\varepsilon 3}$; $r'_{\varepsilon 3} = r_{\varepsilon 3} (1 - \alpha_3)$ — приведенное значение объемного сопротивления базы ПП₃; $r'_{\varepsilon 4} = r_{\varepsilon 4} (1 - \alpha_3) (1 - \alpha_4)$ — приведенное значение объемного сопротивления базы ПП₄; E_{0i} — пороговое напряжение аппроксимированной вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода i -го транзистора.

На рис. 4 изображена схема замещения коллекторной цепи ГРТ, необходимая для расчета действующей частоты $f_n^*(t)$ ГИ. На ней обозначены: $I_{к0СТ}$ — тепловой ток СТ; $I_{\varepsilon 0}$ — тепловой ток эмиттерного перехода ПП₅ в режиме отсечки; R_i — внутреннее сопротивление СТ; ΔU_n — начальный перепад напряжения измерительного конденсатора.

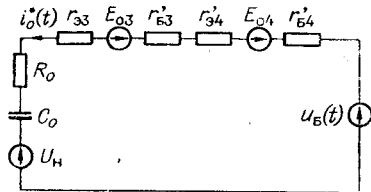


Рис. 3.

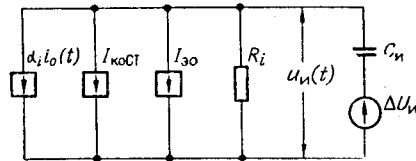


Рис. 4.

Под тепловым током СТ следует подразумевать при умеренных токах эмиттера ПП₃ величину $I_{к0СТ} = I_{к03} + I_{к04}$. При малых токах эмиттера $I_{\varepsilon 3} < \frac{I_{к03}}{1 - \alpha_3}$ ПП₄ выходит в режим отсечки и в этом случае следует считать $I_{к0СТ} = I_{к04}$, ибо сквозной ток $I_{к03}^*$ по принципу квазилинейного преобразования [1] не приводит к погрешностям преобразования.

В [3] дается для СТ по схеме (ОК — ОК)_{ОБ}

$$h_{22}^{(2)} = h_{(2)22} + (1 - h_{(2)21}) h_{(1)22},$$

откуда при однотипных транзисторах, входящих в ГРТ, может быть найдено

$$R_i \approx \frac{1}{h_{22}^{(2)}} \approx \frac{r_k}{2-a}. \quad (13)$$

Здесь r_k — дифференциальное сопротивление коллекторного перехода. Видно, что применение составного транзистора незначительно уменьшает выходное сопротивление ГРТ.

По (2), аналогично предыдущему случаю, используя схему замещения рис. 4, а также действующее значение тока разряда, может быть составлено исходное интегральное уравнение

$$N = \frac{\alpha_i}{Q_n} \int_0^T (i_0^*(t) - 2 I_{Д0}) dt + \frac{\alpha_i}{Q_n} \int_0^T [I_{кост} + I_{э0}] dt + \frac{\alpha_i}{Q_n} \int_0^T \frac{u_n(t)}{R_i} dt - \frac{\alpha_i}{Q_n} \int_0^T t_n f_n^*(t) i_0^*(t) dt, \quad (14)$$

откуда с учетом $u_n(t) = E_{66} + \Delta U_n(t)$ может быть рассчитана искомая ФП. Здесь $I_{Д0}$ — тепловой ток запертых диодов (диоды D_1 и D_2 на рис. 2), а E_{66} — постоянное напряжение, приложенное между базой ГРТ и ГИ. Укороченное выражение для ФП имеет вид

$$N = \alpha_i \frac{C_0}{C_n} \frac{1}{\Delta U_n} u_{вх}(T) + \left[1 - \frac{1-x}{\alpha_i x} \times \left(\frac{I_{кост} + I_{э0} - 2 \alpha_i I_{Д0}}{\Delta U_n C_n} + \frac{E_{66} - \frac{\Delta U_n}{2}}{R_i C_n \Delta U_n} \right) \right] \alpha_i \frac{\tau_0}{T_{пм}} \frac{x}{1-x} \ln \left(1 - \frac{u_{вх}(T)}{E_6^*} \right). \quad (15)$$

Если $|E_{66}| \gg |\Delta U_n|$, что необходимо соблюдать для работы ГРТ в линейном режиме, то нелинейный член (15) меньше превалирующего нелинейного члена (9). Это показывает, что «реальная» ФП должна быть менее нелинейной, чем «идеализированная». Это подтверждается экспериментом (рис. 5). Видно также, что:

1) при выборе $I_{кост} + I_{э0} = 2 I_{Д0}$ возможна взаимная компенсация тепловых токов запертых $p-n$ переходов схемы;

2) конечное значение внутреннего сопротивления ГРТ приводит к появлению зависимости результата преобразования от E_{66} , определяемого источником питания ключа E_6 ;

3) за счет нелинейных членов ФП зависит от вольт-амперных характеристик эмиттерного перехода ПП₃ и ПП₄; для уменьшения этой зависимости целесообразно соответственно повысить E_6 и R_0 .

Инструментальная погрешность преобразователя Δ_n может быть разбита на две составляющие.

1. Δ_0 — погрешность от неустойчивости нуля ФП, вызываемая неустойчивостью ПУ. В этом смысле рассматриваемый преобразователь

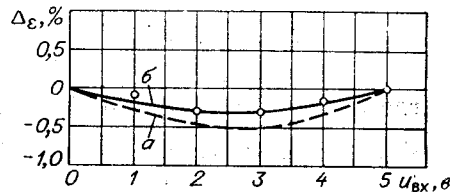


Рис. 5.

не отличается от известных времяимпульсных преобразователей с диодно-регенеративным компаратором и поэтому Δ_0 здесь не исследуется.

2. Δ_α — погрешность от изменения крутизны ФП (т. е. погрешность коэффициента преобразования).

Для некоррелированных возмущений (например, временная нестабильность элементов схемы)

$$\Delta_\alpha = \frac{1}{N_{\text{ном}}} \sqrt{\sum_A \left(\frac{\partial N}{\partial A} dA \right)^2}, \quad (16)$$

где A — обобщенный параметр, входящий в (15). Для сильно коррелированных возмущений, например при изменении температуры окружающей среды,

$$\Delta_\alpha = \frac{1}{N_{\text{ном}}} \sum_A \frac{\partial N}{\partial A} dA. \quad (17)$$

Влияние отдельных возмущающих факторов может быть рассчитано по формулам, приведенным в таблице. При использовании указанных формул следует учесть, что для расчета зависимости от коэффициента передачи тока ГРТ $d\alpha_i = -(\Delta\alpha)^2$ [4], где $\Delta\alpha$ — изменение коэффициента передачи единичного транзистора. Изменение порогового напряжения вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода учтено только для ПП₅, ибо ее учет для ПП₃ и ПП₄ дает погрешность второго порядка малости.

Из рассмотренных в таблице возмущающих факторов превалирующими являются отношение емкостей $\frac{C_n}{C_n}$ и напряжение питания E_n , которые следует стабилизировать.

Остановимся кратко на реализации ГИ на релаксационном автогенераторе, ибо это поясняет сильную зависимость от напряжения питания E_n , а также показывает на некоторые соотношения, которые целесообразно иметь в виду.

Расчет ΔU_n по методике [5], учитывая дополнительно вольт-амперную характеристику эмиттерного перехода ПП₅, приводит к тому, что напряжение на измерительном конденсаторе за время формирования вершины счетного импульса

$$\Delta U_n = u_n(t_n) = \frac{E_n - q E_{05}}{1 + q} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_n}{\tau} (1 + q)^2\right) \right], \quad (18)$$

где $q = \frac{w_{21}}{w_{22}}$ — коэффициент трансформации; $\tau = C_n (q^2 (r_{\text{э5}} + r_{\text{б5}} + r_z) + R_1)$; R_1 — токоограничивающее сопротивление в коллекторной цепи ПП₅, включая омическое сопротивление первичной обмотки трансформатора и внутреннее сопротивление источника питания; r_z — внутреннее сопротивление источника питания, фиксирующего потенциал базы ПП₅.

По (18) видно, что ΔU_n зависит от длительности импульса ГИ, а последняя [6] — от температуры окружающей среды. Поэтому является целесообразным уменьшение r_z и R_1 , поскольку при выполнении условия $(1 + q)^2 t_n \gg \tau$ ΔU_n не зависит от длительности импульса и может быть рассчитано так:

$$\Delta U_n = \frac{E_n - q E_{05}}{1 + q}. \quad (19)$$

Следует добавить, что под E_n в формулах (18) и (19) подразумевается

Возмущающий фактор Δ		Символ	Коэффициент возмущения $\frac{\partial N}{\partial \Delta}$
Наименование			
Коэффициент передачи тока		α_i	$\frac{\partial N}{\partial \alpha_i} = \frac{C_0}{C_H} \frac{U_{BX}(T)}{\Delta U_H}$
Соотношение формирующего и измерительного конденсатора		C_0/C_H	$\frac{\partial N}{\partial C_0/C_H} = \alpha_i \frac{U_{BX}(T)}{\Delta U_H} - \frac{R_0(U_{KOCr} - I_{\theta 0}) - 2 \alpha_i I_{D0}}{\Delta U_H} \ln \left(1 - \frac{U_{BX}(T)}{E_6^*} \right) -$ $- \frac{R_0 \left(\frac{E_{66}}{\Delta U_H} - \frac{1}{2} \right) \ln \left(1 - \frac{U_{BX}(T)}{E_{66}} \right)}$
Напряжение питания ГИ (при условии $E_H \gg E_{06}$)		E_H	$\frac{\partial N}{\partial E_H} = -\alpha_i \frac{C_0(1+q)}{C_H E_H^2} U_{BX}(T) + \frac{E_{66}(1-q)}{R_I C_H E_H} \tau_0 \ln \left(1 - \frac{U_{BX}(T)}{E_6^*} \right) + \dots$
Напряжение питания ГРТ		E_{66}	$\frac{\partial N}{\partial E_{66}} = -\frac{\tau_0}{R_I C_H \Delta U_H} \ln \left(1 - \frac{U_{BX}(T)}{E_6^*} \right)$
Управляющее напряжение (напряжение питания ключа)		E_6	$\frac{\partial N}{\partial E_6} = \frac{\alpha_i \tau_0 x}{T_{ПМ}(x+1)} - \frac{(U_{KOCr} + I_{\theta 0}) - \alpha_i 2 I_{D0} \tau_0}{\Delta U_H C_H} - \frac{\tau_0}{R_I C_H} \left(\frac{E_{66}}{\Delta U_H} - \frac{1}{2} \right) \dots$
Пороговое напряжение вольтамперной характеристики эмиттерного перехода ГИ		E_0	$\frac{\partial N}{\partial E_0} \approx \alpha_i q (1+q)^2 \frac{C_0}{C_H} \frac{U_{BX}(T)}{(E_H - q E_0)^2}$

напряжение, приложенное между коллекторной и базовой цепями ПП₅.

Численный расчет по возмущающим факторам при их сильной корреляции и стабилизации E_n и $\frac{C_0}{C_n}$ показал, что Δ_a имеет порядок 10^{-4} — 10^{-3} , что во многих случаях удовлетворяет практическим задачам.

На рис. 5 представляется расчетная (а) [по (9)] и экспериментальная (б) ФП квазилинейного преобразователя с экспоненциальным развертывающим напряжением. Для наглядности как расчет, так и эксперимент были проведены при умеренной скважности ГИ ($\kappa=0,05$) и данная нелинейность ФП является далеко не минимально возможной. Нелинейность ФП принципиально не имеет предела снизу при неограниченном сверху времени преобразования. Однако предельная нелинейность существует при малых временах преобразования, когда из-за конечного времени рассасывания в базе основных носителей становится невозможным уменьшение t_n .

Настоящий преобразователь предназначен для преобразования напряжения порядка единиц вольт. Уровень входного сигнала ограничен сверху допустимым напряжением между коллектором и эмиттером ГРТ, а снизу разрешающей способностью ПУ, порядка 10^{-3} ... 10^{-2} в для настоящей конструкции. Время преобразования исследованных экспериментально макетов составляло 10^{-2} — 10^{-1} сек. Однако следует учесть, что время преобразования имеет предел снизу при заданной нелинейности преобразования. Существуют меры уменьшения нелинейности преобразования при малых значениях времени преобразования, рассмотрение которых выходит за рамки настоящей статьи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Квазилинейный развертывающий преобразователь с экспоненциальным развертывающим напряжением может быть реализован лишь на полупроводниковых и RC-элементах и не содержит при точности преобразования порядка 0,1% прецизионных деталей. Для уменьшения инструментальной погрешности преобразователя необходимо стабилизировать напряжение питания входящего в преобразователь генератора счетных импульсов, а также применять в нем однотипные конденсаторы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Т. И. Томсон. Квазилинейный развертывающий аналого-цифровой преобразователь.— *Автометрия*, 1969, № 4.
2. Т. И. Томсон. Преобразователь напряжения постоянного тока в число импульсов. Авторское свидетельство № 222033.— *ИПОТЗ*, 1968, № 21.
3. М. Д. Штерк. Составные транзисторы.— *Радиотехника*, 1966, № 9.
4. Ю. Л. Куркин, А. А. Соколов. Расчет схемы составного транзистора.— *Электричество*, 1959, № 8.
5. В. И. Яковлев. Импульсные генераторы на транзисторах. Киев, Гостехиздат УССР, 1963.
6. И. П. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., Гостехиздат, 1963.

Поступила в редакцию
10 февраля 1969 г.,
окончательный вариант —
26 июня 1969 г.