

от -50 до $+60^\circ\text{C}$. Следует отметить высокую стабильность во времени (при любом значении температуры) амплитуды и формы импульсов тока накачки. Магнитно-транзисторные ГИТ отличаются высокой эксплуатационной надежностью и обладают хорошими температурными характеристиками.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. А. Меерович. Магнитные генераторы импульсов. М., «Советское радио», 1968.
2. И. С. Гарбер. Магнитные импульсные генераторы. М., «Советское радио», 1964.

Поступило в редакцию 24 августа 1973 г.

УДК 621.317.312

Ю. В. ВИДОНЯК, И. М. ВИШЕНЧУК, В. В. ТРОЦЕНКО

(Львов)

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ДЕТЕКТОР СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ С БОЛЬШИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

Для измерения интегральных характеристик переменного тока, т. е. средних и действующих значений, широко применяются преобразователи переменного напряжения в постоянное.

Проектирование преобразователя действующего значения затрудняется растущими требованиями к быстродействию, перегрузочной способности и динамическому диапазону. Известны [1] преобразователи среднего значения (ПСЗ), выполненные на усилителе с линейным детектором в цепи обратной связи и с фильтром нижних частот (ФНЧ). Они просты, надежны, обладают большой точностью, высокой степенью линейности и большим динамическим диапазоном (80—120 дБ). Включив в цепь отрицательной обратной связи (ООС) ПСЗ (рис. 1, а, б) резисторы R_4 , R_3 с отношением 2,221, получают на выходе постоянное напряжение U , равное действующему значению измеряемого синусоидального напряжения. Таким образом, ПСЗ оказывается градуированным в действующем значении для синусоидальной или малоискаженной формы кривой.

В настоящем сообщении рассматриваются вопросы построения и оценивается быстродействие транзисторного ПСЗ, предназначенного для работы в диапазоне частот 20 Гц — 100 кГц с погрешностью $\pm (0,1\% U_x + 100 \text{ мкВ})$.

Транзисторные ПСЗ необходимо строить с учетом требования стабилизации режима, например, по наиболее очевидной схеме, приведенной на рис. 1, а. Здесь с помощью резистора R_2 осуществляется стопроцентная ООС по постоянному току для стабилизации режима покоя; цепь нелинейной ООС для переменного тока отделяется конденсатором C_2 . Однако большое петлевое усиление в цепи ООС по постоянному току вызывает длительные переходные процессы, поэтому с целью получения лучших динамических свойств предлагается схема рис. 1, б. Проведем сравнительную оценку двух вариантов.

Если порог чувствительности ПСЗ во многом определяется величиной коэффициента усиления по напряжению K или $K = K_1 K_2$ (см. рис. 1) и требует увеличивать последний, то обеспечение устойчивости замкнутой системы и стабилизации режима при малых напряжениях питания ограничивает коэффициент усиления сверху. Для схемы рис. 1, а должно иметь место — первый вариант

$$\tau_2' = R_2' C_2' \geq \frac{K + 1}{2\pi f_H}, \quad (1)$$

для схемы рис. 1, б — второй вариант

$$\tau_2 = R_2 C_2 \geq \frac{K_2 + 1}{2\pi f_H}, \quad (2)$$

где $K_2 = K/K_1$; f_H — нижняя частота диапазона измерения. Из (1) и (2), считая K , K_1 , $K_2 \gg 1$, получим

$$\frac{\tau_2'}{\tau_2} = K_1, \quad (3)$$

что говорит в пользу второго варианта. Преимущество второго варианта видно и при оценке быстродействия. Действительно, передаточную функцию детектора в области

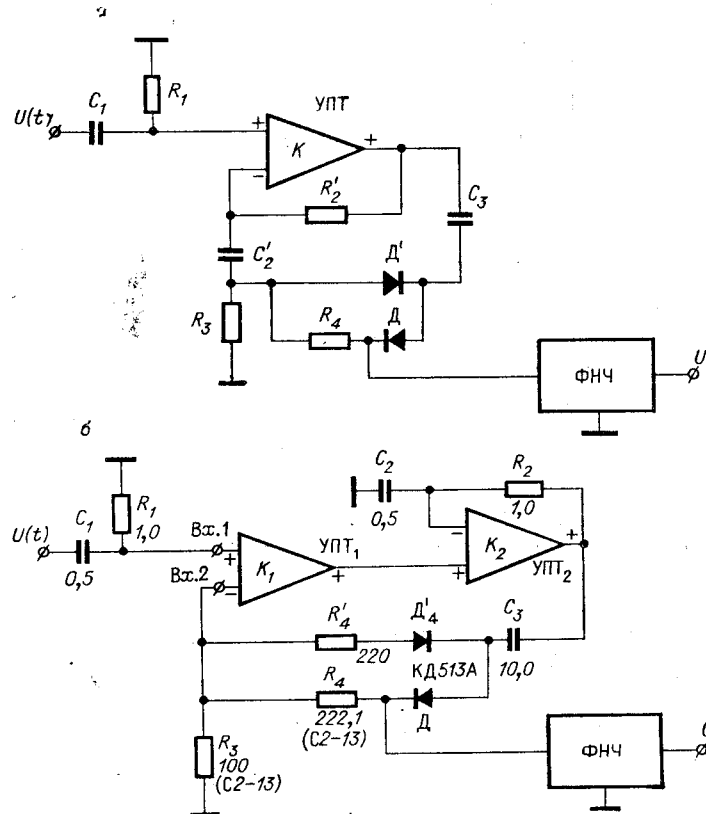


Рис. 1.

нижних частот (считая диоды цепи ООС идеальными ключевыми элементами) можно представить в виде

$$W_{\text{д}}(p) = \frac{\kappa p(p + a)}{(p + \alpha)^2 + \omega^2}, \quad (4)$$

где p — оператор преобразования Лапласа; $\kappa = R_4/R_3$ для положительных значений выходного напряжения детектора, $\kappa = 1$ для отрицательных;

$$a = \frac{1}{\tau_2}, \quad \alpha = 0,5 \left[a \left(1 + \frac{R_3 + R_4}{R_3} \right) + \frac{1}{KR_3C_3} \right],$$

$$\omega = \omega_1 = \sqrt{\frac{1}{C_2' R_2' C_3 R_4} - \alpha^2} \text{ для первого варианта;}$$

$$a = 1/\tau_2, \quad \alpha = 0,5a, \quad \omega = \omega_2 = \sqrt{\frac{1}{K_1 C_2 R_2 C_3 R_4} - \alpha^2} \text{ для второго варианта.}$$

С помощью (4) можно определить переходную функцию

$$h(t) = L \frac{W_{\text{д}} p}{p} = \kappa e^{-\alpha t} \left(\frac{a - \alpha}{\omega} \sin \omega t + \cos \omega t \right), \quad (5)$$

где L — оператор обратного преобразования Лапласа. Для практических схем ПСЗ справедливо соотношение $(a - \alpha)/\omega < 1$. При этом из (5) получаем, что второй вариант схемы обладает примерно в α_2/α_1 раз большим быстродействием. Наконец, погрешность, вызванная шунтированием резистора R_3 эквивалентной цепью $C_2', R_2'/K$ (см. рис. 1, а), дополнительно подчеркивает преимущество второго варианта.

В ПСЗ, выполненном по схеме рис. 1, б, в качестве входного узла УПТ₁ применен дифференциальный каскад, собранный на полевых транзисторах типа КП303 с каскодным включением пары транзисторов в интегральном исполнении (рис. 2), что позволило использовать резистор переходной цепи сопротивлением в 1 МОм, а также получить значение входной емкости $C_{\text{вх}}$ меньше 10 пФ, которое обеспечивается схемой слежения за входным сигналом. Эта же схема позволила достичь величины коэффициента подавления сигнала общего вида более 100 дБ.

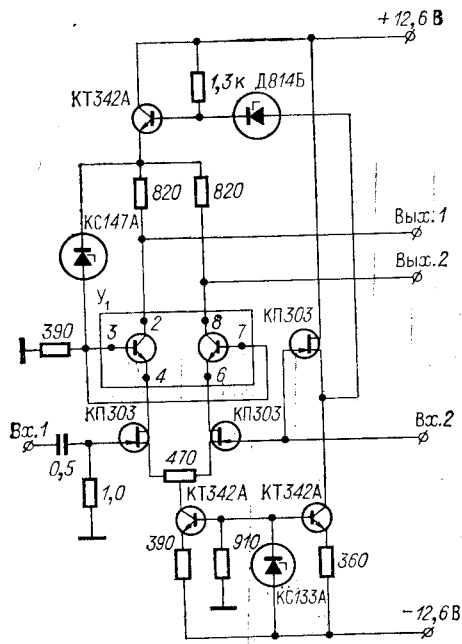


Рис. 2.

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)

ЛОГАРИФМИЧЕСКИЙ 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]