

Рис. 2.

Значение коэффициента усиления K в разомкнутом режиме на частоте 100 кГц превышает $3 \cdot 10^3$. Включение дополнительного резистора R_4 (см. рис. 1, б), уменьшающего глубину ООС также для отрицательных полуволн сигнала, позволило получить необходимый запас устойчивости.

Представляет интерес расчет быстродействия ПСЗ. Определяя длительность переходного процесса преобразователя, запишем его передаточную функцию в виде

$$W(p) = W_1(p) W_n(p) W_\Phi(p), \quad (6)$$

где $W_1(p) = \frac{pC_1R_1}{1+pC_1R_1}$; $W_\Phi(p)$ — передаточная функция ФНЧ. Если в качестве ФНЧ выбрать n -звенный RC-фильтр [2], то $W_\Phi(p) =$

$$\frac{\operatorname{ch} \frac{1}{2} \gamma}{\operatorname{ch} \left(n + \frac{1}{2} \right) \gamma}, \quad \text{где } \gamma = \operatorname{Arch} \left(1 + \frac{pRC}{2} \right);$$

R и C — элементы фильтра. При входном воздействии вида $u(t) = U_m \sin(\omega_c t + \varphi)$ положим в (4) $\kappa = R_4/R_3$ и будем считать, что на вход ФНЧ одновременно с выходным сигналом детектора подается ступенчатое

воздействие $\frac{U_m}{\sqrt{2}} 1(t)$. Переходная составляющая

выходного напряжения преобразователя может быть записана

$$u_n(t) = L \left[U_m e^{\frac{\varphi}{\omega_c} p} \frac{\omega_c}{p^2 + \omega_c^2} W(p) + \frac{U_m}{\sqrt{2}} \frac{1}{p} W_\Phi(p) \right], \quad (7)$$

где $U_m e^{\frac{\varphi}{\omega_c} p} \frac{\omega_c}{p^2 + \omega_c^2}$ — изображение входного воздействия; $\frac{U_m}{\sqrt{2}} \frac{1}{p}$ — изображение

ступенчатого воздействия. Согласно методике, изложенной в [1], было принято $n=5$, $RC=6 \cdot 10^{-2}$ с. Решение уравнения (7) при номинальных значениях элементов, указанных на рис. 1, б, дало время затухания переходной составляющей на выходе ПСЗ до уровня -80 дБ не более 6,4 с. Длительность переходного процесса проверялась экспериментально как время от момента подачи номинального входного сигнала $U_m=1,41$ В, $f_c=20$ Гц до момента установления показания на отсчетном устройстве с точностью до 0,01%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. И. Швецкий. Электронные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техніка», 1970.
2. В. Л. Левинштейн. Операционное исчисление в задачах электротехники. Л., «Энергия», 1972.

Поступило в редакцию 6 октября 1972 г.

УДК 681.142.3 : 375.018.756

Ю. А. СОКОВ
(Куйбышев)

ЛОГАРИФИЧЕСКИЙ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ НОРМАЛИЗАТОР-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

В настоящее время все большее внимание уделяется вопросам разработки и упрощения схем функциональных преобразователей при повышенных требованиях к их точностным характеристикам. Высокая точность функционального преобразования обеспечивается благодаря применению устройств время-импульсного типа. Например, в [1]

приводится схема логарифмического функционального преобразователя (ЛФП), предназначенного для получения логарифмической зависимости от входного постоянного напряжения.

Однако в ряде устройств автоматики необходимо получение логарифма от амплитудно-модулированного сигнала (АМС). Очевидно, схема ЛФП в этом случае будет иметь свои особенности. Известно [2], что логарифм от входного АМС обеспечивает получение переменной составляющей, величина которой не зависит от уровня постоянной составляющей и изменяется лишь с изменением коэффициента модуляции, т. е.

$$\ln U_{вх}(t) = \ln U_0(1 + m \cos \Omega t) = \ln U_0 + \ln(1 + m \cos \Omega t) \approx C + m \cos \Omega t, \quad (1)$$

где $C \equiv U_0$ — постоянная составляющая; m — коэффициент модуляции АМС; Ω — частота модуляции.

Задача получения огибающей АМС, независимой от уровня, известна под названием задачи нормирования АМС. Существующие способы нормирования с помощью логарифмических устройств имеют погрешность 10—15%. Особенности ЛФП, предназначенного для нормирования АМС, и исследуются в настоящей работе.

Принцип действия рассматриваемого ЛФП можно представить структурной схемой, приведенной на рис. 1, а, и временными диаграммами (рис. 1, б).

Схема состоит из ключа K (модулятора), с помощью которого квантуется входной сигнал, блокинг-генератора БГ, эталонной RC -цепи для получения экспоненциального напряжения и схемы сравнения СС, роль которой может выполнять любое пороговое устройство. Здесь выбрана схема триггера Шмитта (ТШ). В этом случае напряжение на конденсаторе

$$U_c(t) = K u_{вх}(t) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right), \quad (2)$$

где K — коэффициент передачи ключа.

За время квантования емкость C заряжается до величины $K u_{вх}$, затем ключ закрывается и емкость начинает разряжаться до величины, определяемой порогом отпущения триггера Шмитта $U_{п}$. Вопросы разряда емкости

$$\tau_{и} = RC \ln \frac{K U_{вх}(t)}{U_{п}} = \tau_{RC} \ln \frac{K U_{вх}(t)}{U_{п}} \quad (3)$$

будет определять длительность импульса на выходе ТШ. Таким образом, длительность импульса будет являться логарифмической функцией от входного АМС.

На первом этапе преобразования схемой ключа производится модуляция входного сигнала по типу АИМ-1. В каждый тактовый период емкость должна успевать разрядиться до величины порогового напряжения. Следовательно, длительность периода квантования должна выбираться из условия $T > \tau_{и \max}$, где $\tau_{и \max}$ является функцией: 1) величины постоянной времени разряда емкости C через сопротивление R (с учетом шунтирующего действия нагрузки); 2) максимальной величины амплитудного значения в заданном динамическом диапазоне входного сигнала $u_{вх}(t)$; 3) величины порогового напряжения ТШ.

На втором этапе преобразования с помощью ТШ образуется периодическая последовательность ШИМ-импульсов с переменной длительностью. В данном случае образуется односторонняя ШИМ, так как изменение длительности, пропорциональной входному сигналу, происходит лишь за счет перемещения заднего фронта импульса. Последовательность импульсов можно представить в виде [3]

$$U = U_{01} \left[\frac{\tau_{и}}{T} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\pi\tau_{и}}{T} \cos \frac{2\pi k}{T} t \right], \quad (4)$$

где $\tau_{и}$ — длительность импульса; k — номер гармоники спектра импульсной последовательности с периодом T .

На выходе ТШ находится ФНЧ, частота среза которого выбирается из условия пропускания верхнего значения частоты огибающей Ω и фильтрации всех составляющих спектра, начиная с $\Omega_T = \Omega$, где $\Omega_T = 2\pi/T$. Поэтому на выходе ФНЧ напряжение, согласно (4):

$$U_{ф} \approx U_{01} \frac{\tau_{и}}{T} \approx U_{01} \frac{\tau_{RC}}{T} [\ln u_{вх}(t) - C_0], \quad (5)$$

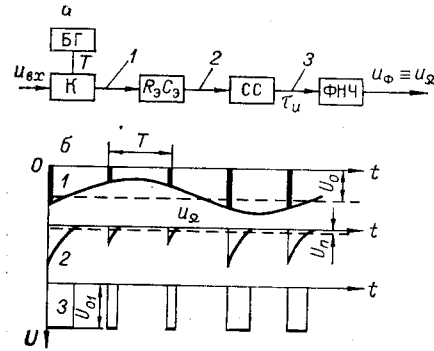


Рис. 1.

где C_0 — постоянная составляющая. Подставив в (5) значение $u_{вх}(t)$ из (1) и обозначив $K_0 = U_{01} \tau_{RC}/T$, получим

$$U_{\phi} \approx K_0 \ln [U_0(1 + m \cos \Omega t)]. \quad (6)$$

Таким образом, получаем требуемую зависимость. В (6) логарифмическую функцию входного напряжения можно разложить в степенной ряд (при $m < 1$):

$$u_{\phi} \approx K_0 \ln U_0 + K_0 \ln (1 + m \cos \Omega t) = C_0 + K_0 \left[m \cos \Omega t - \frac{m^2 \cos^2 \Omega t}{2} + \frac{m^3 \cos^3 \Omega t}{3} - \dots \right]. \quad (7)$$

Для 1-й гармоники Ω можно записать

$$u_{\phi\Omega} \approx 2K_0 \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{m} \cos \Omega t. \quad (8)$$

Формула (8) учитывает нелинейное изменение огибающей выходного напряжения при изменении величины коэффициента модуляции из-за логарифмирования сигнала. Это изменение для АМС составляет не более 10% при $m \leq 0,5$ [2]. Выражение (7) показывает, что на выходе преобразователя огибающая не зависит от уровня входного сигнала.

Рассматриваемый преобразователь будет иметь методическую и инструментальную погрешности. Методическая погрешность определяется: конечным временем преобразования из-за квантования сигнала с тактовым интервалом T ; остаточным напряжением на емкости. Инструментальная погрешность появляется за счет: изменения величины порога срабатывания ТШ; изменения эквивалентного значения постоянной времени разряда. Ошибка квантования будет определяться из выражения

$$\Delta Z = \frac{du_{вх}(t)}{dt} T. \quad (9)$$

При заданной погрешности преобразования δ период следования:

$$T = \frac{\delta Z_{\max}}{U_0 m 2\pi f_{\Omega} 100}, \quad (10)$$

где f_{Ω} — частота огибающей АМС. Ошибка из-за остаточного напряжения $U_{ост}$ на емкости определяется неполным разрядом емкости к приходу следующего тактового импульса, что приводит к увеличению выходного импульса ТШ до величины

$$\tau'_n = \tau_{RC} \ln \left[\frac{u_{вх} + U_{ост}}{U_n} \right], \quad (11)$$

откуда

$$U_{ост} = K u_{вх} \exp(-T/\tau_{RC}). \quad (12)$$

Относительная ошибка по длительности (после подстановки (12) в (11)):

$$\gamma = \frac{\tau_n - \tau'_n}{\tau_n} = \frac{\ln [1 + \exp(-T/\tau_{RC})]}{\ln K u_{вх} - \ln U_n}. \quad (13)$$

На рис. 2 приведена зависимость величины ошибки за счет остаточного напряжения в функции от величины скважности T/τ_{RC} при различных значениях отношения

$\ln \frac{K u_{вх}}{U_n}$. Анализ зависимостей рис. 2 показывает, что ошибка $\gamma < 3 \div 5\%$ получается при отношении $T/\tau_{RC} > 4 \div 5$ и значении $K u_{вх}/U_n > 3$, причем ошибка в большей степени зависит от величины отношения T/τ_{RC} .

Следует отметить, что на величину T прежде всего накладываются ограничения величиной динамической ошибки, поэтому целесообразнее значение T вычислять из (10), а величину γ определять значениями

τ_{RC} и $\ln \frac{K u_{вх \min}}{U_n}$. При этом надо учитывать, что величину τ_{RC} нельзя

чрезмерно увеличивать, так как это приводит либо к необходимости увеличения входного сопротивления ТШ, либо к увеличению зарядной емкости, а последнее — к уменьшению величины $K u_{вх}$ и к увеличению ошибки γ .

Согласно структурной схеме рис. 1, была разработана принципиальная электрическая схема (рис. 3). Схема ключа на кремниевом транзисторе T_2 (МП101) коммутируется управляющими импульсами блокинг-генератора, собранного на транзисторе T_1 . В схеме ключа использовано инверсное включение транзистора, обеспечивающее высо-

кое обратное сопротивление в отсутствие управляющих импульсов. В момент коммутации происходит заряд эталонной емкости C_0 до величины $Ku_{вх}$. Длительность управляющих импульсов составляет около 50 мкс при периоде следования $T = 1,6$ мс. В момент окончания управляющих импульсов начинается разряд емкости C_0 через сопротивление R_0 . Для увеличения сопротивления на входе ТШ, собранного на транзисторах T_4, T_5 , включена схема эмиттерного повторителя на транзисторе T_3 . Таким образом, суммарное сопротивление, через которое происходит разряд емкости C_0 , таково, что время разряда τ_{RC} составляет около 0,4 мс, т. е. $T/\tau_{RC} \approx 4$. На выходе ТШ находится ФНЧ (R_{Φ}, C_{Φ}) с постоянной времени $\tau_{\Phi} = 25$ мс.

На вход схемы подавался протестированный АМС в диапазоне уровней 0,3—5 В с коэффициентом модуляции до 0,6. Предварительно была снята зависимость длительности выходных импульсов ТШ в функции от величины входного (постоянного) напряжения. Отклонение этой характеристики от логарифмической в диапазоне 0,15—5 В не более 3%. Затем снимались модуляционные характеристики — зависимости огибающей АМС на выходе ФНЧ при различных значениях коэффициентов модуляции в диапазоне уровней 0,3—5 В. Отклонение величины огибающей при $m \leq 0,3$ не более 5%.

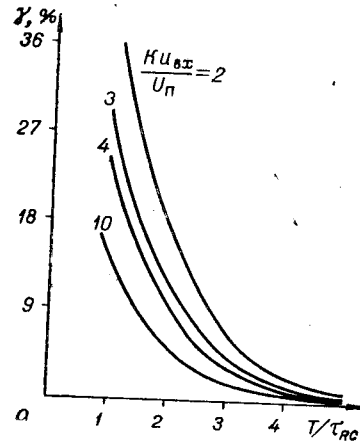


Рис. 2.

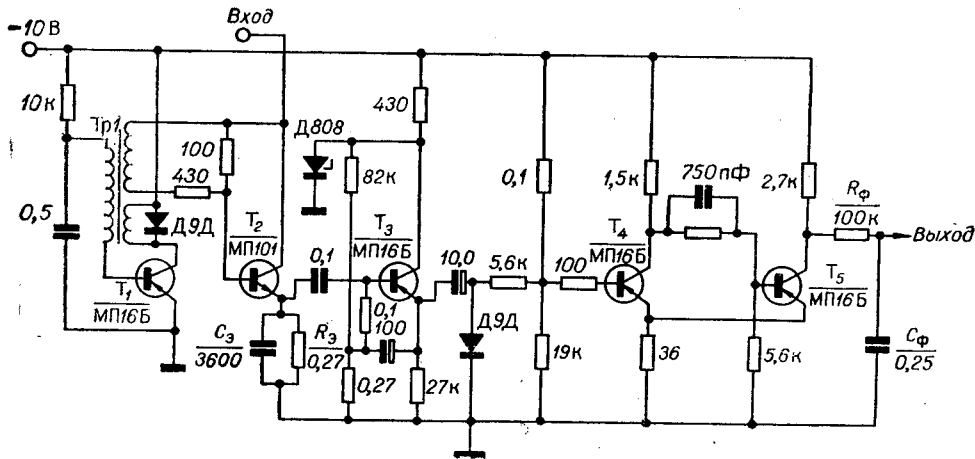


Рис. 3.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Б. Смоллов, Е. П. Угрюмов. Время-импульсные вычислительные устройства. Л., «Энергия», 1968.
2. А. П. Лукошкин. Радиолокационные усилители с большим диапазоном входных сигналов. М., «Советское радио», 1964.
3. Е. П. Угрюмов. Синусно-множительное вычислительное устройство время-импульсного типа. — В сб. «Вычислительная техника». Минск, 1969.

Поступило в редакцию 13 октября 1970 г.