

**М. А. АХМАМЕТЬЕВ**  
 (Новосибирск)

### ПОВЫШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ КВАДРАТУРНЫХ ДЕТЕКТОРОВ С ПАССИВНЫМИ ИНТЕГРИРУЮЩИМИ ЦЕПЯМИ

В последнее время в связи с разработкой быстродействующих автоматических мостов переменного тока широкое распространение получают квадратурные детекторы, основанные на интегрировании сигнала неравновесия измерительной цепи; при этом операция интегрирования выполняется либо простейшей  $RC$ -цепью [1], питаемой от источника напряжения, либо конденсатором, питаемым от источника тока [2]. Недостатком детекторов первого типа является низкий коэффициент передачи полезного сигнала при малой погрешности интегрирования. Недостаток детекторов второго типа — относительная сложность устройств, осуществляющих преобразование напряжения в ток. Поэтому остается актуальным поиск способов построения такого детектора, который подобно детекторам первого типа не требовал бы специальных (активных) преобразователей напряжения в ток и вместе с тем подобно детекторам второго типа имел бы высокий коэффициент передачи полезного сигнала при малой погрешности интегрирования.

Настоящая статья посвящена рассмотрению двух возможностей повышения коэффициента передачи полезного сигнала в детекторе первого типа, позволяющих при заданной форме интегрируемого сигнала в какой-то мере приблизить характеристики детекторов с пассивными интегрирующими  $RC$ -цепями к характеристикам упомянутого выше идеального детектора.

Прежде чем перейти непосредственно к обсуждению упомянутых возможностей повышения коэффициента передачи полезного сигнала, рассмотрим процесс интегрирования в известном детекторе [1], блок-схема которого приведена на рис. 1. Здесь интегрируемым сигналом является напряжение  $u_2$ , которое через катодный повторитель  $KП_2$  и ключ  $K_1$  подается на  $RS$ -цепь. Пределы интегрирования определяются напряжением  $u_1$ , которое через катодный повторитель  $KП_1$  и усилитель-ограничитель с парафазными выходами  $УО$  воздействует на ключ  $K_1$  так, что при положительной полуволне  $u_1$  он замкнут, а при отрицательной — разомкнут. Метрологические свойства такого детектора

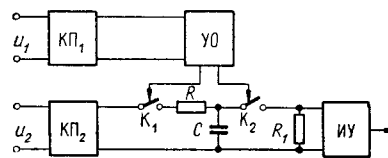


Рис. 1.

определяются следующими характеристиками: коэффициентом передачи полезного сигнала  $k$ , показывающим, как хорошо детектор пропускает синфазный с  $u_1$  интегрируемый сигнал  $u_{2c}$ , и погрешностью интегрирования  $\delta$ , показывающей, как детектор подавляет квадратурный  $u_1$  интегрируемый сигнал  $u_{2k}$ . Определим значения  $k$  и  $\delta$  для случая, когда интегрируемое напряжение имеет прямоугольную форму\*.

Коэффициент передачи полезного сигнала можно найти так:

$$k = \frac{u_{ct_4}}{u_{2cm}} = 1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}, \quad (1)$$

где  $u_{ct_4}$  — напряжение полезного сигнала на интегрирующем конденсаторе в момент времени  $t_4$ ;  $u_{2cm}$  — амплитудное значение синфазного интегрируемого сигнала  $u_{2c}$ ;  $T$  — период сравниваемых напряжений  $u_1$  и  $u_2$ ;  $\tau = RC$  — постоянная времени интегрирующей цепи.

Для определения погрешности интегрирования  $\delta$  рассмотрим процесс заряда конденсатора  $C$  по периодам, соответствующим отрицательной и положительной полуволнам интегрируемого напряжения  $u_{2k}$ .

Во время отрицательной полуволны  $u_{2k}$  (рис. 2) напряжение на интегрирующем конденсаторе  $u_k$  изменяется по экспоненциальному закону

$$u_k = -u_{2km} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right),$$

где  $u_{2km}$  — амплитудное значение интегрируемого напряжения  $u_{2k}$ . В момент времени  $t_2 = \frac{T}{4}$  напряжение  $u_k$  принимает значение

$$u_{kt_2} = -u_{2km} \left(1 - e^{-\frac{T}{4\tau}}\right).$$

Во время положительной полуволны  $u_{2k}$  напряжение на конденсаторе изменяется по закону

$$u_k = u_{2km} \left(1 - e^{-\frac{4t-T}{4\tau}}\right) + u_{kt_2} e^{-\frac{4t-T}{4\tau}} \quad (2)$$

и в момент размыкания ключа  $K_1$ , когда  $t = t_4 = \frac{T}{2}$ , принимает следующее значение:

$$u_{kt_4} = u_{2km} \left(1 - e^{-\frac{T}{4\tau}}\right)^2. \quad (3)$$

При изменении фазы напряжения  $u_{2k}$  на  $180^\circ$  полярность остаточного напряжения  $u_{kt_4}$  изменится на обратную. Следовательно, в общем случае знак остаточного напряжения определится знаком напряжения  $u_{2k}$  в момент размыкания ключа  $K_1$ , т. е.

$$u_{kt_4} = u_{2km} \left(1 - e^{-\frac{T}{4\tau}}\right)^2 \text{sign } u_{2k/t=t_4}. \quad (4)$$

\* Прямоугольная форма волны, нередко встречающаяся в мостах с квадратурными детекторами, дает наглядное представление о процессе интегрирования в квадратурном детекторе и позволяет получить простые выражения для  $k$  и  $\delta$ .

Из (3) и (4) видно, что остаточное напряжение  $u_{кт}$ , определяющее погрешность интегрирования, зависит от амплитуды квадратурного интегрируемого напряжения  $u_{2км}$ , а также от соотношения между периодом сравниваемых напряжений  $T$  и постоянной времени интегрирующей цепи  $\tau$ . Графическое изображение относительной погрешности интегрирования  $\delta$  приведено на рис. 3, где

$$\delta = \frac{u_{кт}}{u_{2км}} = \left(1 - e^{-\frac{T}{4\tau}}\right)^2 \quad (5)$$

Из (1) и графика видно, что для повышения коэффициента передачи полезного сигнала требуется уменьшать постоянную времени  $\tau$ . Однако уменьшение  $\tau$  приводит к еще более быстрому увеличению погреш-

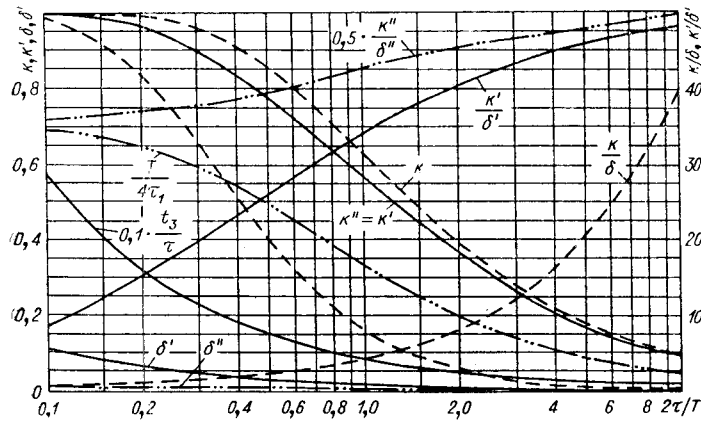


Рис. 3.

ности интегрирования  $\delta$  и тем самым к уменьшению соотношения между полезным и паразитным выходными сигналами  $\frac{k}{\delta}$  (см. рис. 3). Таким образом, простое уменьшение постоянной времени интегрирующей цепи в рассмотренном детекторе не дает положительного эффекта.

Из проведенного рассмотрения процесса интегрирования непосредственно видны две возможности увеличения  $k$  и  $\frac{k}{\delta}$ . Первая возможность заключается в том, что увеличение  $k$  достигается путем уменьшения  $\tau$ , а одновременное уменьшение  $\delta$  (увеличение  $\frac{k}{\delta}$ ) — путем изменения одного из пределов интегрирования. Действительно, если установить режим работы ключа  $K_1$  таким, чтобы его размыкание происходило в момент времени  $t_3$  (см. рис. 2), то погрешность интегрирования  $\delta$  станет равной нулю. Значение  $t_3$  нетрудно определить из (2), положив  $u_{кт} = 0$ , т. е.

$$u_{кт} = u_{2км} \left(1 - 2e^{-\frac{4t_3 - T}{4\tau}} + e^{-\frac{T}{4\tau}} e^{-\frac{4t_3 - T}{4\tau}}\right) = 0, \quad (6)$$

откуда

$$t_3 = \frac{T}{4} - \tau \ln \frac{1}{2 - e^{-\frac{T}{4\tau}}} \quad (7)$$

При этом коэффициент передачи полезного сигнала  $k'$  может быть найден следующим образом:

$$k' = \frac{u'_{ct_3}}{u_{2cm}} = 1 - \frac{1}{2e^{\frac{T}{4\tau}} - 1}, \quad (8)$$

где  $u'_{ct_3}$  — напряжение полезного сигнала на интегрирующем конденсаторе в момент времени  $t_3$ , обусловленное синфазным интегрируемым напряжением  $u_{2c}$ . Так как  $t_3 \leq \frac{T}{2}$ , то  $k' \leq k$ . Однако, как видно из рис. 3, для всех значений  $\tau$  уменьшение коэффициента  $k'$  по сравнению с коэффициентом  $k$  невелико, тогда как погрешность интегрирования  $\delta$  уменьшается значительно. При заданной прямоугольной форме интегрируемого напряжения степень уменьшения  $\delta$  определяется степенью приближения реального момента размыкания  $t'_3$  ключа  $K_1$  к расчетному значению  $t_3$ . Если предположить, что реальный момент времени  $t'_3$  отличается от расчетного на величину  $\Delta t_3 = t'_3 - t_3$ , то при малых  $\Delta t_3$  погрешность интегрирования устройства можно вычислить следующим образом:

$$\delta' = \frac{\Delta t_3}{u_{2km}} \left[ \frac{\partial u'_k}{\partial t} \right]_{t=t_3}. \quad (9)$$

Из сравнения выражения для производной

$$\frac{\partial u'_k}{\partial t} = - \frac{u_{2km}}{\tau} \left( - 2e^{-\frac{4t-T}{4\tau}} + e^{-\frac{T}{4\tau}} e^{-\frac{4t-T}{4\tau}} \right)$$

с выражением (6) непосредственно следует, что

$$\left[ \frac{\partial u'_k}{\partial t} \right]_{t=t_3} = - \frac{u_{2km}}{\tau}. \quad (10)$$

Подставив (10) в (9), получим

$$\delta' = \frac{\Delta t_3}{\tau} = \delta t_3 \frac{t_3}{\tau}, \quad (11)$$

где  $\delta t_3 = \frac{\Delta t_3}{t_3}$  — относительная погрешность задания времени  $t_3$ .

На рис. 3 приведено графическое изображение  $k'$ ,  $\delta'$  и  $\frac{k'}{\delta'}$  при  $\delta t_3 = 0,02$ . В области больших коэффициентов передачи полезного сигнала ( $k \geq 0,5$ ) коэффициент  $k'$  незначительно меньше  $k$ , тогда как погрешность интегрирования  $\delta'$  примерно на порядок меньше, а отношение  $\frac{k'}{\delta'}$  на порядок больше соответствующих величин  $k$  и  $\frac{k}{\delta}$ . Таким образом, рассмотренный способ позволяет строить быстродействующие квадратурные детекторы, имеющие большой коэффициент передачи полезного сигнала при малой погрешности интегрирования, т. е. обеспечивающие большие значения отношения  $\frac{k'}{\delta'}$ .

Принципиальная схема быстродействующего квадратурного детектора [3], основанного на изменении предела интегрирования (момента размыкания ключа  $K_1$ ), приведена на рис. 4. Она отличается от схемы

известного детектора (см. рис. 1) наличием двух дополнительных блоков: дифференцирующей цепи ДЦ и реле времени РВ. Опорное напряжение с одного из парафазных выходов усилителя-ограничителя УО поступает на ключ  $K_2$ , а с другого — на дифференцирующую цепь ДЦ, вырабатывающую импульсы положительной и отрицательной полярностей в моменты перехода опорного напряжения через нулевое значение. С выхода цепи ДЦ импульсы положительной полярности подаются на реле времени РВ, обеспечивающее необходимую выдержку времени. В качестве простейшего реле времени можно использовать триггер с одним устойчивым состоянием, время нахождения которого в неустойчивом состоянии выбирается равным  $t_3 - t_1$ . Реле времени срабатывает в моменты поступления на его вход положительных импульсов и приводит к замыканию ключа  $K_1$  на время  $t_3 - t_1$ , позволяя выбрать момент размыкания этого ключа в соответствии с формулой (7), в то время как момент замыкания ключа остается неизменным.

Вторая возможность увеличения коэффициента передачи полезного сигнала при сохранении малой погрешности интегрирования заключается в скачкообразном увеличении постоянной времени интегрирующей цепи в момент времени  $t_2$  таким образом, чтобы при квадратуре сравниваемых напряжений  $u_1$  и  $u_2$  напряжение на интегрирующем конденсаторе в момент размыкания  $t_4$  ключа  $K_1$  равнялось нулю. Способ пояснен с помощью рис. 2, на котором  $u_k$  обозначает напряжение на интегрирующем конденсаторе в случае, когда в момент времени  $t_2$  постоянная времени интегрирующей цепи увеличена с  $\tau$  до  $\tau_1$ . Величина  $\tau_1$  выбирается из условия

$$u_k = u_{2km} \left( 1 - e^{-\frac{4t_1 - T}{4\tau_1}} \right) + u_{kt_2} e^{-\frac{4t_1 - T}{4\tau_1}} = 0,$$

откуда

$$\tau_1 = \frac{T}{4 \ln \left( 2 - e^{-\frac{T}{4\tau}} \right)}. \quad (12)$$

При увеличении постоянной времени перезаряд интегрирующего конденсатора на отрезке времени  $t_4 - t_2$  происходит медленнее (по кривой  $u_k$ , а не по  $u_k$ , как в предыдущем способе) и в момент размыкания  $t_4$  ключа  $K_1$  напряжение на интегрирующем конденсаторе оказывается равным нулю, т. е. погрешность интегрирования квадратурного интегрируемого напряжения компенсируется самим же интегрируемым напряжением.

В принципе момент изменения постоянной времени интегрирующей цепи, что нетрудно заметить из рис. 2, может принимать любое из значений, лежащих на отрезке времени  $t_3 - t_2$ , однако минимальная погрешность интегрирования при сравнительно простой технической реализации способа получается в том случае, когда момент переключения совпадает с моментом времени  $t_2$ .

Из (12) видно, что значение увеличенной постоянной времени  $\tau_1$  зависит от значений первоначальной постоянной времени  $\tau$  и периода сравниваемых напряжений  $T$ , но совершенно не зависит от амплитуды интегрируемого напряжения  $u_{2km}$ . Это позволяет при заданной форме интегрируемого напряжения, выбрав однажды постоянные времени  $\tau$  и  $\tau_1$ , сравнительно просто реализовать рассмотренный способ.

Схема быстродействующего детектора, реализующего второй способ, приведена на рис. 5. Она отличается от ранее рассмотренных наличием фазовращателя  $\Phi$ , обеспечивающего сдвиг входного напряжения

по фазе на угол  $90^\circ$ , и второго усилителя-ограничителя УО<sub>2</sub>, управляющего работой ключа К<sub>3</sub>. Детектор работает следующим образом.

В момент появления положительного напряжения на выходе усилителя-ограничителя УО<sub>1</sub> ключ К<sub>1</sub> замкнется (ключ К<sub>2</sub> разомкнется); так как в это время на выходе второго усилителя-ограничителя действует

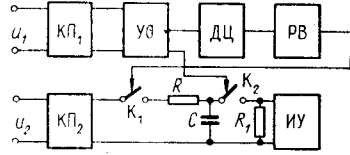


Рис. 4.

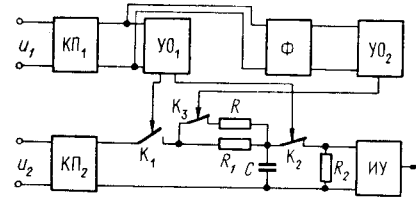


Рис. 5.

положительное напряжение, то ключ К<sub>3</sub> замкнут и интегрирующий конденсатор заряжается через сопротивления R и R<sub>1</sub>. При этом постоянная времени интегрирующей цепи будет определяться формулой

$$\tau = \frac{R R_1}{R + R_1} C.$$

В момент времени  $t_2$  на выходе УО<sub>2</sub> появляется отрицательное напряжение; ключ К<sub>3</sub> размыкается и постоянная времени интегрирующей цепи

увеличивается до значения  $\tau_1 = RC = T/4 \ln \left( 2 - e^{-\frac{T}{4\tau}} \right)$ . Если сравниваемые напряжения находятся в квадратуре, то к моменту  $t_4$  размыкания ключа К<sub>1</sub> напряжение на конденсаторе C оказывается равным нулю. Если фазовый сдвиг между напряжениями  $u_1$  и  $u_2$  отличен от  $90^\circ$ , то к моменту  $t_4$  на интегрирующем конденсаторе появится полезное напряжение, обусловленное синфазной с  $u_1$  составляющей  $u_2$ . В момент времени  $t_4$  ключ К<sub>1</sub> разомкнется, а ключ К<sub>2</sub> замкнется; конденсатор C начнет разряжаться через сопротивление R<sub>2</sub>, создавая на нем импульс напряжения. После усиления импульсным усилителем ИУ этот импульс используется для управления устройством установления квадратуры сравниваемых напряжений.

Теоретически второй способ позволяет так же, как и первый способ, полностью исключить погрешности интегрирования, обусловленную квадратурной составляющей интегрируемого напряжения. Практически же степень уменьшения погрешности интегрирования зависит от точности задания первоначальной постоянной времени и моментов замыкания и размыкания ключей К<sub>1</sub> — К<sub>3</sub>, от степени приближения формы волны интегрируемого напряжения к заданной прямоугольной, а также от степени соответствия реальной постоянной времени  $\tau_1$  расчетному значению  $\tau$ . Величина погрешности интегрирования  $\delta''$ , обусловленной неточным заданием постоянной времени  $\tau_1$ , может быть найдена следующим образом:

$$\delta'' = \frac{\Delta \tau_1}{u_{2\text{кн}}} \left[ \frac{\partial u_{\text{к}}''}{\partial \tau_1} \right] = -\delta \tau_1 \frac{T}{4\tau_1},$$

где  $\delta \tau_1 = \frac{\tau_1' - \tau_1}{\tau_1} = \frac{\Delta \tau_1}{\tau_1}$  — относительная погрешность задания постоянной времени  $\tau_1$ .

Коэффициент передачи полезного сигнала выражается формулой

$$k'' = \left(1 - e^{-\frac{T}{4\tau}}\right) e^{-\frac{T}{4\tau_1}} + \left(1 - e^{-\frac{T}{4\tau_1}}\right) = 1 - \frac{1}{2e^{\frac{T}{4\tau}} - 1}. \quad (13)$$

Выражение (13) идентично выражению (8), т. е.  $k'' = k'$ . Графические изображения зависимостей  $\delta''$  и  $\frac{k''}{\delta''}$ , вычисленных при  $\delta\tau_1 = 0,02$ , приведены на рис. 3. Из рис. 3 видно, что в области больших коэффициентов передачи полезного сигнала ( $k \geq 0,5$ ) погрешность интегрирования предложенных детекторов во много раз меньше погрешности интегрирования известного детектора:  $\delta'$  меньше  $\delta$  в 8—14 раз, а  $\delta''$  меньше  $\delta$  в 20—70 раз. Так как коэффициенты  $k'$  и  $k''$  разработанных детекторов значительно меньше коэффициента известного детектора (отличаются меньше чем на 10%), то отношения  $\frac{k'}{\delta'}$  и  $\frac{k''}{\delta''}$  в разработанных детекторах также возрастают приблизительно в 8—70 раз. Сравнение кривых  $\frac{k'}{\delta'}$  и  $\frac{k''}{\delta''}$  с  $\frac{k}{\delta}$  показывает, что наибольший выигрыш в соотношении полезного и паразитного сигналов первый способ дает при  $\frac{2\tau}{T} = 0,3$  ( $\tau = 1,5 T$ ), а второй способ — при  $\frac{2\tau}{T} = 0,1$  ( $\tau = 0,5 T$ ).

Сравнение кривых  $\delta'$  и  $\delta''$  показывает, что при одинаковых погрешностях задания  $t_3$  и  $\tau_1$  отношение  $\frac{\delta'}{\delta''}$  (по мере уменьшения  $\frac{2\tau}{T}$  от 1,5 до 0,1) увеличивается от 2 до 8. Поскольку  $k' = k''$ , то  $\frac{k''}{\delta''}$  увеличивается по сравнению с  $\frac{k'}{\delta'}$  тоже в 2—8 раз. Следовательно, второй способ эффективнее первого. Кроме того, он пригоден для построения детекторов, предназначенных для работы в непрерывной полосе частот.

В заключение следует отметить, что рассмотренные способы уменьшения погрешности интегрирования могут быть использованы не только при прямоугольной форме интегрируемого сигнала, но и при другой заданной форме периодического интегрируемого сигнала, например при синусоидальной. В последнем случае формулы для вычисления значений  $t_3$  и  $\tau_1$  будут другими, но, как и для прямоугольной формы волны, они не будут зависеть от амплитуды интегрируемого сигнала. Значения  $t_3$  и  $\tau_1$  для реальных детекторов нетрудно найти и экспериментально. Для этого достаточно подать на интегрирующий вход детектора квадратный сигнал и изменением выдержки времени реле РВ (см. рис. 4) или сопротивления резистора  $R_1$  (см. рис. 5) добиться, чтобы выходной сигнал детектора был минимальным.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ф. Б. Грицевич. Автоматические мосты переменного тока. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1964.
2. С. М. Казаков, Г. Н. Мантуш, В. Н. Сумительнов. О построении быстродействующих фазочувствительных детекторов на диапазон частот.— Автметрия, 1970, № 3.
3. М. А. Лхаматъев. Быстродействующий квадратурный детектор. Авторское свидетельство № 230976.— ОИПОТЗ, 1969, № 35.

Поступила в редакцию  
2 января 1970 г.