

**РАСЧЕТ КОМПЕНСАЦИИ ЧАСТОТНОЙ ПОГРЕШНОСТИ  
ОДНОПОЛУПЕРИОДНЫХ СХЕМ ПО МЕТОДУ  
УПРАВЛЯЕМЫХ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ Э. Д. С.  
КАК ЧАСТНЫЙ СЛУЧАЙ РАСЧЕТА  
НА ОСНОВЕ МЕТОДА ПРИПАСОВЫВАНИЯ**

Широкое распространение в измерительной технике получил разработанный Фельдкеллером и Кершбаумом [1] метод расчета выпрямительных схем, известный в отечественной литературе под названием метода управляемых эквивалентных э. д. с. [2].

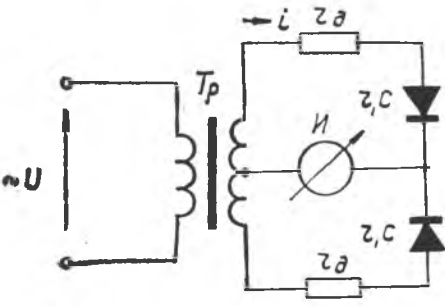


Рис. 1. Двухполупериодная схема вольтметра

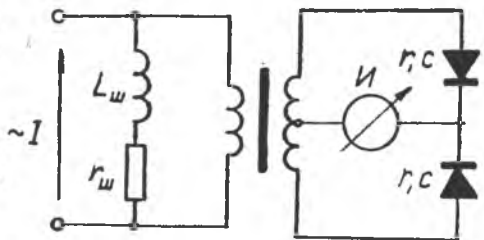


Рис. 2. Двухполупериодная схема амперметра

Впервые метод управляемых эквивалентных э. д. с. для расчета измерительных выпрямительных схем с квадратической вольт-амперной характеристикой вентиля применил, по-видимому, Каден [3]. На рис. 1 и 2 изображены рассмотренные им схемы вольтметра и амперметра. Пренебрегая сопротивлением измерителя  $I$ , Каден осуществляет переход от двухполупериодных схем выпрямления к эквивалентным однополупериодным. Так, на рис. 3 приведена эквивалентная расчетная схема вольтметра, где  $L_p$  — индуктивность рассеивания трансформатора;  $C$  — собственная емкость

вентиля;  $E$  — источник управляемой постоянной э. д. с.,  $I_m$  — амплитудное значение переменного тока, протекающего по нелинейному элементу;  $r_B = \left. \frac{du}{di} \right|_{i=0}$  — дифференциальное сопротивление вентиля при нулевом токе;

$$f''(0) = \left. \frac{dr_B}{di} \right|_{i=0}$$

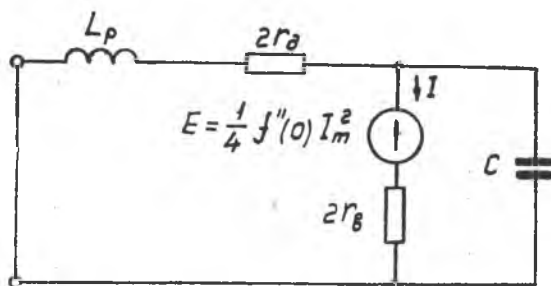


Рис. 3. Расчетная схема вольтметра

$L_p$  определяется по известной Т-образной схеме замещения трансформатора без учета ветви намагничивания (рассматривается случай низких частот).

Для схемы на рис. 3

$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{\left[ 2(r_d + r_B) - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2 \omega_2 L_p \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2 (2r_d + \omega_2 L_p)^2}}$$

Отсюда постоянная управляемая э. д. с.

$$E = \frac{1}{4} f''(0) \frac{U_m^2}{\left[ 2(r_d + r_B) - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2 \omega_2 L_p \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2 (2r_d + \omega_2 L_p)^2} \quad (1)$$

Здесь

$$\omega_2 = \frac{1}{r_B C}$$

Постоянная составляющая тока через вентиль пропорциональна  $E$ , поэтому частотная погрешность схемы может быть определена по формуле

$$\Delta_f = \frac{E(\omega) - E(0)}{E(0)}$$

или, учитывая (1),

$$\Delta_f \simeq \frac{4\omega_2 L_p (r_d + r_B) - (2r_d + \omega_2 L_p)^2}{4(r_d + r_B)^2} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2, \quad (2)$$

откуда условие отсутствия частотной погрешности принимает вид

$$4\omega_2 L_p (r_a + r_b) = (2r_a + \omega_2 L_p)^2. \quad (3)$$

Решая (3) относительно  $\omega_2 L_p$ , Каден получает, что для компенсации частотной погрешности схемы рис. 1 необходимо  $\omega_2 L_p$  выбирать из следующего условия:

$$\omega_2 L_p = 2r_a \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{r_a}{r_b}\right)^2} \right], \quad (4)$$

а для соответствующей однополупериодной схемы

$$\omega_2 L_p = r_b \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{r_a}{r_b}\right)^2} \right]. \quad (5)$$

Аналогичным образом Каден получает для амперметра по схеме двухполупериодного (рис. 2) и однополупериодного выпрямления

$$\frac{\omega_2 L_{ш}}{2r_b} = \frac{\left(\frac{r_{ш}}{2r_b}\right)^2}{1 + \frac{r_{ш}}{r_b}} \cdot \left[ \sqrt{2\left(1 + \frac{r_{ш}}{2r_b}\right)} - 1 \right]^*, \quad (6)$$

$$\frac{\omega_2 L_{ш}}{2r_b} = \frac{\left(\frac{r_{ш}}{r_b}\right)^2}{1 + 2\frac{r_{ш}}{r_b}} \cdot \left[ \sqrt{2\left(1 + \frac{r_{ш}}{r_b}\right)} - 1 \right] \quad (7)$$

соответственно.

В эквивалентной схеме трансформатора у амперметра не учитывается индуктивность рассеивания обмоток, так как предполагается, что первичная и вторичная обмотки трансформатора намотаны в два провода при коэффициенте трансформации 1:1.

Метод управляемых эквивалентных э. д. с., примененный Каденом, пригоден лишь для анализа квазилинейных выпрямительных схем. Именно в этом случае переменная составляющая

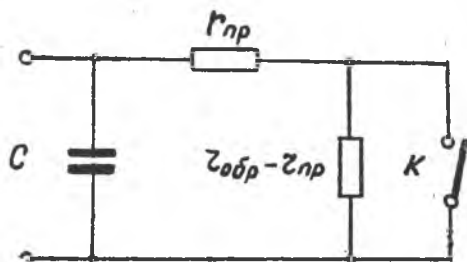


Рис. 4. Схема замещения вентиля

тока в вентиле почти не будет зависеть от нелинейности его характеристики до тех пор, пока приложенное к нелинейному элементу — вентилю напряжение будет достаточно малым, поскольку при

\* Этот результат, несколько отличается от приведенного в [3].

весьма малых напряжениях прямое и обратное сопротивление вентиля близки по величине. По этой причине метод управляемых эквивалентных э. д. с. не может быть распространен для анализа существенно нелинейных цепей.

В связи с этим представляет определенный интерес проанализировать по частотной погрешности рассмотренные выше схемы методом приспособивания, который, как известно, свободен от изложенного недостатка и может быть применен для расчета как схем со слабо выраженной нелинейностью характеристик элементов, так и для существенно нелинейных цепей. Воспользуемся для этой цели общей методикой анализа частотной

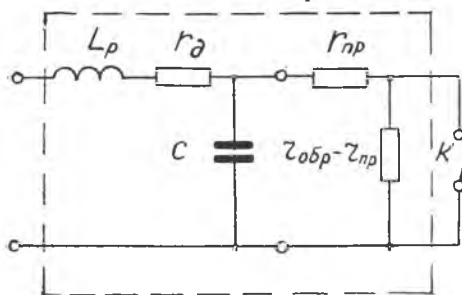


Рис. 5. Схема замещения вольтметра.

погрешности однополупериодных схем с малыми реактивными элементами (4), используя то обстоятельство, что при пренебрежении сопротивлением измерителя И (рис. 1) контуры на выходной стороне трансформатора не оказывают влияния друг на друга.

Заменяя вентиль схемой, содержащей ключ  $K$  (рис. 4), и представляя анализируемую схему в виде четырехполюсника с ключом на выходе (рис. 5), определим полную частотную погрешность:  $\Delta_f$  в виде полусуммы погрешностей для открытого и закрытого состояний схемы [4].

$$\Delta_f = \frac{1}{2} (\Delta_g + \Delta_k), \quad (8)$$

где

$$\Delta_g = \frac{|G(j\omega)|}{G(0)} - 1,$$

$$\Delta_k = \frac{|K(j\omega)|}{K(0)} - 1. \quad (9)$$

Причем  $\Delta_g$  — относительное изменение взаимной проводимости между входной и выходной ветвью четырехполюсника при замкнутом ключе,  $\Delta_k$  — относительное изменение коэффициента передачи четырехполюсника по напряжению при запертом вентиле (ключ разомкнут).

Для схемы рис. 5 соответственно при замкнутом и разомкнутом ключе

$$G(j\omega) = \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_r}}{(r_{пр} + r_d) \left[ 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_r} \right)^2 \frac{\omega_r L_p}{r_{пр} + r_d} + i \left( \frac{\omega}{\omega_r} \right) \frac{r_d + \omega_r L_p}{r_{пр} + r_d} \right]},$$

$$K(j\omega) = \frac{\frac{Kr_{np}}{Kr_{np} + r_d}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \frac{K\omega_r L_p}{Kr_{np} + r_d} + i\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right) \frac{Kr_d + \omega_r L_p}{Kr_{np} + r_d}}$$

Здесь  $\omega_r = \frac{1}{r_{np}C}$ ,  $K = \frac{r_{обп}}{r_{np}}$  — коэффициент выпрямления,  
 $r_{np}$  — прямое и  
 $r_{обп}$  — обратное сопротивление вентиля.

Следовательно,

$$\begin{aligned} \frac{|G(j\omega)|}{G(0)} &= \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \frac{\omega_r L_p}{r_{np} + r_d}\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \left(\frac{r_d + \omega_r L_p}{r_{np} + r_d}\right)^2}} \approx \\ &\approx 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \frac{\omega_r L_p}{r_{np} + r_d} - \frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \left(\frac{r_d + \omega_r L_p}{r_{np} + r_d}\right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 + \dots, \\ \frac{|K(j\omega)|}{K(0)} &= \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \frac{K\omega_r L_p}{Kr_{np} + r_d}\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \left(\frac{Kr_d + \omega_r L_p}{Kr_{np} + r_d}\right)^2}} \approx \\ &\approx 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \frac{K\omega_r L_p}{Kr_{np} + r_d} - \frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \left(\frac{Kr_d + \omega_r L_p}{Kr_{np} + r_d}\right)^2 + \dots \end{aligned}$$

Откуда, подставляя вместо  $\frac{|G(j\omega)|}{G(0)}$  и  $\frac{|K(j\omega)|}{K(0)}$  их значения в (8) и (9), имеем

$$\Delta_g = \frac{(2\omega_r L_p + r_{np} + r_d)(r_{np} + r_d) - (r_d + \omega_r L_p)^2}{2(r_{np} + r_d)^2} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 + \dots, \quad (10)$$

$$\Delta_K = \frac{2K\omega_r L_p(Kr_{np} + r_d) - (Kr_d + \omega_r L_p)^2}{2(Kr_{np} + r_d)^2} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 + \dots \quad (11)$$

Приравнявая в (10) и (11) к нулю числители дробей, получаем для рассматриваемой схемы два условия компенсации частотной погрешности вместо одного у Кадена.

$$(2\omega_r L_p + r_{np} + r_d)(r_{np} + r_d) = (r_d + \omega_r L_p)^2, \quad (12)$$

$$2K\omega_r L_p(Kr_{np} + r_d) = (Kr_d + \omega_r L_p)^2 \quad (13)$$

или, решая (13) и (12) относительно  $\omega_r L_p$ ,

$$(\omega_r L_p)_{1,2} = K^2 r_{np} \left(1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{r_d}{Kr_{np}}\right)^2}\right), \quad (14)$$

$$(\omega_r L_p)_3 = r_{np} \left(1 + \sqrt{2 \left(1 + \frac{r_d}{r_{np}}\right)}\right). \quad (15)$$

Как видно, условие компенсации (14), полученное на основании анализа схемы при запорном вентиле, является общим по сравнению с (5); а именно: (14) совпадает с (5), если только коэффициент выпрямления  $K = \frac{I_{np}}{I_{обп}} = 1$ .

Разумеется, при  $K=1$  надо принять  $r_{np} = r_w$ .

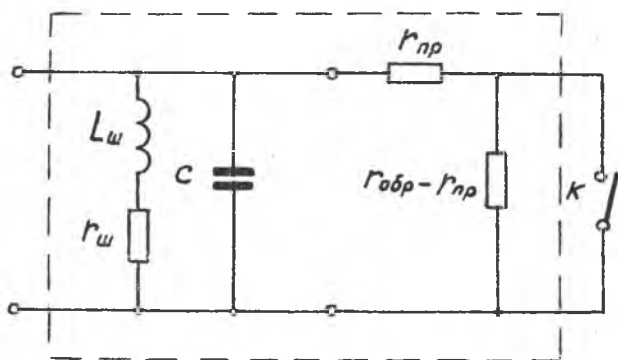


Рис. 6. Схема замещения амперметра

Условие компенсации частотной погрешности (15) получено в результате анализа схемы для открытого состояния вентиля и дополняет (14).

Поскольку частотная погрешность при открытом и закрытом состоянии вентиля неодинакова, то, удовлетворяя (в зависимости от величины параметров схемы) одному из двух условий компенсации, можно расширить частотный диапазон рассмотренной схемы.

Схема на рис. 2 может быть рассчитана аналогичным образом. Расчетная схема замещения амперметра при тех же предпосылках, что и у Кадена, приведена на рис. 6. Для нее

$$K(j\omega) = K(0) = 1,$$

$$\frac{|G(j\omega)|}{G(0)} = \frac{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \frac{\omega_r L_w}{r_{np} + r_w}\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \left(\frac{r_w + \omega_r L_w}{r_{np} + r_w}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \left(\frac{\omega_r L_w}{r_w}\right)^2}}$$

Можно показать, что в этом случае

$$\Delta_f = \frac{1}{2} \Delta_g \approx -\frac{1}{4} \left[ \frac{2\omega_r L_w}{r_{np} + r_w} + \left(\frac{\omega_r L_w}{r_w}\right)^2 - \left(\frac{r_w + \omega_r L_w}{r_{np} + r_w}\right)^2 \right] \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2, \quad (16)$$

а условие по компенсации частотной погрешности

$$\frac{\omega_r L_{ш}}{r_{пр}} = \frac{\left(\frac{r_{ш}}{r_{пр}}\right)^2}{1 + 2\frac{r_{ш}}{r_{пр}}} \cdot \left[ \sqrt{2\left(1 + \frac{r_{ш}}{r_{пр}}\right)} - 1 \right], \quad (17)$$

которое совпадает по форме с (7).

Таким образом, изложенное в целом позволяет утверждать, что расчет компенсации частотной погрешности по методу управляемых эквивалентных э. д. с. является частным случаем расчета на основе метода припасовывания.

Нетрудно убедиться также в том, что абсолютные величины частотных погрешностей при анализе рассмотренных схем по методу управляемых эквивалентных э. д. с. и по методу припасовывания существенно отличаются.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Reidkeller, H. Kerschbaum, Zur Theorie der Tonfrequenzmessgeräte mit Trockengleichrichtern, *Telegr. — und Fernspr. — Technik*, Jahrg. 19, 1930, S. 333—340.
2. К. Б. Карандеев, Полупроводниковые выпрямители в измерительной технике, изд-во АН УССР, К., 1954.
3. H. Kaden, Über die Frequenzverzerrung von Meßgeräten mit Trockengleichrichtern., *El. Nachricht. Techn.*, Bd. 9, H. 5 1932, S. 175—181.
4. Е. Н. Курилов, Л. А. Синицкий. Частотные зависимости выпрямительных схем, изд-во АН УССР, К., 1963.

