

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. Н. Евланов, Р. Р. Харченко. Линейные измерительные преобразователи напряжения в частоту и длительность импульсов.— *Автометрия*, 1966, № 1.
2. Л. К. Золотков. Способ измерения напряжений с корректированием границ интегрирования. Авторское свидетельство № 235199.— *ИПОТЗ*, 1969, № 5.
3. Патент США 3094875, кл. 73—359, 25/VII 1963 г.

*Поступило в редакцию  
15 августа 1968 г.,  
окончательный вариант —  
23 декабря 1968 г.*

**У. Н. ТАММ, [Р. Р. ХАРЧЕНКО]**

(Москва)

### ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ДЕТЕКТОРА ДЕЙСТВУЮЩИХ ЗНАЧЕНИЙ СО СКОЛЬЗЯЩИМ СМЕЩЕНИЕМ ОТ ФОРМЫ КРИВОЙ ИЗМЕРЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Детектор действующих значений со скользящим смещением и линейно-сегментной аппроксимацией вольт-амперной характеристики находит применение в технике измерений несинусоидальных переменных напряжений [1—3]. Преимуществом названного типа детектора является наличие у него функции преобразования, близкой к линейной.

Одна из возможных схем детектора со скользящим смещением приводится на рис. 1. Диоды  $D_5—D_6$  в схеме рис. 1 образуют двухполупериодный выпрямитель\*. Сопротивление  $R_0$ , делители напряжения  $R_{i1}—R_{i2}$  ( $i=1, 2, 3, 4$ ) и соответствующие диоды  $D_i$  составляют квадривирующую цепочку. Вольт-амперная характеристика последней совместно с выпрямителем приближается к параболе

$$i = \frac{S}{U_0} u^2 - g U_0, \quad (1)$$

где  $i$ — мгновенное значение выходного тока квадривирующей цепочки;  $U_0$ — выходное напряжение детектора;  $u$ — мгновенное значение входного напряжения схемы;  $S$  и  $g$ — постоянные, имеющие размерность проводимости.

Заметим, что в схеме рис. 1 выходное напряжение  $U_0$  выполняет роль напряжения смещения диодов квадривирующей цепочки ( $D_1—D_4$ ). Очевидно, что при изменении действующего значения входного напряжения детектора  $u$  изменяется величина смещения  $U_0$ . Поэтому данный тип детектора получил название детектора со скользящим смещением.

Аппроксимация параболы (1) осуществляется благодаря тому, что по мере увеличения выходного напряжения выпрямителя (диоды  $D_5—D_6$ )

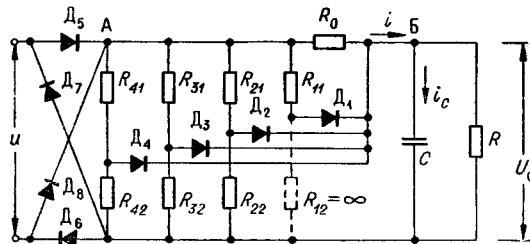


Рис. 1.

\* Двухполупериодное детектирование необходимо при измерении действующего значения несимметричных переменных напряжений, энергии полувольт которых не равны.

отпирается все большее число диодов квадривирующей цепочки ( $D_1 - D_4$ ), т. е. уменьшается эквивалентное сопротивление между точками А и Б схемы рис. 1.

Роль емкости  $C$  в схеме детектора сводится к созданию низкоомной ветви для переменной составляющей тока  $i$ . Постоянная составляющая этого тока протекает через сопротивление нагрузки  $R$ , образуя на нем напряжение  $U_0$ . В стационарном режиме и при достаточно большом значении постоянной времени  $RC$  пульсации напряжения  $U_0$  оказываются пренебрежимо малыми. В таком случае и при точном соблюдении (1) зависимость между  $U_0$  и действующим значением  $U$  входного напряжения детектора оказывается линейной:

$$U_0 = \sqrt{\frac{SR}{1 + gR}} U. \quad (2)$$

Действующее значение  $U$  переменного напряжения, как известно, определяется алгоритмом

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}, \quad (3)$$

где  $T$  — интервал усреднения;  $t$  — текущее время;  $u(t)$  — мгновенное значение напряжения.

Выражение (2), представляющее собой функцию преобразования идеализированного\* детектора рассматриваемого вида, выводится из условия наличия одного и того же заряда на емкости  $C$  в начале и в конце интервала усреднения  $T$ :

$$\int_0^T i_C dt = 0, \quad (4)$$

где  $i_C$  — ток заряда емкости  $C$  в схеме рис. 1. На основе очевидного равенства  $i_C = i - U_0/R$  и выражения (1) уравнение (4) преобразуется так:

$$\int_0^T \left( \frac{S}{U_0} u^2 - U_0 g - \frac{U_0}{R} \right) dt = 0. \quad (4a)$$

Предполагая  $U_0 = \text{const}$ , т. е. пренебрегая пульсациями последнего, из уравнения (4a) легко вывести (2).

В области «средних» частот, где можно пренебрегать как пульсациями  $U_0$ , так и паразитными емкостями реальной схемы, отклонения функции преобразования реального детектора от линейной (2) возникают по следующим двум причинам. Во-первых, неточная аппроксимация параболы (1) приводит к неточному выполнению алгоритма (3). На практике это проявляется как погрешность от формы кривой измеряемого напряжения\*\*. Во-вторых, нелинейность прямой ветви вольт-амперной характеристики диодов обуславливает зависимость параметров  $S$  и  $g$  от величины выходного напряжения детектора  $U_0$ . На практике это проявляется как нелинейность функции преобразования детектора при фиксированной форме кривой входного переменного напряжения.

В известных работах, посвященных исследованию свойств детектора со скользящим смещением [1—4], аппроксимируемая парабола описывается выражением (1), в котором  $g=0$ . Проведенные авторами исследования позволяют сделать вывод, что в реальных схемах аппроксимация параболы (1) получается лучше при  $g>0$ , чем при  $g=0$ .

Ввиду нелинейности диодов теоретический анализ названных погрешностей является весьма трудным. Разработчикам приходится прибегать к их экспериментальному определению. Заметим, что при разработке детектора целесообразно исследование последнего проводить на постоянном токе, так как заранее неизвестно, при каких формах кривой напряжения могут возникнуть наибольшие погрешности одного или другого знака. По снятой на постоянном токе вольт-амперной характеристике можно судить о зависимости максимально возможной погрешности детектора от формы кривой.

\* Идеализация заключается главным образом в предположении точного выполнения зависимости (1). Пульсации  $U_0$  и пр. имеют, как правило, меньшее значение.

\*\* Указанная погрешность выражается, как обычно, вариацией выходного напряжения детектора от изменения формы кривой входного переменного напряжения при постоянном действующем значении последнего.

вой напряжения при измерении переменных напряжений. Ниже будет показано, как это можно сделать.

Схема снятия вольт-амперной характеристики детектора на постоянном токе показана на рис. 2. Описание такой схемы в литературе авторам неизвестно. Схема рис. 2 содержит регулируемые источники постоянного напряжения  $u$  и  $U'_0$ , измеритель входного напряжения, исследуемый детектор с отключенной цепочкой  $RC$  (см. рис. 1), образцовое регулируемое сопротивление  $R_n$  и потенциометр постоянного тока (ППТ). Вольт-амперная характеристика детектора снимается при фиксированном значении  $U$ . Поэтому в схеме рис. 2 следует обеспечить  $U'_0 + iR_n = \text{const}$ . При больших значениях  $U_0$  целесообразно иметь  $iR_n \ll U'_0$ ; в этом случае можно считать, что  $U'_0 = U_0$ . При малых значениях  $U_0$  и  $u > U_0$  проще выбрать  $U'_0 = 0$ .

Вольт-амперная характеристика рассматриваемого детектора при  $U_0 = \text{const}$ , как правило, имеет вид изображенный на рис. 3, а. Она содержит начальный практически горизонтальный участок, соответствующий закрытому состоянию диодов  $D_5 - D_8$  схемы рис. 1 (при  $R_0 < \infty$ ) или закрытому состоянию диода  $D_1$  (при  $R_0 = \infty$ ). Далее характеристика вписывается в область, ограниченную двумя параболой 1 и 2 (см. рис. 3, а, б).

Допустим, что для всех точек снятой на постоянном токе вольт-амперной характеристики выполняется условие

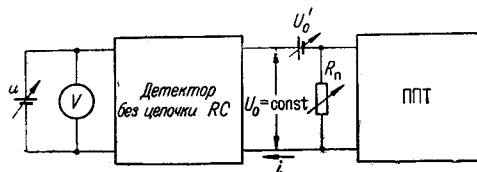


Рис. 2.

$$S_1 \frac{U^2}{U_0} - g_1 U_0 < i < \begin{cases} S_2 \frac{u^2}{U_0} - g_2 U_0 & \text{при } |u| > u_2; \\ (S_2 a_2^2 - g_2) U_0 & \text{при } |u| \leq u_2, \end{cases} \quad (5)$$

где  $a_2 = u_2/U_0$  (см. рис. 3, б). Индексы 1 и 2 относятся соответственно к параболам 1 и 2. Значения  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $g_1$  и  $g_2$  находим из кривых

$$\lg(i + \psi) = f(\lg u), \quad (6)$$

где  $i$  и  $u$  — координаты точек экспериментально снятой характеристики, а  $\psi$  — варьируемая постоянная. Очевидно, что  $\psi = g_2 U_0$ , когда по крайней мере две точки кривой (6) находятся на некоторой прямой  $y = 2 \lg u + b_2$ , а все остальные точки ниже ее [не считая начальную горизонтальную часть (6)]. Здесь символ  $y$  введен для обозначения ординат последней прямой. Величина  $S_2$  легко определяется из  $b_2$ . Аналогично находим  $g_1$  и  $S_1$ . В том случае, когда и начальная горизонтальная часть характеристики располагается ниже параболы 2 (см. рис. 3), следует принять  $a_2 = 0$ .

Теперь можно вывести формулу для оценки погрешности рассматриваемого детектора от формы кривой напряжения.

Обратимся к уравнению (4). Вместо истинного значения зарядного тока конденсатора  $i_C$  подставим в него величину  $i'' = U_0/R \gg i_C$ , где  $i''$  — ток, величина которого определяется верхней границей области, в которую вписывается вольт-амперная характеристика детектора при данном  $U_0$ . Используя неравенства (5), получим

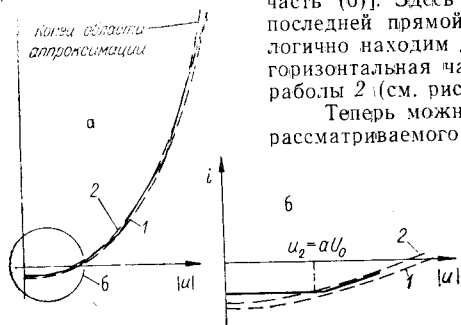


Рис. 3.

$$\int_{|u| > a_2 U_0} \left( \frac{S_2}{U_0} u^2 - g_2 U_0 \right) dt + \int_{|u| < a_2 U_0} (S_2 a_2^2 - g_2) U_0 dt - \int_0^T \frac{U_0}{R} dt \geq 0. \quad (7)$$

Первые два интеграла в выражении (7) распространяются на те промежутки времени  $t$  в интервале усреднения  $T$ , в течение которых выполняются указанные при них соотношения напряжений. Очевидно, что

$$\int_{|u| > a_2 U_0} u^2 dt = \int_0^T u^2 dt - \int_{|u| \leq a_2 U_0} u^2 dt; \quad (7a)$$

$$\int_{|u| > a_2 U_0} dt + \int_{|u| \leq a_2 U_0} dt = T. \quad (7b)$$

Учитывая (7a), (7b), (3) и пренебрегая, как и раньше, пульсациями  $U_0$ , выражение (7) можно преобразовать следующим образом:

$$U_0^2 \left[ 1 + g_2 R - S_2 R a_2^2 \frac{t_0}{T} + \frac{S_2 R}{T} \int_{|u| \leq a_2 U_0} \frac{u^2}{U_0^2} dt \right] \leq S_2 R U^2, \quad (8)$$

где  $t_0$  — суммарное время, на которое распространяется интеграл в выражении (8). Легко убедиться, что

$$a_2^2 \frac{t_0}{T} \geq \frac{1}{T} \int_{|u| \leq a_2 U_0} \frac{u^2}{U_0^2} dt. \quad (9)$$

Действительно, интеграл в выражении (9) распространяется на время  $t_0$ , в течение которого выполняется условие  $|u| \leq a_2 U_0$ . В предельном случае правая часть неравенства (9) равна нулю, а левая имеет максимальное значение. Это возможно при детектировании прямоугольных импульсов с максимально допустимым для данного детектора коэффициентом амплитуды  $K_{a \max}$ . Несложно показать, что тогда

$$\frac{t_0}{T} = 1 - \frac{1}{K_{a \max}^2}.$$

На основе изложенного выше приходим к правой части приведенного ниже неравенства (10). Проводя аналогичные выкладки для параболы 1 на рис. 3, получим левую часть этого же неравенства.

Итак, при детектировании с помощью детектора вида (5) напряжений произвольной формы кривой справедливо

$$U_0 \sqrt{\frac{1 + g_1 R}{S_1 R}} \geq U \geq U_0 \sqrt{\frac{1 + g_2 R}{S_2 R} - a_2^2 \left( 1 - \frac{1}{K_{a \max}^2} \right)}, \quad (10)$$

где  $U$  — действующее значение измеряемого напряжения. Следовательно, данному  $U_0$  можно ставить в соответствие паспортное значение действующего значения напряжения  $U_n$ , равное  $U_n = 0,5 (U_1 + U_2)$ , где  $U_1$  и  $U_2$  соответственно значения левой и правой части неравенства (10). Погрешность же формы кривой напряжения  $\delta$  при этом не будет превышать

$$|\delta| \leq \delta_{\max} = \frac{U_n - U_2}{U_2} \approx \frac{U_1 - U_2}{U_1 + U_2}.$$

Снятие вольт-амперной характеристики детектора при различных значениях  $U_0$  (а также при различных температурах) и последующее определение  $U_n$  и  $\delta_{\max}$  позволяет дать достаточно полную характеристику точностных свойств детектора в области «средних» частот.

Дополнительная погрешность рассматриваемого детектора в области низких частот, обусловленная пульсациями напряжения  $U_0$ , рассматривается в работе [4].

#### ЛИТЕРАТУРА

1. C. G. Wahrmann. A True RMS Instrument.—Brüel & Kjaer Technical Review, 1958, № 3.
2. H. Bath. An RMS to Mean Converter.—Electronic Engineering, 1965, May, № 447.
3. E. Sonntag. Effektivwertmesser mit gestaffelt vorgespannten Dioden und gleitender Knickspannung.—Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, 1961, В. 70, № 3.
4. Л. И. Волгин. К вопросу определения методической погрешности линейного детектора эффективных значений со скользящим смещением.—Изв. АН ЭССР, серия физ.-матем. и техн. наук, 1963, № 2.

Поступило в редакцию  
11 сентября 1968 г.