

## О РЕГУЛИРОВКЕ АМПЛИТУДЫ СИГНАЛОВ ПРИ ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ

К. М. ШУЛЬЖЕНКО

(Представлено семинаром радиотехнического факультета)

При фазовых измерениях часто приходится сталкиваться с необходимостью регулировки амплитуды сигналов, фазовый сдвиг между которыми подлежит измерению. Основное требование, предъявляемое к регуляторам амплитуды, в данном случае состоит в поддержании постоянства фазового сдвига между напряжениями на входе и выходе регуляторов, а также равенства фазовых сдвигов, создаваемых ими в обоих каналах.

### Ступенчатая регулировка амплитуды сигналов

Широко используемые в измерительных приборах входные аттенюаторы [1, 2, 3] позволяют производить ступенчатую регулировку амплитуды сигнала в широком диапазоне частот без внесения частотно-фазовых искажений, если внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_i = 0$ . Конечные значения внутреннего сопротивления приводят к появлению фазового сдвига выходного напряжения  $U_2$  по отношению к входному напряжению  $U_1$ . Этот фазовый сдвиг будет зависеть от частоты. Для эквивалентной схемы аттенюатора (рис. 1) имеем:

$$\bar{U}_2 = \bar{U}_1 \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_2} + j\omega C_2 R_i + \frac{R_1(1 + j\omega C_2 R_2)}{R_2(1 + j\omega C_1 R_1)}}. \quad (1)$$

При  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  формула (1) примет вид:

$$\bar{U}_2 = \bar{U}_1 \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} + j\omega C_2 R_i}. \quad (2)$$

Фазовый сдвиг между напряжениями  $U_2$  и  $U_1$

$$\varphi = - \operatorname{arctg} \frac{\omega C_2 R_2}{1 + \frac{R_1 + R_2}{R_i}}. \quad (3)$$

Из (3) видим, что при  $R_i = 0$  фазовый сдвиг между  $U_2$  и  $U_1$  всегда будет равен нулю.

В реальных схемах  $R_i \neq 0$ , следовательно, всегда будет иметь место некоторое значение фазового сдвига между  $U_2$  и  $U_1$ . Максимальный фазовый сдвиг будет на верхней частоте заданного диапазона.

Если входные аттенюаторы обоих каналов вносят постоянные, т. е. не зависящие от коэффициентов деления и равные фазовые сдвиги, то ошибка в измерении сдвига фаз между двумя гармоническими сигналами будет исключена. На данной частоте постоянство фазового сдвига, создаваемого входным аттенюатором, будет обеспечено, если при регулировке амплитуды сохраняется постоянство суммы сопротивлений  $R_1 + R_2 = R_{2n-1} + R_{2n}$  и произведений  $R_1 C_1 = R_2 C_2 = R_n C_n$ . Следовательно, при расчете аттенюатора необходимо исходить из условия равенства не только постоянных времени обоих плеч делителя при данном положении переключателя, но также постоянных времени всех плеч аттенюатора. Например, для аттенюатора, приведенного на рис. 2, исходные условия для расчета будут:

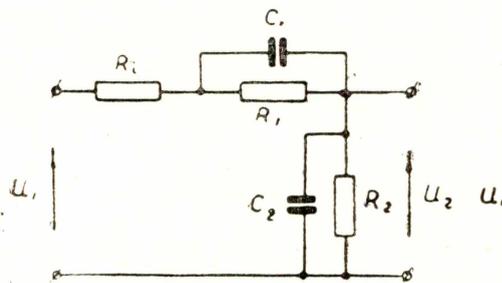


Рис. 1.

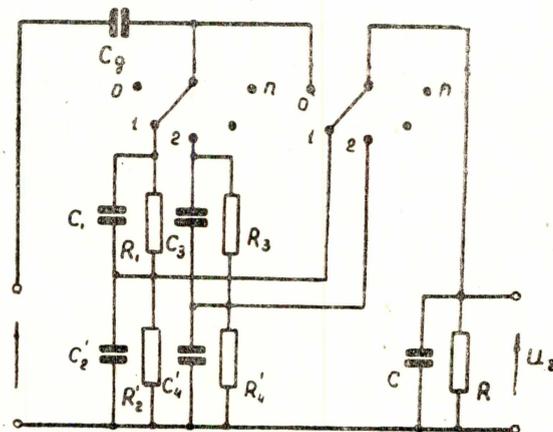


Рис. 2.

а) условие равенства постоянных времени всех плеч аттенюатора

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = R_3 C_3 = R_4 C_4 = \dots = R_n C_n = \dots RC, \quad (4)$$

где  $C_2 = C'_2 + C$  и  $C_4 = C'_4 + C$ ;

б) условие постоянства входного активного сопротивления

$$R_1 + R_2 = R_3 + R_4 = \dots = R_{2n-1} + R_{2n} = R, \quad (5)$$

где

$$R_2 = \frac{R'_2 \cdot R}{R'_2 + R} \quad \text{и} \quad R_4 = \frac{R'_4 \cdot R}{R'_4 + R}.$$

Исходя из заданных сопротивления и емкости нагрузки аттенюатора  $R$  и  $C$  и коэффициентов деления  $\kappa_1 = \frac{R_2}{R}$ ,  $\kappa_2 = \frac{R_4}{R}$ , ...  $\kappa_n = \frac{R_{2n}}{R}$ , определим все элементы аттенюатора, удовлетворяющие условиям (4) и (5).

Для плеч делителя при первом положении переключателя будем иметь:

$$R_1 = (1 - \kappa_1) R, \quad C_1 = \frac{C}{1 - \kappa_1},$$

$$R'_2 = \frac{\kappa_1 R}{1 - \kappa_1} \quad \text{и} \quad C'_2 = C \frac{1 - \kappa_1}{\kappa_1}.$$

Для делителя при втором положении переключателя:

$$R_3 = (1 - \kappa_2) R, \quad C_3 = \frac{C}{1 - \kappa_2},$$

$$R'_4 = \frac{\kappa_2 R}{1 - \kappa_2} \quad \text{и} \quad C'_4 = C \frac{1 - \kappa_2}{\kappa_2}.$$

Для делителя при  $n$ -ом положении переключателя:

$$R_{2n-1} = (1 - \kappa_n) R, \quad C_{2n-1} = \frac{C}{1 - \kappa_n},$$

$$R'_{2n} = \frac{\kappa_n R}{1 - \kappa_n} \quad \text{и} \quad C'_{2n} = C \frac{1 - \kappa_n}{\kappa_n}.$$

Выполнение условий (4) и (5) сохраняет постоянство входной емкости и входного активного сопротивления аттенюатора и обеспечивает независимость фазового сдвига от коэффициента деления аттенюатора, т. е. от положения переключателя. В зависимости от частоты фазовый сдвиг будет меняться, увеличиваясь с повышением частоты сигнала.

Равенство фазовых сдвигов входных аттенюаторов обоих каналов фазометрического устройства при измерениях фазового сдвига между сигналами одинаковой частоты практически может быть достигнуто при равенстве внутренних сопротивлений источников сигналов, фазовый сдвиг между которыми подлежит измерению. Последнее может быть обеспечено использованием трансформации внутреннего сопро-

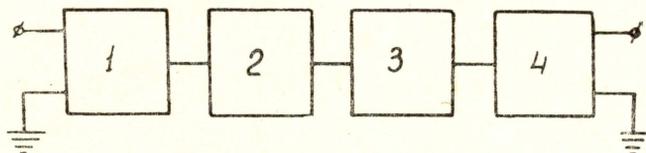


Рис. 3. Блок-схема входных цепей фазометрического устройства. 1—входной катодный повторитель, 2—аттенюатор, 3—второй катодный повторитель, 4—схема плавной регулировки амплитуды.

тивления источников сигналов с помощью катодных повторителей на входе обоих каналов фазометрического устройства. Аттенюаторы в этом случае подключаются на выходе входных катодных повторителей (рис. 3). Применение катодных повторителей на входе каналов позволяет получить достаточно большое входное сопротивление и малую входную емкость, необходимые для входных цепей любого измерительного устройства, в особенности фазометрического.

С целью уменьшения ошибки в измерении фазового сдвига за счет возможной неидентичности аттенюаторов желательно иметь  $R_i \ll R_1 + R_2$ , что можно выполнить, применив во входных катодных повторителях лампы с большой крутизной.

### Плавная регулировка амплитуды сигналов

Выполнение плавной регулировки напряжения сигналов в широком диапазоне частот без внесения фазового сдвига является весьма сложной задачей. Низкоомный потенциометр на выходе катодного повторителя (рис. 3) позволяет производить регулировку амплитуды сигналов в значительном диапазоне частот, если емкость нагрузки  $C_2$  (рис. 4), подключаемая к потенциометру плавной регулировки, ничтожно мала. Для уменьшения этой емкости на выходе плавной регулировки можно включить еще один катодный повторитель или каскад усиления с последовательной схемой отрицательной обратной связи.

Для уменьшения частотно-фазовых искажений плавной регулировки усиления (рис. 4) иногда подключается корректирующая емкость  $C_1 = C_2$ . Выходное напряжение в этой схеме при принятых на рис. 4 обозначениях определяется формулой (1), которая после преобразования может быть записана в виде

$$\bar{U}_2 = \bar{U}_1 \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_2} + \frac{R_1(1 + \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2)}{R_2(1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2)} + j\omega \left[ C_2 R_i + \frac{R_1}{R_2} (C_2 R_2 - C_1 R_1) \right]} \quad (6)$$

Фазовый сдвиг между  $\bar{U}_2$  и  $\bar{U}_1$ , определяемый из (6), будет:

$$\varphi = -\arctg \frac{\omega \left[ C_2 R_i + \frac{R_1}{R_2} (C_2 R_2 - C_1 R_1) \right]}{1 + \frac{R_i}{R_2} + \frac{R_1(1 + \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2)}{R_2(1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2)}} \quad (7)$$

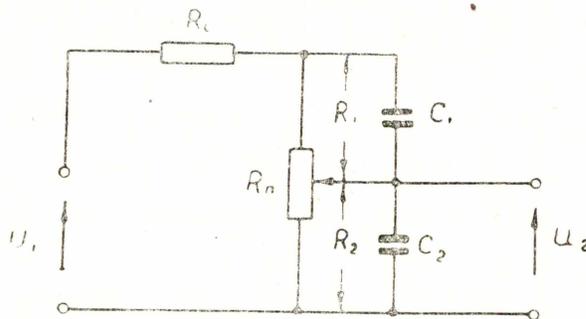


Рис. 4.

В среднем положении движка потенциометра, когда  $R_1 = R_2 = \frac{R_n}{2}$  при  $C_1 = C_2$ , фазовый сдвиг, создаваемый цепью плавной регулировки,

$$\varphi_{cp} = -\arctg \frac{\frac{1}{2} \omega C_2 R_n}{1 + \frac{R_n}{R_i}} \quad (8)$$

Для крайнего верхнего положения движка потенциометра, когда  $R_1 = 0$  и  $R_2 = R_n$ , получим фазовый сдвиг

$$\varphi_в = - \operatorname{arctg} \frac{\omega C_2 R_n}{1 + R_n/R_i} \quad (9)$$

При малых значениях фазового сдвига, создаваемого цепью плавной регулировки, можно считать, что  $\varphi_в \approx 2\varphi_{ср}$ .

Перемещение движка потенциометра в крайнее нижнее положение, когда  $R_2 \rightarrow 0$  и  $R_1 \rightarrow R_n$ , вызовет фазовый сдвиг

$$\varphi_н \rightarrow \operatorname{arctg} \frac{\omega C_1 R_n}{1 + \frac{R_i}{R_n}} \quad (10)$$

Здесь принято, что  $\omega^2 R_n^2 C_1^2 \ll 1$ , т. е. предполагается, что рассматриваемая плавная регулировка применяется для такого частотного диапазона, когда принятое неравенство имеет место.

Если  $R_i = R_n$ , то  $\varphi_н \approx -2\varphi_{ср}$ , а при  $R_i < R_n$  фазовый сдвиг  $|\varphi_н| > 2|\varphi_{ср}|$ .

Применять  $R_i > R_n$  нецелесообразно, так как  $\varphi_в$  и  $\varphi_{ср}$  при этом возрастают.

Из вышеизложенного видим, что перемещение движка по верхней половине потенциометра дает в три раза меньшее изменение фазового сдвига ( $\Delta\varphi_в = \varphi_в - \varphi_{ср} \approx \varphi_{ср}$ ), чем изменение фазового сдвига при перемещении движка по нижней половине потенциометра ( $\Delta\varphi_н = \varphi_н - \varphi_{ср} \approx -3\varphi_{ср}$ ).

Следовательно, целесообразно ограничить пределы плавной регулировки амплитуды сигналов, осуществляя уменьшение амплитуды до 0,5 максимального значения. Изменение фазового сдвига при этом будет происходить в пределах  $\Delta\varphi = \Delta\varphi_в \approx \varphi_{ср}$ . Таким образом, рассмотренная потенциометрическая плавная регулировка амплитуды сигналов в фазометрических устройствах применима в таком диапазоне частот, когда при максимальной частоте сигналов изменение

фазового сдвига  $\Delta\varphi \approx \varphi_{ср} = - \operatorname{arctg} \frac{1}{2} \frac{\omega C_2 R_n}{1 + \frac{R_n}{R_i}}$  не будет превышать

допустимой величины.

В некоторых случаях фазовых измерений имеется необходимость осуществить регулировку амплитуды сигналов определенной фиксированной частоты. Для этой цели предлагается схема плавной регулировки, приведенная на рис. 5. Принцип работы схемы основан на свойстве последовательного колебательного контура менять коэффициент передачи напряжения при изменении его добротности.

Напряжение на выходе схемы (рис. 5)

$$\overline{U}_2 = \overline{U}_1 \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega C(R_i + R_0 + R_n)} \quad (11)$$

Фазовый сдвиг между  $U_2$  и  $U_1$  будет

$$\varphi = -\operatorname{arctg} \frac{\omega C (R_i + R_0 + R_n)}{1 - \omega^2 LC}. \quad (12)$$

Если  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , то  $\varphi = -\frac{\pi}{2}$  и модуль коэффициента передачи схемы

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\omega C (R_i + R_0) \left( 1 + \frac{R_n}{R_i + R_0} \right)}. \quad (13)$$

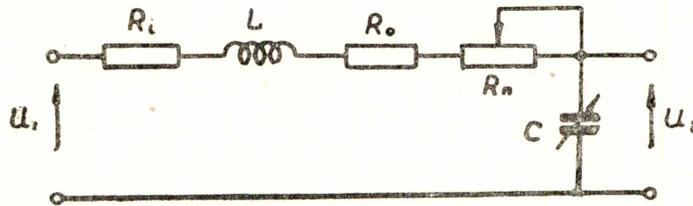


Рис. 5.

Принимая обозначения:

$R'_0 = R_i + R_0$  — полное сопротивление потерь контура при  $R_n = 0$  и

$K_0 = \frac{1}{\omega C R'_0}$  — максимальный коэффициент передачи схемы, из (13) получим:

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{1 + \frac{R_n}{R'_0}}. \quad (14)$$

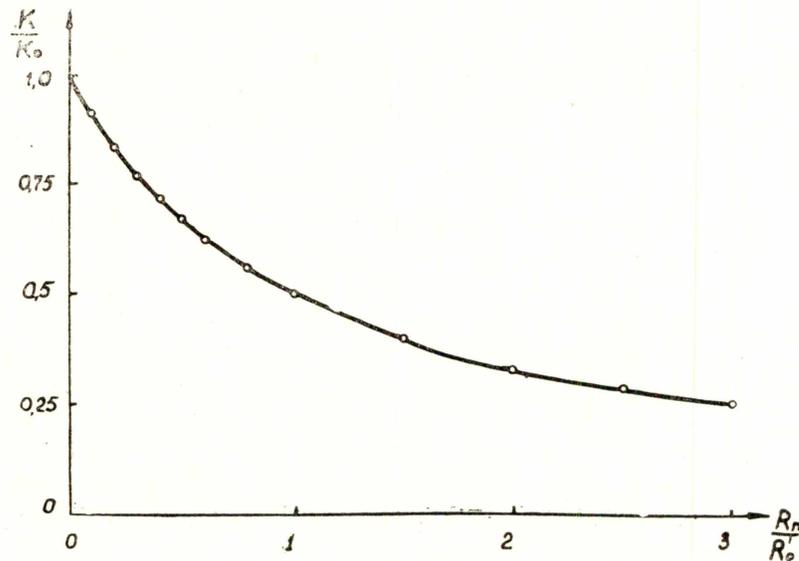


Рис. 6.

Зависимость относительного изменения модуля коэффициента передачи от отношения сопротивлений  $\frac{R_n}{R'_0}$ , построенная согласно (14), приведена на рис. 6. Более плавное изменение коэффициента

передачи на участке  $\frac{R_n}{R_0} = 0 \div 1$  может быть получено, если в качестве переменного сопротивления  $R_n$  использовать сопротивления типа В.

Настройка контура в резонанс может быть достигнута подстройкой емкости  $C$ , включающей в себя емкость нагрузки и емкость подстроечного конденсатора.

Очевидно, желательным является получение  $K_0 = 1$ , что может быть достигнуто соответствующим выбором параметров схемы:  $L$ ,  $C$ ,  $R_i$  и  $R_0$ . Сопротивление  $R_0$  состоит из сопротивления потерь катушки  $R_1$  и добавочного сопротивления  $R_{доб}$  (т. е.  $R_0 = R_1 + R_{доб}$ ), если имеется необходимость подключения его в схему для получения требуемого  $K_0$  или уменьшения шунтирующего действия схемы регулировки амплитуды на источник сигнала, к которому она подключена.

При большом внутреннем сопротивлении источников сигнала предлагается пользоваться схемой плавной регулировки амплитуды, приведенной на рис. 7. На частоте параллельного резонанса контура  $\omega \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$  коэффициент передачи схемы

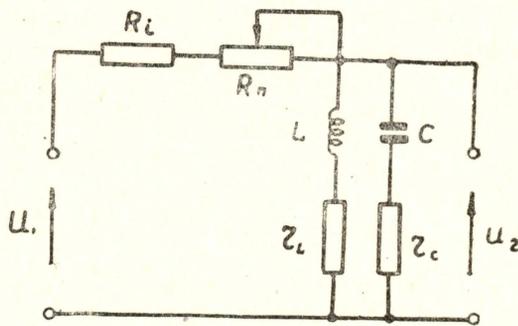


Рис. 7.

$$K = \frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_1} = \frac{R_{эп}}{(R_i + R_{эп}) \left( 1 + \frac{R_n}{R_i + R_{эп}} \right)} \quad (15)$$

будет вещественным. Здесь  $R_{эп} = \frac{\rho^2}{r}$ , а  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ,  $r = r_L + r_C$ .

Следовательно, фазовый сдвиг между  $U_2$  и  $U_1$  будет равен нулю. Обозначим через  $K_0 = \frac{R_{эп}}{R_i + R_{эп}}$  — коэффициент передачи схемы при  $R_n = 0$ . Если  $R_i \ll R_{эп}$ , то  $K_0 \approx 1$ . Относительное изменение коэффициента передачи

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{1 + \frac{R_n}{R_i + R_{эп}}} \quad (16)$$

для этой схемы имеет такой же характер, что и для схемы, приведенной на рис. 5.

Достоинством схемы рис. 7 по сравнению со схемой рис. 5 является нулевой фазовый сдвиг между  $U_2$  и  $U_1$  и большее значение входного сопротивления, что во многих случаях имеет существенное значение.

В некотором диапазоне частот, когда емкость параллельного контура  $C$  достаточно большая и действием паразитной емкости, подключаемой к контуру, пренебрегаем, можно получить контур с без-

различным резонансом, выбрав  $r_L = r_C = \sqrt{\frac{L}{C}}$ . При этом сопротивление параллельного контура  $Z_0 = \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$  будет чисто активным и не зависящим от частоты. Следовательно, в определенном диапазоне частот можно осуществить плавную регулировку амплитуды сигналов. При этом фазовый сдвиг, вносимый схемой рис. 7, может быть сведен к допустимой величине.

Экспериментальная проверка схем регулировки проводилась на частотах до 2 мгц. Данные эксперимента подтверждают правильность выводов приведенного анализа. Максимальная фазовая ошибка, получающаяся при регулировке амплитуды сигналов на частотах, не превышающих 2 мгц, была не больше  $0,05^\circ$ . Более тщательной настройкой рассмотренных схем регулировки амплитуды можно уменьшать фазовую погрешность.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Лурье О. Б., Усилители видеочастоты. Изд. „Сов. радио“, 1955.
  2. Крейцер В. Л., Видеоусилители. Изд. „Сов. радио“, 1952.
  3. Варшавер Б. А., Проектирование импульсных усилителей, МЭИ, 1953.
  4. Кризе С. Н., Усилительные устройства, Связьиздат, 1958.
-