

Е. Д. БАРАН, В. В. КУРОЧКИН, Г. Г. МАТУШКИН

(Новосибирск)

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ СЛЕДОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ НА УПРАВЛЯЕМЫХ ЭЛЕМЕНТАХ ЗАДЕРЖКИ

При построении высокоточных цифровых вольтметров интегрирующего типа [1] или вольтметров с использованием так называемого итерационного алгоритма автоматической коррекции результатов измерений [2] требования к погрешности первичного преобразователя входной величины, а именно к погрешности преобразователя напряжения в частоту следования импульсов (ПНЧ), существенно ослабляются. Однако чувствительность ПНЧ должна быть высокой, чтобы измерительный прибор обладал достаточным быстродействием. В настоящей работе производится исследование ПНЧ на управляемых элементах задержки (УЭЗ), высокая чувствительность которых дает возможность строить на их основе высокоточные цифровые вольтметры с применением указанных выше алгоритмов обработки результатов измерений.

Принципиальная схема УЭЗ представлена на рис. 1. Если в исходном состоянии на переключающий вход УЭЗ подается низкий уровень напряжения, то диод D_1 оказывается открытым, и через него протекает ток от источника $E_{см}$, ограничиваемый резистором R_1 . Транзистор УЭЗ в этот момент времени закрыт отрицательным напряжением от источника входного сигнала $U_{вх}$. Когда на переключающий вход УЭЗ подается скачком высокий уровень напряжения, диод D_1 закрывается, а ток от источника $E_{см}$, пройдя через диоды D_2 и D_3 , открывает с некоторой задержкой транзистор УЭЗ, причем базовый ток транзистора будет зависеть от напряжения $U_{вх}$.

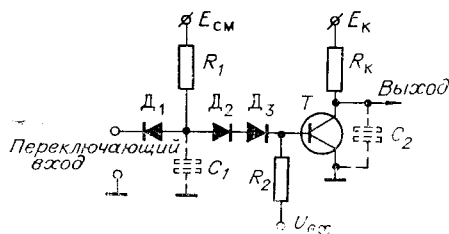


Рис. 1.

Выключение УЭЗ также с некоторой задержкой происходит при подаче на его переключающий вход низкого уровня напряжения, когда диоды D_2 и D_3 закрываются. Закрывается также транзистор УЭЗ под действием тока, определяемого величиной напряжения $U_{вх}$.

Длительность переходного процесса при включении УЭЗ определяется временем переключения токового переключателя на диодах D_1 , D_2 и D_3 ($t_{кл}$), временем задержки включения транзистора УЭЗ (t_3) и

длительностью фронта включения транзистора (t_{Φ}^+):

$$t_{\text{вкл}} = t_{\text{кл}} + t_3 + t_{\Phi}^+ \quad (1)$$

Если пренебречь падением напряжения на коллекторе насыщенного транзистора и приравнять падение напряжений на открытых диодах D_1, D_2, D_3 ($U_{D_1}, U_{D_2}, U_{D_3}$) и переходе база — эмиттер насыщенного транзистора УЭЗ (U_{03}), обозначив их через U_0 , то время $t_{\text{кл}}$ с учетом емкостей диодов и резисторов R_1 и R_2 схемы ($C_1 = C_{\Sigma}$) определяется из следующего выражения [3]:

$$t_{\text{кл}} \approx R_2 C_1 \ln \frac{E_{\text{см}} - U_0}{E_{\text{см}} - (n+1)U_0}, \quad (2)$$

где n — количество помехозащитных диодов (D_2 и D_3).

Время заряда (t_3) емкостей коллектора ($C_{\text{к}}$) и эмиттера (C_3) транзистора УЭЗ (эти емкости при малом сопротивлении резистора $R_{\text{к}}$ можно считать соединенными параллельно), которое зависит от времени задержки включения транзистора, определяется как [4]:

$$t_3 = \tau_c \ln \left\{ 1 + \frac{U_{\text{вх}} - U_0}{\left[\frac{E_{\text{см}} - (n+1)U_0}{R_1} + \frac{U_{\text{вх}} - U_0}{R_2} \right] \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \right\}, \quad (3)$$

где

$$\tau_c = (C_{\text{к}} + C_3) \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Для получения конечных результатов в аналитическом виде, удобном для практического использования, целесообразно в выражении (3), как и в последующих уравнениях, ограничиться первым членом разложения логарифма в ряд. Обозначая при этом

$$E_{\text{см}} - (n+1)U_0 = E_y, \quad U_{\text{вх}} - U_0 = U'_{\text{вх}},$$

получаем выражение для времени t_3 в следующем виде:

$$t_3 \approx \tau_c \frac{U'_{\text{вх}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)}{E_y + U'_{\text{вх}} \frac{R_1}{R_2}}. \quad (4)$$

Из этого уравнения следует, что если выбрать соотношение резисторов $R_1 \ll R_2$, то время t_3 оказывается пропорциональным напряжению $U'_{\text{вх}}$:

$$t_3 \approx \tau_c \frac{U'_{\text{вх}}}{E_y}, \quad (4a)$$

а в случае $R_1 \gg R_2$ время t_3 практически не зависит от напряжения $U'_{\text{вх}}$:

$$t_3 \approx \tau_c. \quad (4б)$$

Длительность фронта включения транзистора t_{Φ}^+ с учетом того, что

в его базу втекает ток, равный $I_{01} = \frac{E_y}{R_1} + \frac{U'_{\text{вх}}}{R_2}$, можно определить по формуле [4]

$$t_{\Phi}^+ = \tau \ln \frac{I_{01}}{I_{01} - \frac{I_{\text{к}}}{\beta}}, \quad (5)$$

где τ — среднее время жизни избыточных носителей в базе транзистора;
 $I_k = \frac{E_k}{R_k} + k \frac{E_{см} - U_0}{R_1}$; I_k — коллекторный ток транзистора с учетом количества (k) нагружаемых на него УЭЗ.

Так как в выражении (5) член, находящийся под знаком логарифма, изменяется незначительно от изменения напряжения $U'_{вх}$, а его численное значение в диапазоне изменения $U'_{вх}$ не превышает двух, то выражение для t_{Φ}^+ , учитывая, что переключение последующей схемы УЭЗ, входящей в ПНЧ, будет происходить на уровне примерно $0,5E_k$, можно записать

$$t_{\Phi 0,5}^+ \approx \frac{\tau}{2} \frac{\frac{I_k R_1}{\beta}}{E_y + \left(U'_{вх} \frac{R_1}{R_2} - \frac{I_k R_1}{\beta} \right)} \quad (5a)$$

Процесс выключения УЭЗ, который происходит при подаче на его вход низкого уровня напряжения, складывается из времени рассасывания неосновных носителей из области базы транзистора (t_p) и длительности фронта выключения транзистора (t_{Φ}^-): $t_{\text{выкл}} = t_p + t_{\Phi}^-$. При этом можно считать, что диодный ключ D_1 , D_2 и D_3 закрывается мгновенно, а выключение транзистора происходит под действием тока $I_{\sigma_2} = \frac{U'_{вх}}{R_2}$. Если в УЭЗ не учитывать времени накопления заряда для диодов D_1 , D_2 и D_3 , то, согласно [4], время t_p равно

$$t_p = \tau_n \ln \frac{I_{\sigma_1} - I_{\sigma_2}}{\frac{I_k}{\beta} - I_{\sigma_2}} = \tau_n \ln A, \quad (6)$$

где τ_n время накопления носителей в базе транзистора. Уравнение (6) упрощается при условии $A > 0$, которое справедливо для соотношения резисторов $R_1 \approx R_2$:

$$t_p \approx \tau_n \left(2 \frac{A-1}{A+1} \right) = 2\tau_n \frac{E_y + U'_{вх} \frac{R_1}{R_2} - \frac{I_k}{\beta} R_1}{E_y - \left(U'_{вх} \frac{R_1}{R_2} - \frac{I_k}{\beta} R_1 \right)} \quad (6a)$$

Если выбрать отношение резисторов таким, чтобы $R_1 \ll R_2$, то время t_p для этого случая можно определить аналогично уравнению (5a):

$$t_p \approx \tau_n (A-1) = \tau_n \frac{E_y + U'_{вх} \frac{R_1}{R_2} - \frac{I_k}{\beta} R_1}{\frac{I_k}{\beta} R_1 - U'_{вх} \frac{R_1}{R_2}} \quad (6б)$$

Транзистор УЭЗ после выхода из насыщения закрывается достаточно быстро, поэтому временем формирования заднего фронта, зависящим от напряжения $U'_{вх}$, можно пренебречь и считать, что процесс возрастания напряжения на коллекторе транзистора определяется зарядом емкости C_2 (см. рис. 1), равной сумме емкостей ($C_k + C_3$) транзистора УЭЗ и емкости нагрузки. Так как обычно $C_1 < C_2$, то диод D_1 элемента, нагруженного на УЭЗ, быстро закрывается. Тогда на уровне $0,5E_k$ длительность задержки выключения транзистора равна [3]

$$t_{\Phi 0,5}^- \approx R_k C_2 \ln 2 = 0,7 R_k C_2 \quad (7)$$

Проанализируем теперь работу ПНЧ с использованием рассмотренных выше схем УЭЗ.

Ряд последовательно соединенных и замкнутых в кольцо УЭЗ при нечетном их количестве $N = (2m + 1)$ образуют генератор (рис. 2). Если на все управляющие входы УЭЗ подать одно и то же напряжение $U_{вх}$, то частота кольцевого генератора равна

$$f_k = \frac{1}{N} \frac{1}{t_{вкл} + t_{выкл}} = \frac{1}{N} \frac{1}{t_{кл} + t_3 + t_{\Phi_{0,5}}^+ + t_p + t_{\Phi_{0,5}}^-}.$$

Если для упрощения конечного выражения не учитывать зависимость времени t_3 от напряжения $U'_{вх}$, а диапазон изменения напряжения $U'_{вх}$ выбрать таким, чтобы выполнялось неравенство $E_y \gg U'_{вх}$, которое позволяет пренебречь членами знаменателя, зависящими от напряжения $U'_{вх}$, то для случая $R_1 \approx R_2$ частота f_k имеет вид

$$f_k \approx \frac{1}{N} \frac{E_y^2 - \left(U'_{вх} \frac{R_1}{R_2} - \frac{I_k R_1}{\beta} \right)^2}{\left[(\sum t_1 + 2\tau_n) E_y + \frac{\tau}{2} \frac{I_k}{\beta} R_1 \right] E_y}, \quad (8)$$

где $\sum t_1 = t_{кл} + t_3 + t_{\Phi_{0,5}}^-$.

Таким образом, кольцевой генератор при соотношении резисторов в УЭЗ $R_1 \approx R_2$ может быть использован в качестве функционального преобразователя напряжения в частоту аналогично [5].

Если в УЭЗ выбрать соотношение резисторов $R_1 \gg R_2$, то на изменение частоты f_k будет в основном влиять изменение $t_{\Phi_{0,5}}^+$, зависящее от напряжения $U'_{вх}$.

С учетом (4б) и (5а) можно записать

$$f_k \approx \frac{1}{N} \frac{E_y - \frac{I_k}{\beta} R_1 + U'_{вх} \frac{R_1}{R_2}}{\sum t_2 \left[\left(E_y - \frac{I_k}{\beta} R_1 \right) + U'_{вх} \frac{R_1}{R_2} \right]}, \quad (9)$$

где $\sum t_2 = t_{кл} + t_3 + t_p + t_{\Phi_{0,5}}^-$.

Так как напряжение $U'_{вх}$ отрицательно, то соответственно выражению (9) частота f_k при увеличении отрицательного $U_{вх}$ уменьшается.

При $R_1 \ll R_2$ изменение f_k будет происходить в основном за счет изменения времени t_p . Так как выражение $\frac{R_1}{R_2} \left(\sum t_3 - \tau_n - \tau_c \frac{I_k R_2}{E_y} + \tau_c \frac{U'_{вх}}{E_y} \right)$ можно обеспечить близким к нулю и мало зависящим от напряжения $U'_{вх}$, то с учетом (4а) и (6б) для соотношения $R_1 \ll R_2$ уравнение для f_k принимает вид

$$f_k \approx \frac{1}{N} \frac{\frac{I_k}{\beta} R_1 - U_{вх} \frac{R_1}{R_2}}{\left(\sum t_3 - \tau_n \right) \frac{I_k}{\beta} R_1 + \tau_n + E_y}, \quad (10)$$

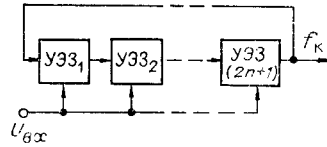


Рис. 2.

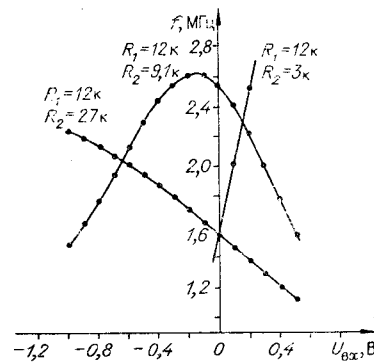


Рис. 3.

где $\sum t_3 = t_{кл} + t_{\Phi_{0,5}}^+ + t_{\Phi_{0,5}}^-$. В отличие от уравнения (9) последнее выра-

жение показывает, что с увеличением отрицательного напряжения $U_{вх}$ частота f_k возрастает.

Анализируя полученные уравнения (9) и (10), можно сделать вывод, что крутизна характеристики ПНЧ в обоих случаях увеличивается с возрастанием отношения R_1/R_2 . С другой стороны, увеличение отношения R_1/R_2 приводит к увеличению зависимости знаменателя от напряжения $U_{вх}$, а следовательно, к увеличению погрешности от нелинейности этих ПНЧ. Меньшей погрешностью от нелинейности обладает ПНЧ при соотношении резисторов $R_1 \ll R_2$.

Проведенные экспериментальные исследования показывают, что погрешность от нелинейности (δ_n) может быть ориентировочно оценена по выражению

$$\delta_n \approx \pm \frac{1}{2} \left(\frac{1}{E_y} \frac{R_1}{R_2} \Delta U_{вх} \right)^2, \quad (11)$$

где $\Delta U_{вх}$ — диапазон изменения напряжения $U_{вх}$.

В кольцевом генераторе для случаев $R_1 \gg R_2$ и $R_1 \ll R_2$ возможно дискретное изменение крутизны характеристики путем подключения напряжения $U_{вх}$ к различному числу УЭЗ. Входы остальных каскадов, которые в этом случае работают как инверторы, подключаются к шине с нулевым напряжением.

На рис. 3 для иллюстрации полученных соотношений приведены экспериментально полученные характеристики кольцевого ПНЧ для различных соотношений резисторов R_1 и R_2 , собранного на микросхемах и состоящего из четырех УЭЗ и одного инвертора для получения нечетного количества каскадов (рис. 4). Из рис. 3 следует, что экстремум характеристики $f_k = f(U_{вх})$ лежит в рабочем диапазоне напряжений $U_{вх}$ при R_1 , близком к R_2 , и смещается влево с уменьшением отношения R_1/R_2 , когда $R_1 \ll R_2$ и наоборот — вправо с увеличением отношения R_1/R_2 , когда выполняется соотношение $R_1 \gg R_2$.

Диапазон изменения напряжения $U_{вх}$ в ПНЧ определяется в положительной области напряжений потенциалом отпираания U_0 транзистора УЭЗ (см. рис. 1). В отрицательной области напряжение $U_{вх}$ не должно превышать падения напряжения на помехозащитных диодах D_2 и D_3 .

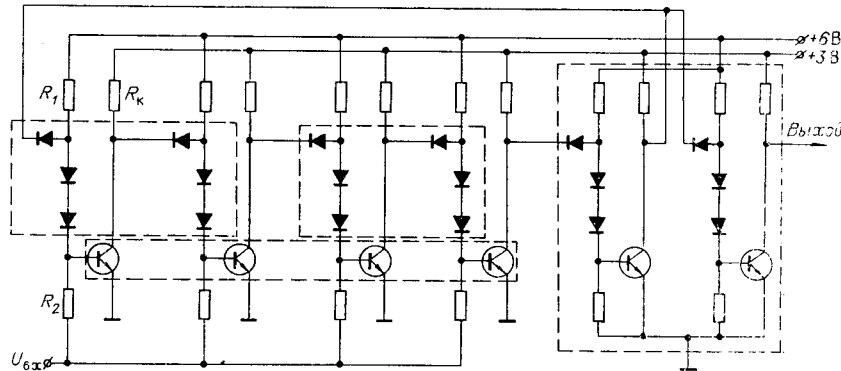


Рис. 4.

В модифицированной схеме ПНЧ (рис. 5), которая содержит два кольцевых генератора с одним УЭЗ в каждом кольце и четным количеством инверторов, время восстановления каждого УЭЗ в период следования импульсов не входит. За счет этого возможно увеличение крутизны характеристики ПНЧ, а также уменьшение зависимости крутизны характеристики от температуры.

Для обеспечения работоспособности схемы (см. рис. 5) необходимо выбирать условие $R_1 \ll R_2$, чтобы время восстановления каждого кольцевого генератора было меньше рабочего времени распространения сигнала. Тогда аналогично (10) частота модифицированного кольцевого генератора f_M определяется как

$$f_M \approx \frac{1}{2} \frac{\frac{I_K}{\beta} R_1 - U'_{вх} \frac{R_1}{R_2}}{\frac{I_K}{\beta} R_1 (\sum t_4 - \tau_n) + \tau_n E_y}, \quad (12)$$

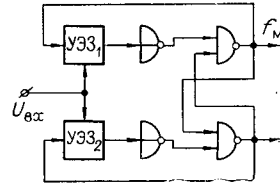


Рис. 5.

где $\sum t_4 = t_{\Phi_{0,5}}^- + t_{нн}^+ + t_{н}^+ + t_{н}^-$; $t_{нн}^+$ — длительность

фронта включения инвертора; $t_{н}^+$, $t_{н}^-$ — время включения и выключения схемы НЕ — И. Из (12) нулевую частоту f_{M0} при $U_{вх} = 0$ и крутизну характеристики S_M можно представить в следующем виде:

$$f_{M0} \approx \frac{1}{2} \frac{\frac{I_K}{\beta} R_1 - U_0 \frac{R_1}{R_2}}{\frac{I_K}{\beta} R_1 (\sum t_4 - \tau_n) + \tau_n E_y}; \quad (13)$$

$$S_M = \frac{df_M}{dU_{вх}} \approx \frac{1}{2} \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{\frac{I_K}{\beta} R_1 (\sum t_4 - \tau_n) + \tau_n E_y}. \quad (14)$$

Сравнивая полученные выражения с уравнением для простого кольцевого генератора, можно сделать вывод о том, что в модифицированной схеме (см. рис. 5) при прочих равных условиях оказываются более высокими частота f_0 и крутизна S , так как в кольцевом генераторе величина $\sum t_4$ меньше, чем время $\sum t_3$. Принципиальная схема модифицированного ПНЧ приведена на рис. 6, который выполнен на микросхемах типа 10 МД.

Экспериментальные и расчетные выходные данные кольцевого ПНЧ при соотношениях $R_1 \gg R_2$ и $R_1 \ll R_2$, а также модифицированного ПНЧ

Параметры	Кольцевой ПНЧ (рис. 4)				Модифицированный ПНЧ (рис. 6)	
	$R_1=12$ кОм	$R_2=3$ кОм	$R_1=5,6$ кОм	$R_2=56$ кОм	$R_1=5$ кОм	$R_2=43$ кОм
	расчетное значение	экспериментальное значение	расчетное значение	экспериментальное значение	расчетное значение	экспериментальное значение
Нулевая частота, МГц	1,85	1,61	0,99	0,82	2,3	2,37
Диапазон напряжения, В	—	0 ÷ -0,2	—	0 ÷ -1	—	0 ÷ -1
Крутизна характеристики, МГц/В	5,9	5,1	0,24	0,23	0,93	0,90
Нелинейность характеристики, %	±2,1	±2,5	±0,1	±0,1	±0,1	±0,2

приведены в таблице. При этом исходные расчетные параметры элементов испытываемых схем были равны следующим величинам: $C_1 = 5$ пФ; $C_2 = 15$ пФ; $C_3 + C_k = 10$ пФ; $(n+1) = 3$; $E_y = 3,9$ В; $U_0 = 0,7$ В; $\beta = 50$; $t_a = 500$ мГц; $\tau = 100$ нс; $\tau_n = 12$ нс; $t_n^+ + t_n^- = 25$ нс; $t_{nn}^+ = 10$ нс.

Температурную зависимость частоты описанных генераторов, которая равна примерно 10–20% на 50°С, можно не рассматривать, так как для получения результата измерения частоту f_0 с ее дрейфом можно исключить одним из известных методов [6].

Изменение крутизны характеристики ПНЧ с изменением температуры происходит в основном за счет температурного дрейфа напряжения U_0 , который составляет $\Delta U_0^t = 2 + 2,5$ мВ/°С и в меньшей степени изменением β транзисторов УЭЗ с температурным коэффициентом γ_β , лежащим в пределах $\gamma_\beta = (0,3 \div 0,5) \% / ^\circ\text{С}$, причем меньшей температурной зависимостью β от температуры обладают транзисторы с низкоомными базовыми сопротивлениями [4].

Одним из способов термокомпенсации изменения крутизны характеристики ПНЧ кольцевого типа с соотношением $R_1 \ll R_2$, примененного в устройстве [7] и реализованного по схеме рис. 4, заключается в замене части резисторов R_2 в УЭЗ термосопротивлениями типа ММТ-4, что дало возможность уменьшить температурное изменение крутизны характеристики примерно в 20 раз, после чего оно составляло 0,03% / °С. Но за счет большой постоянной времени разогрева термосопротивлений такой способ термокомпенсации оказывается не всегда приемлемым.

Второй способ термокомпенсации параметра S , характерный для модифицированного варианта ПНЧ, для которого сохраняется условие

из уравнения (14) $\tau_n E_y > \frac{I_k}{\beta} R_1 \left(\sum t_a - \tau_n \right)$, заключается в том, что на-

пряжение $E_{см}$ снимается с транзисторного каскада с общим эмиттером. При этом с повышением температуры выходное напряжение вспомогательного каскада уменьшается и компенсирует увеличение напряжения E_y за счет напряжения U_0 . Экспериментальное исследование схемы рис. 6 показывает, что такой способ термокомпенсации уменьшает изменение крутизны от –5,2 до +0,3% при повышении температуры на 50°С.

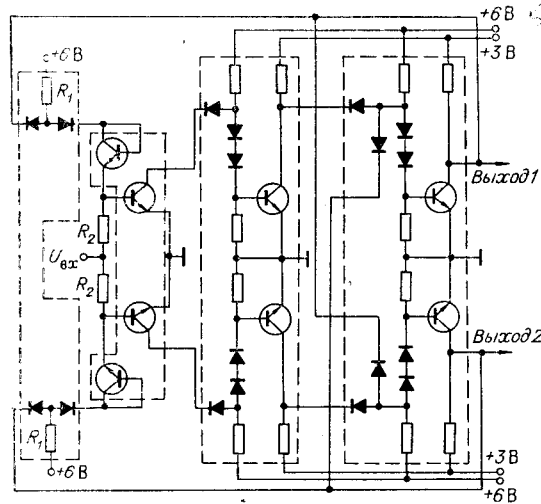


Рис. 6.

Рассмотрим уравнение (14). В связи с уменьшением U_0 с повышением температуры $\tau_n E_y$ увеличивается а второе слагаемое знаменателя уменьшается за счет увеличения с температурой β транзисторов УЭЗ. Поэтому третий способ термокомпенсации изменения крутизны характеристики заключается в соответствующем выборе величины R_1 . За счет этого можно получить при максимальной температуре рабочего диапазона температурное изменение крутизны характеристики близким к нулю, когда отношение R_1/R_2 сохраняется достаточно ма-

при $\tau_n = 12 \text{ нс}$, $\tau_4 = 60 \text{ нс}$, $\gamma_{U_0} \approx \gamma_{\beta} = 0,3\%/^{\circ}\text{C}$, $\Delta t = 50^{\circ}\text{C}$, $I_k = 1,8 \text{ мА}$ имеем $R_1 = 14,7 \text{ кОм}$. Так как при выводе последнего уравнения не учитывалось увеличение времени τ_n [3], то вычисляемая по уравнению (15) величина R_1 оказывается несколько меньше необходимой для получения характеристики ПНЧ с крутизной, почти не зависящей от температуры. Эксперимент показывает, что при $R_1 = 20 \text{ кОм}$, $R_2 = 62 \text{ кОм}$ модифицированный ПНЧ при изменении температуры на 50°C температурное изменение крутизны не превышает $+0,2\%$. Порог чувствительности рассмотренных выше ПНЧ ($U_{\text{вх min}}$) ограничивается неполным сглаживанием помехи от сети и внутренними шумами элементов схемы. Эти причины внешне проявляются в кратковременной нестабильности частоты ПНЧ (Δf_0) при постоянном напряжении $U_{\text{вх}}$. Так как величина $U_{\text{вх min}}$ зависит от крутизны характеристики и определяется как $U_{\text{вх min}} = \frac{\Delta f_0}{S}$, а нестабильность Δf_0 для экспериментально проверенных схем ПНЧ составляла величину порядка $\Delta f_0 \approx (0,5 \div 1) 10^2 \text{ Гц}$, то порог чувствительности этих ПНЧ лежит в пределах $U_{\text{вх min}} = (0,015 \div 0,5) 10^{-3} \text{ В}$.

ВЫВОДЫ

ПНЧ с использованием УЭЗ являются простыми устройствами, обладающими высокой крутизной характеристики, которая в 10^2 — 10^4 раз выше, чем у известных ПНЧ. Причем на основе УЭЗ могут быть построены как функциональные ПНЧ, так и линейные с отрицательной и положительной крутизной характеристики.

При уменьшении отношения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 уменьшается крутизна характеристики ПНЧ, однако значительно снижается погрешность от нелинейности. Кроме этого, в случае $R_1 \ll R_2$ существенно увеличивается входное сопротивление ПНЧ. Вследствие этого построение схем ПНЧ с $R_1 \ll R_2$ является более предпочтительным.

Температурная нестабильность параметров ПНЧ определяется в основном температурным изменением падения напряжения на открытом $p-n$ переходе U_0 и β транзисторов. Рассмотренные методы уменьшения нестабильности крутизны характеристики позволяют уменьшить температурную погрешность измерений в десятки раз, доведя ее до сотых и даже тысячных долей процента на градус Цельсия.

Простота структуры УЭЗ, соответствующая диодно-транзисторным логическим вентилям, дает возможность легко выполнять рассмотренные схемы ПНЧ в интегральном исполнении.

Полученные в работе аналитические выражения для рассмотренных типов ПНЧ с достаточной степенью точности для большинства практических применений описывают процессы, происходящие в них, о чем свидетельствует сравнение расчетных данных с полученными экспериментально.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кэй. Правильный выбор цифрового вольтметра.— Электроника, 1966, № 7.
2. Т. М. Алиев, Л. Р. Сейдель, А. А. Тер-Хачатуров. Способ повышения точности цифрового измерения аналоговых величин.— Автометрия, 1969, № 5.
3. Анализ и расчет интегральных схем, ч. 2. Под ред. Д. Линна, Ч. Мейера и Д. Гамильтона. М., «Мир», 1969.
4. И. П. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967.
5. Г. М. Собстель, В. В. Курочкин, А. М. Щербаченко. Квадратичный преобразователь напряжения в частоту следования импульсов. Авторское свидетельство № 220650.— ИПОТЗ, 1968, № 20.
6. Ю. А. Скрипник. Коммутационные методы повышения точности цифровых интегрирующих приборов.— Приборостроение (Киев), 1968, № 5.
7. А. И. Ильенков, В. В. Курочкин, Е. А. Фигуровский. Цифровой измеритель характеристик самопрогрева микросхем.— Автометрия, 1970, № 2.

*Поступила в редакцию
15 января 1971 г.*
