

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЭФФЕКТИВНЫХ ЗНАЧЕНИЙ

Н. С. БАРАНОВ, Ю. С. ОТИНОВ

(Представлена научным семинаром кафедры радиотехники)

Рассмотрен преобразователь переменного напряжения в постоянное, осуществляющий обработку входного сигнала в соответствии с математическими зависимостями для эффективного значения сигнала. Получены выражения, устанавливающие взаимосвязь между постоянной времени фильтра, коэффициентом ослабления и быстродействием.

Показано, что для повышения быстродействия в области низких частот эффективно использовать активный фильтр.

Иллюстраций 6, библиографий 3.

Одной из весьма актуальных задач контрольно-измерительной техники является создание преобразователей эффективных значений (ПЭЗ) с максимальным быстродействием. Структурная схема идеализированного ПЭЗ приведена на рис. 1.

Из рис. 1 видно, что для построения идеализированного ПЭЗ необходимо наличие квадратирующего устройства, усредняющего фильтра

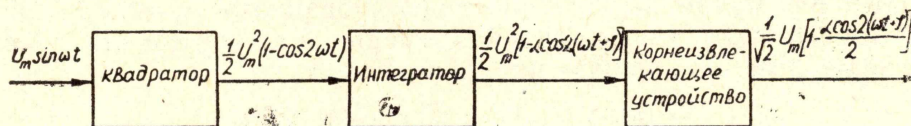


Рис. 1

и корнеизвлекающего узла. Все реальные измерительные преобразователи имеют конечное значение постоянной времени τ (или постоянных времени), и мы на структурной схеме должны вместо интегратора включить низкочастотный фильтр (одно- или многозвенный в зависимости от числа τ). На выходе будем иметь напряжение гармоник, значения которых определяются частотой сигнала и характеристиками фильтра.

В настоящее время существует множество схемных решений, которые выполняют указанные функции. Для области средних и низких частот одним из наиболее эффективных решений является ПЭЗ, рассмотренный в работе [1]. Структурная схема его приведена на рис. 2.

Измеряемый сигнал детектируется двухполупериодным детектором, выходной сигнал которого поступает на формирователь квадратичной зависимости. Возведение в квадрат реализуется посредством кусочно-линейной аппроксимации квадратичной зависимости. Напряжение с выхода квадратора подается на усредняющий фильтр. Обрат-

ная связь с выхода фильтра на квадратирующее устройство обеспечивает функцию извлечения квадратичного корня. Рассмотренный преобразователь [1] выполнен на операционных усилителях, что позволило расширить динамический диапазон в области малых амплитуд, уменьшить температурную погрешность и повысить линейность передаточной характеристики звеньев преобразователя.

Отличительной особенностью данной работы от работы [1] является повышение быстродействия ПЭЗ в области низких частот с сохранением полученной точности за счет замены фильтра первого по-

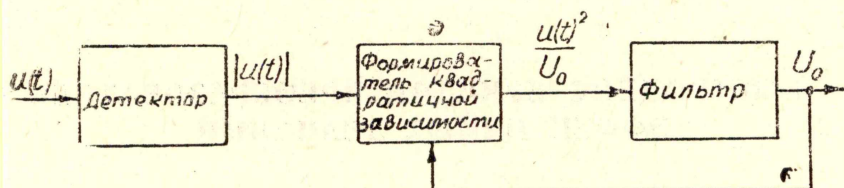


Рис. 2

рядка многозвенным активным фильтром. Наличие обратной связи в ПЭЗ заставляет не оставлять без внимания вопрос устойчивости, так как применение многозвенного фильтра переводит преобразователь в разряд замкнутых систем высшего порядка. Однако вследствие того, что коэффициент передачи цепи обратной связи меньше единицы, опасность неустойчивости отсутствует и, следовательно, снимаются ограничения к порядку фильтра. Это позволяет перейти к синтезу фильтра, исходя из допустимой неравномерности в зоне прозрачности и достижения требуемого подавления гармоник. Правда, при этом ПЭЗ может использоваться только в разомкнутых системах. Так как нас интересуют быстродействующие измерители напряжения, то указанное ограничение не является существенным.

Приведенные выражения на рис. 1 справедливы для входного напряжения с постоянной амплитудой. Значительный интерес представляет преобразование амплитудно-модулированного сигнала, огибающая которого является функцией времени. Для упрощения рассуждений рассмотрим тональную модуляцию

$$U(t) = U_m [1 + M \sin \Omega t] \sin \omega t.$$

На выходе квадратора будем иметь

$$U_m^2 [1 + M \sin \Omega t]^2 \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t),$$

где M — коэффициент модуляции.

При выборе амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) для фильтрации сигнала данного вида необходимо обеспечить:

а) прозрачность фильтра для частоты Ω_{\max}

$$\Omega_{\max} \leq \Omega_{\text{срез}},$$

где Ω_{\max} — максимальная частота спектра огибающей;

$\Omega_{\text{срез}}$ — частота среза фильтра;

б) затухание на нижней граничной частоте $\omega_{\text{н.гр}}$, превышающей заданную.

В то же время форма кривой АЧХ должна быть подобрана таким образом, чтобы длительность переходного процесса была бы минимально возможной. В рассматриваемом преобразователе полоса пропускания фильтра составляет 5 гц. Минимальное время переходного

процесса с достаточно высокой точностью может быть получено в многозвенном развязанном или активном фильтрах.

На рис. 3 приведена схема многозвенного развязанного пассивного RC-фильтра.

Предполагая, что усилитель постоянного тока (УПТ) обладает бесконечным усилением и конечным входным сопротивлением, передаточная функция будет иметь вид

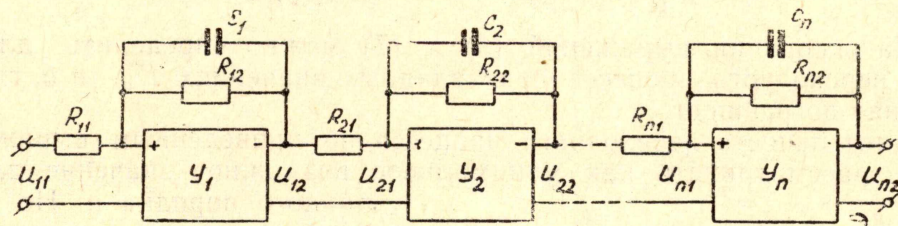


Рис. 3

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{U_{n2}(p)}{U_{n1}(p)} = \frac{\prod_{i=1}^n \kappa_i}{\prod_{i=1}^n (1 + p\tau_i)}, \quad (1)$$

где $U_1(p) = U_{11}(p)$, $U_2(p) = U_{n2}(p)$ — изображения соответственно входного и выходного напряжений фильтра, n — число звеньев.

Так как произведение $\prod_{i=1}^n \kappa_i$ не оказывает влияние на временные и фильтрующие свойства фильтра, то выражение (1) примет вид

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (1 + p\tau_i)}. \quad (2)$$

Постоянные времени $\tau_i = R_{i2} \cdot C_i$ в выражении (1) и (2) вещественны и положительны, поэтому переходная характеристика является апериодической. Для частного случая, когда постоянные времени равны, т. е. $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_n$ передаточная функция примет вид

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{1}{(1 + p\tau)^n}. \quad (3)$$

Из выражения (3) находим коэффициент ослабления второй гармоники на нижней рабочей частоте сигнала на входе преобразователя.

$$K_n = \left[\sqrt{1 + (\tau 2\pi f_n)^2} \right]^n, \quad (4)$$

где K_n — значение коэффициента ослабления на частоте f_n , тогда

$$\tau = \frac{\sqrt{\sqrt[n]{K_n^2} - 1}}{2\pi f_n}. \quad (5)$$

Выражение (5) позволяет установить взаимосвязь между постоянной времени фильтра и заданным коэффициентом ослабления.

Переходный процесс, соответствующий подаче на вход единичного скачка, описывается выражением (2)

$$U_2(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 + \frac{t}{1!\tau} + \frac{t^2}{2!\tau^2} + \dots + \frac{t^{n-1}}{(n-1)!\tau^{n-1}} \right). \quad (6)$$

Из выражения (6) находим время установления фильтра для найденного значения τ . Под временем установления понимается время, в течение которого выходная величина фильтра возрастает от нуля до $1 - \Delta$, где Δ — заданная малая величина (в частном случае равна основной погрешности), т. е.

$$1 - e^{-\frac{t_y}{\tau}} \left(1 + \frac{t_y}{1! \tau} + \frac{t_y^2}{2! \tau^2} + \dots + \frac{t_y^{n-1}}{(n-1)! \tau^{n-1}} \right) = 1 - \Delta. \quad (7)$$

На основании выражений (5) и (7) можно определить длительность переходного процесса при заданных значениях K_n и δ , где δ — основная погрешность.

Длительность переходного процесса по приведенным выражениям можно рассматривать как минимальное возможное значение для заданного порядка n . Но вследствие того, что полюсы пассивных RC-фильтров неравны друг другу, длительность переходного процесса будет превышать минимально ожидаемую величину.

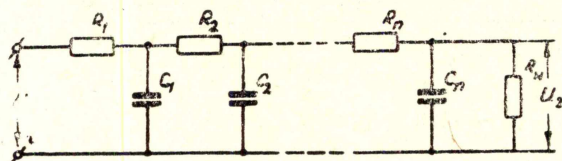


Рис. 4

Так как применение развязанных фильтров ведет к усложнению схемы из-за большого количества УПТ, то напрашивается вопрос о возможности реализации многозвенного неразвязанного пассивного RC-фильтра рис. 4, который бы удовлетворил соотношения (5) и (7).

Очевидно, для выполнения указанных соотношений необходимо соблюдать условие

$$\left. \begin{aligned} R_n \gg R_{n-1} \gg R_{n-2} \gg \dots \gg R_1 \\ C_1 \gg C_2 \gg C_3 \gg \dots \gg C_n \\ \tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \dots = \tau_n \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Выполнить это условие практически невозможно. Поэтому при проектировании RC-фильтров приходится брать

$$\left. \begin{aligned} R_1 = R_2 = \dots = R_n \\ C_1 = C_2 = \dots = C_n \\ \tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_n \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Для такого фильтра, как показано в [3], коэффициент фильтрации равен

$$K_n \approx \left(\frac{\omega_n R_0 C_0}{n^2} \right)^n. \quad (10)$$

Из выражения (10) видно, что зависимость K_n от числа звеньев фильтра имеет экстремум. Таким образом, соотношение (5) для неразвязанного фильтра невыполнимо. В [3] приведены экспериментальные характеристики для пятизвенного RC-фильтра для $f_n = 20$ гц при $K_n = 3 \cdot 10^4$, время переходного процесса составляет 5,5 сек. Исходя из вышеизложенного, применение многозвенного пассивного RC-фильтра не дает выигрыша во времени установления, по сравнению с развязанным RC-фильтром.

Наличие колебательного процесса в фильтре при введении в пассивный RC-фильтр индуктивности или активного элемента (имеется в виду активный фильтр) позволяет ускорить переходный процесс. Значительный выигрыш при этом возможен лишь при грубых измерениях. Для

более точных измерений выбросы колебательной переходной характеристики должны быть минимальными и кривая переходного процесса близка к апериодической. Поэтому выигрыш длительности переходного процесса незначителен, но учитывая, что реализация пассивного RC-фильтра сопряжена с наличием большого числа УПТ, преимущества применения активных фильтров в измерительных приборах становятся очевидными. В рассматриваемом преобразователе для увеличения быстродействия и расширения частотного диапазона в области низких

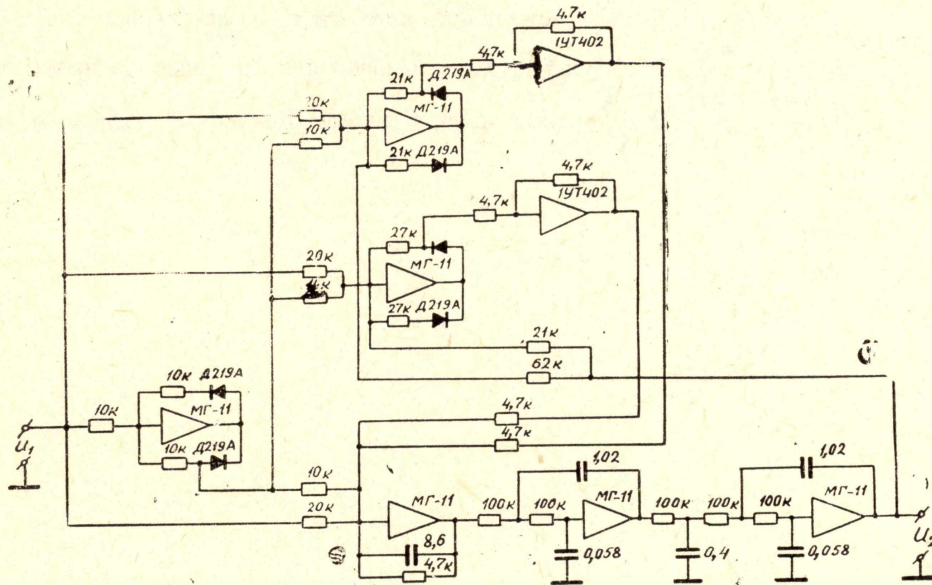


Рис. 5

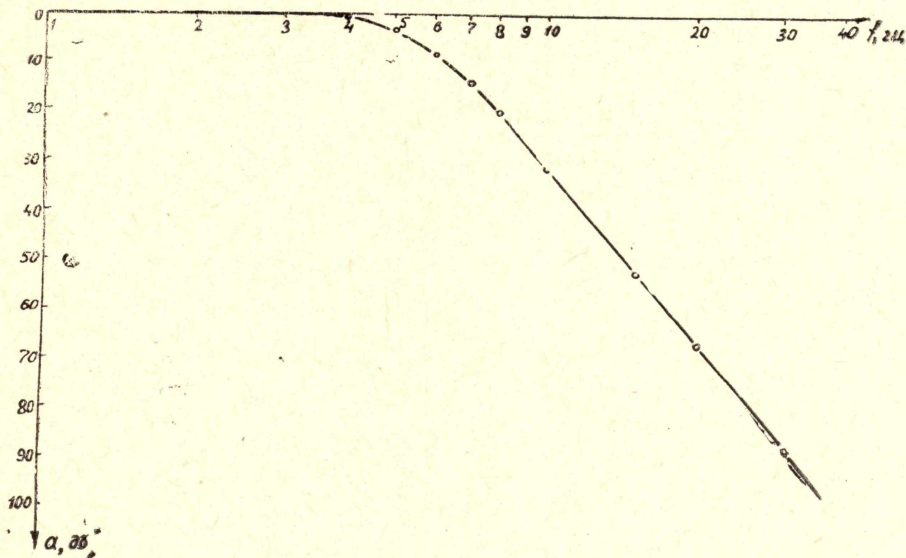


Рис. 6. ——— — теоретическая характеристика;
 - - - - - экспериментальная характеристика

частот используется активный фильтр шестого порядка. Схема преобразователя приведена на рис. 5, а на рис. 6 приведена экспериментальная и расчетная амплитудно-частотная характеристики фильтра.

Ниже приведены экспериментальные данные исследуемого преобразователя.

1. Погрешность преобразователя 0,2%.
2. Динамический диапазон по напряжению 0,5—5 в.
3. Частотный диапазон от 20 гц до 5 Кгц.
4. Время установления преобразователя 0,75 сек.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ричмен, О к с. Быстродействующий измеритель эффективных напряжений. «Электроника», 1969, № 20.
2. В. А. Диткин, А. П. Прудников. Справочник по операционному исчислению. М., «Высшая школа», 1965.
3. Б. И. Швецкий. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1970.