

## ДВУХПОЛЮСНИК С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

В. К. ЖУКОВ, И. Г. ЛЕЩЕНКО, А. В. ЕМЕЛЬЯНЕНКО

(Представлена научным семинаром  
кафедры информационно-измерительной техники)

Важной особенностью отрицательных сопротивлений, позволяющей использовать их в измерительной технике, является возможность нейтрализовать с их помощью активную составляющую комплексного сопротивления и тем самым повысить его эквивалентную добротность. Особенно эффективным при этом является тот случай, когда активная составляющая комплексного сопротивления значительно превышает реактивную и применение известных методов измерения комплексных сопротивлений не дает желаемого результата.

Представляет интерес применение управляемых отрицательных сопротивлений в электромагнитной дефектоскопии и структуроскопии для компенсации активных потерь как в самом датчике, так и в экране, что позволяет значительно увеличить чувствительность к полезному контролируемому параметру. Компенсация активных потерь двухполюсников может быть сведена к упрощенной схеме, когда параллельно сопротивлению потерь включается отрицательное сопротивление. Получающееся при этом эквивалентное активное сопротивление

$$R_э = \frac{RR_-}{R_- - R},$$

оказывается больше каждого из включенных и в пределе при полной компенсации равно  $\infty$ .

Из всех известных элементов [2, 3] с падающим участком вольтамперной характеристики наиболее подходящим, с энергетической точки зрения, динамического диапазона и возможности управления является усилитель, охваченный глубокой положительной обратной связью (ПОС). Входное сопротивление такого усилителя оказывается отрицательным (рис. 1) и равным

$$R_- = \frac{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{о.с.}}}{1 - k^*}. \quad (1)$$

Основным недостатком отрицательных сопротивлений на основе усилителей с ПОС является большая нестабильность

$$\frac{\Delta R_-}{R_-} = \frac{\Delta R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{\Delta k^*}{k^*} \cdot \frac{k^*}{1 - k^*}, \quad (2)$$



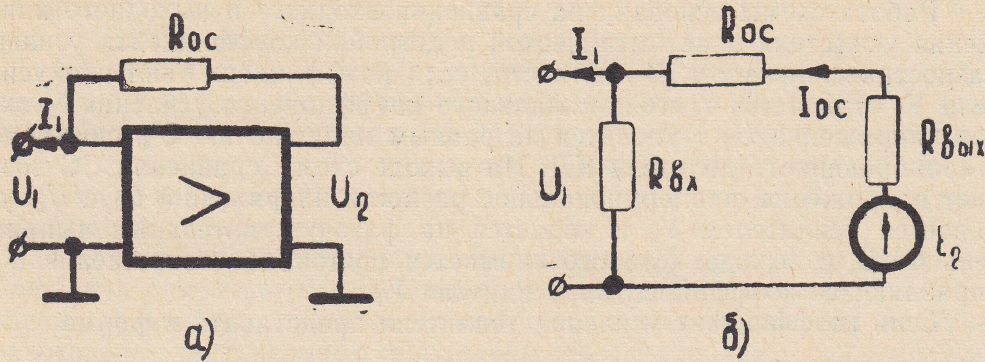


Рис. 1

что ограничивает возможность использовать их в измерительной технике. Особенно сильно нестабильность  $R$  — сказывается на величину  $R$

$$\frac{\Delta R_9}{R_9} = \frac{\Delta R_x}{R_x} \cdot \eta + \frac{\Delta R_-}{R_-} (1 - \eta), \quad (3)$$

где  $\eta = \frac{R_9}{R_x}$  — коэффициент регенерации.

Подставляя в (3) значение  $\frac{\Delta R_-}{R_-}$  из (2) и беря  $k \gg 1$ , получим выражение:

$$\frac{\Delta R_9}{R_9} = \frac{\Delta R_x}{R_x} \cdot \eta + \left( \frac{\Delta R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{\Delta k^*}{k^*} \right) (1 - \eta). \quad (4)$$

из которого следует, что нестабильность сопротивления, образованного параллельно включенными активными положительным и отрицательным сопротивлениями, увеличивается в  $(1 - \eta)$  раз.

Применение отрицательной обратной связи [1] не позволяет стабилизировать величину отрицательного сопротивления при заданном коэффициенте регенерации, так как она уменьшает глубину положительной обратной связи. Поэтому целесообразно рассмотреть другие способы стабилизации.

На рис. 2 показана одна из возможных схем стабилизированного двухполюсника с отрицательным сопротивлением.

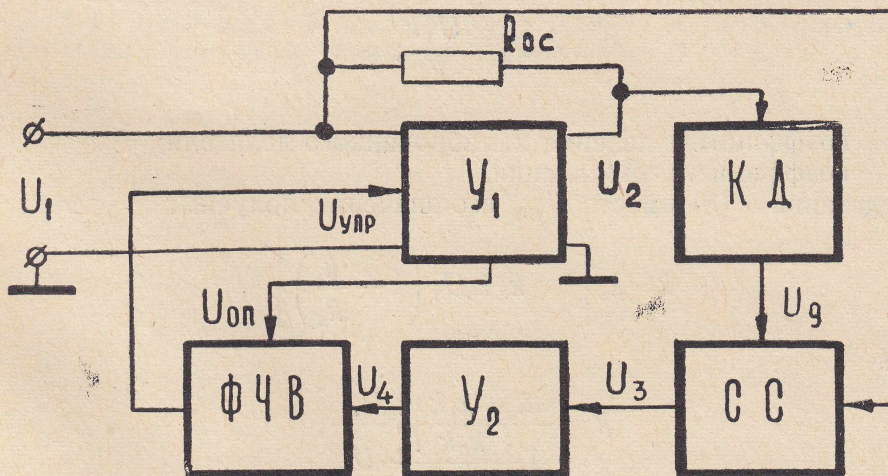


Рис. 2



Работа схемы основана на сравнении входного и выходного напряжения усилителя и автоматической подстройки коэффициента усиления разностным сигналом. В частности, если коэффициент усиления усилителя  $Y_1$  отличается от его номинального коэффициента усиления  $k_0$ , входное напряжение  $U_1$  становится не равным напряжению  $U_d$ , снимаемого с калиброванного делителя КД. На выходе схемы сравнения СС возникает напряжение, пропорциональное разности напряжений  $U_1$  и  $U_d$ , усиливается усилителем  $Y_2$  и подается на фазочувствительный выпрямитель ФЧВ, с выхода которого снимается постоянное напряжение  $U_{упр}$ , управляющее коэффициентом усилителя  $Y_1$ .

Если коэффициент усиления усилителя представить в форме

$$k = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_{oc} k^* + R_{вых}}{R_{oc} + R_{вых}}, \quad (5)$$

то выражения для неустойчивости  $R_-$  и  $R_9$  примут вид:

$$\frac{\Delta R_-}{R_-} = \frac{\Delta k}{1-k}; \quad (6)$$

$$\frac{\Delta R_9}{R_9} = \frac{\Delta R_x}{R_x} \cdot \eta + \frac{\Delta k}{1-k} (1-\eta), \quad (7)$$

Для определения неустойчивости коэффициента усиления  $k$  обозначим через

$k_0$  — коэффициент усиления усилителя  $Y_1$  без стабилизации;

$k_9 = k_1 k_2 k_3$  — эквивалентный коэффициент передачи,

где

$k_1$  — коэффициент передачи схемы сравнения;

$k_2$  — коэффициент усиления усилителя;

$k_3$  — коэффициент передачи ФЧВ.

Зависимость коэффициента усиления усилителя  $Y_1$  от  $U_{упр}$  можно выразить следующим образом:

$$k = k_0 (1 + k_y U_{упр}), \quad (8)$$

где

$$U_{упр} = (U_1 - U_d) k_9;$$

$$U_d = \frac{U_1 k}{k_d};$$

$k_d$  — коэффициент деления калиброванного делителя;

$k_y$  — коэффициент управления.

Подставив в (8) вместо  $U_{упр}$  его значение, получим:

$$k = k_0 \left[ 1 + k_y k_9 U_1 \left( 1 - \frac{k}{k_d} \right) \right], \quad (9)$$

Отсюда

$$k = \frac{k_0 + k_0 k_y k_9 U_1}{1 + \frac{k_0 k_y k_9}{k_d} U_1}; \quad (10)$$



$$\frac{\Delta k}{k} = \frac{\Delta k_0}{k_0} \left( \frac{1}{1 + \frac{k_0 k_y k_3}{k_d} \cdot U_1} \right). \quad (11)$$

Считая, что  $k \gg 1$

$$\frac{\Delta R_-}{R_-} = \frac{\Delta k_0}{k_0} \left( \frac{1}{1 + \frac{k_0 k_3 k_y}{k_d} \cdot U_1} \right); \quad (12)$$

$$\frac{\Delta R_3}{R_3} = \frac{\Delta R_x}{R_x} \cdot \eta + \frac{\Delta k_0}{k_0} \left( \frac{1 - \eta}{1 + \frac{k_0 k_3 k_y}{k_d} \cdot U_1} \right). \quad (13)$$

или

$$\frac{\Delta R_3}{R_3} = \frac{\Delta R_x}{R_x} \cdot \eta + \frac{\Delta k_0}{k_0} \frac{1 - \eta}{k_{ст}}, \quad (14)$$

где  $k_{ст} = 1 + \frac{k_0 k_3 k_y}{k_d} U_1$  — коэффициент стабилизации эквивалентен глубине отрицательной обратной связи  $(1 + k\beta)$ .

При выборе коэффициента деления делителя, равным номинальному коэффициенту передачи усилителя, получаем

$$k = k_0; \quad k_{ст} = 1 + k_3 k_y U_1, \quad (15)$$

откуда видно, что такая стабилизация не уменьшает глубины ПОС и в то же время увеличивает стабильность отрицательного сопротивления в  $(1 + k_3 k_y U_1)$  раз.

Если  $k_3 k_y U_1 \gg 1$ , то  $k_{ст} = k_3 k_y U_1$ .

В этом случае нестабильность эквивалентного сопротивления будет равна:

$$\frac{\Delta R_3}{R_3} = \frac{\Delta R_x}{R_x} \cdot \eta + \frac{\Delta k_0}{k_0} \frac{1 - \eta}{k_3 k_y \cdot U_1}. \quad (16)$$

Схема (рис. 2) может быть упрощена, если  $k_d$  брать несколько меньше или больше номинального коэффициента усиления усилителя  $k_0$ , а именно:

$$k_d = k_0 \left( 1 \pm \frac{\Delta k_0}{k_0} \max \right), \quad (17)$$

где  $\frac{\Delta k_0}{k_0} \max$  — максимальная нестабильность усиления усилителя  $U$ .

Это позволяет избавиться в схеме стабилизации от фазочувствительного выпрямителя и источника опорного напряжения.

Проведенный анализ показывает, что введение цепи стабилизации коэффициента передачи усилителя позволяет существенно увеличить стабильность отрицательного сопротивления.

Получающаяся при этом стабильность отрицательного сопротивления оказывается достаточной для применения двухполюсника в измерительных схемах.



## ЛИТЕРАТУРА

1. Gnrton. Стабилизированные отрицательные сопротивления, Electronics, 1945, July.
2. Б. М. Поливода, А. П. Насонов. Измеритель комплексного сопротивления с автокомпенсацией. Измерительная техника, № 7, 1969.
3. В. В. Коген-Далин, Б. А. Пашков. Отрицательное сопротивление для компенсации потерь в цепях переменного тока. Тр. МЭИ, вып. LVII, 1964.