

КОРРЕКЦИЯ ФАЗОВОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХКОНТУРНОЙ  
РЕЗОНАНСНОЙ СИСТЕМЫ

И. А. СУСЛОВ

(Представлено научным семинаром радиотехнического факультета)

При использовании в передатчиках глубоких противосвязей по высокой частоте отсутствие самовозбуждения и необходимый запас устойчивости могут быть обеспечены с помощью фазокорректирующих цепей. Если выходной каскад содержит антенный и промежуточный контуры, его частотная характеристика будет двугорбой, а фазовая характеристика (за вычетом  $90^\circ$ ) имеет вид, изображенный на рис. 1. Для коррекции фазовых сдвигов выходного каскада желательно иметь схему, у которой фазовая характеристика имеет обратную форму, т. е. отличается противоположными по знаку фазовыми сдвигами и наклоном. При этом ввиду большой крутизны фазовых характеристик контуров выходного каскада корректирующая характеристика также должна обладать достаточно большим наклоном. Примером схемы, обладающей такими свойствами, может служить цепочка, изображенная на рис. 2. Она представляет собой делитель, у которого одно плечо образовано параллельным контуром, а другое — последовательным.

Контуров выходного каскада корректирующая характеристика также должна обладать достаточно большим наклоном. Примером схемы, обладающей такими свойствами, может служить цепочка, изображенная на рис. 2. Она представляет собой делитель, у которого одно плечо образовано параллельным контуром, а другое — последовательным.

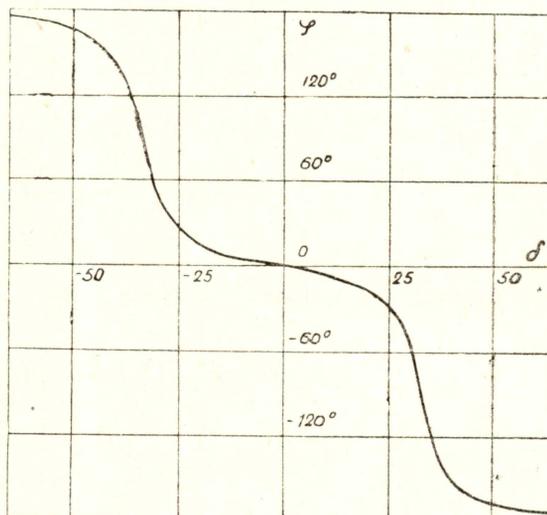


Рис. 1.

Контуров связаны между собой достаточно сильной связью, которая благодаря увеличению затухания контуров приводит к возрастанию коэффициента передачи делителя и к смещению участков фазовой характеристики, обладающих максимальной крутизной.

Уравнения контурных токов для рассматриваемой схемы запишутся в виде:

$$i_1 = i_1 \left( 2j\omega L + 2R + 2j\omega M + \frac{1}{j\omega C} \right) + i_2(j\omega L + R + j\omega M),$$

$$0 = i_1(j\omega L + R + j\omega M) + i_2 \left( j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C} \right). \quad (1)$$

Отсюда токи  $i_1$  и  $i_2$  определяются выражениями

$$i_1 = \frac{\dot{u}_1}{\Delta} \left( j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C} \right), \quad (2)$$

$$i_2 = - \frac{\dot{u}_1}{\Delta} (j\omega L + R + j\omega M),$$

где  $\Delta$  — определитель системы (1), равный

$$\Delta = \begin{vmatrix} j\omega L + R + j\omega M + \frac{1}{j\omega C}, & j\omega M - \frac{1}{j\omega C} \\ j\omega L + R + j\omega M, & j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C} \end{vmatrix}. \quad (3)$$

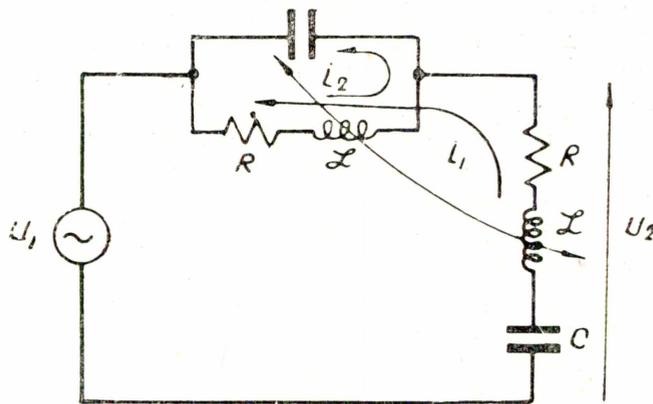


Рис. 2.

Выходное напряжение равно

$$\dot{u}_2 = i_1 \left( j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C} \right) + (i_1 + i_2)j\omega M. \quad (4)$$

Подставляя в (4)  $i_1$  и  $i_2$  из (2) и  $\Delta$  из (3), получим

$$\dot{u}_2 = \frac{R^2(1 + j\delta)^2 + \frac{M}{C} + \omega^2 M^2}{R^2(1 + j\delta)^2 + \frac{2M}{C} + \frac{L}{C} + \omega^2 M^2} \dot{u}_1,$$

где  $\delta$  — обобщенная расстройка.

Отсюда коэффициент передачи будет

$$K = \frac{(1 + j\delta)^2 + \kappa(1 + \kappa x^2)Q^2}{(1 + j\delta)^2 + (1 + 2\kappa + \kappa^2 x^2)Q^2}. \quad (5)$$

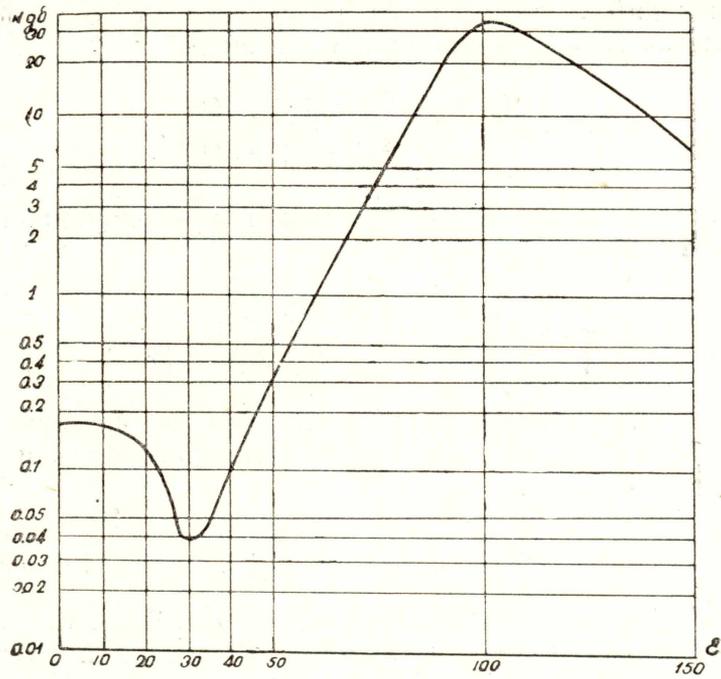


Рис. 3.

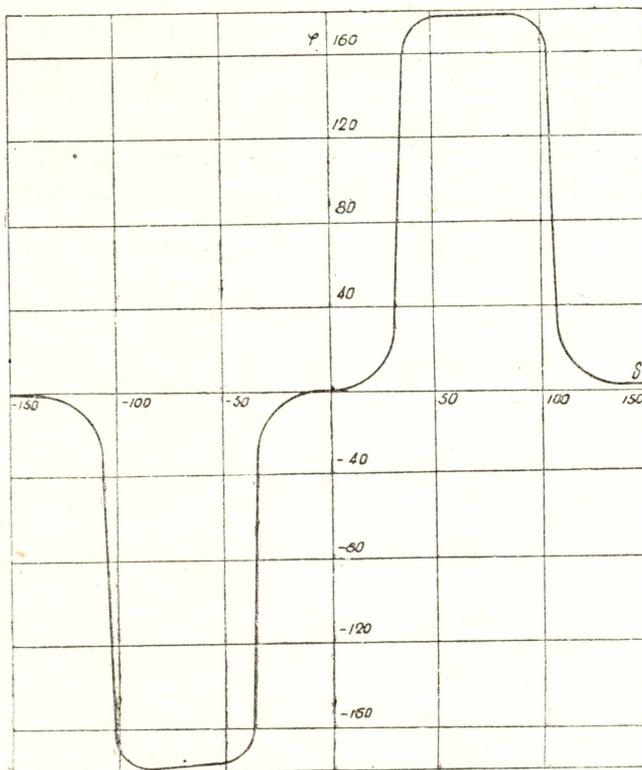


Рис. 4.

При не очень больших расстройках величина  $x$  мало отличается от 1. Далее в формуле (5)  $x^2$  умножается на  $\kappa$  и на  $\kappa^2$ . В случае  $\kappa \ll 1$  влияние изменений  $x$  ослабляется вследствие этого в еще большей степени. Полагая  $x = 1$ , перепишем (5) в виде

$$K = \frac{(1 + j\delta)^2 + \kappa(1 + \kappa)Q^2}{(1 + j\delta)^2 + (1 + \kappa)^2Q^2}. \quad (6)$$

Для уравнения частотной характеристики корректирующей цепи рис. 2 получаем выражение

$$K = \sqrt{\frac{[1 - \delta^2 + \kappa(1 + \kappa)Q^2]^2 + 4\delta^2}{[1 - \delta^2 + (1 + \kappa)^2Q^2]^2 + 4\delta^2}}. \quad (7)$$

Характеристика (7) изображена на рис. 3 (правая половина). Уравнение фазовой характеристики схемы рис. 2 в соответствии с (6) будет

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2\delta}{1 - \delta^2 + \kappa(1 + \kappa)Q^2} - \operatorname{arctg} \frac{2\delta}{1 - \delta^2 + (1 + \kappa)^2Q^2}. \quad (8)$$

График характеристики (8) представлен на рис. 4. Она позволяет компенсировать фазовые сдвиги выходного каскада вплоть до значений  $\delta$  порядка  $\delta = 100$ . Подъем частотной характеристики (7) при больших обобщенных расстройках  $\delta$  не создаст больших затруднений, так как он будет ликвидирован западаниями, создаваемыми двумя контурами выходного каскада и контурами предварительного усилителя.

Экспериментальная проверка частотной и фазовой характеристик показала, что они в основном соответствуют рассчитанным по формулам (7) и (8) и отличаются лишь некоторой несимметрией, обусловленной влиянием изменений  $x$ .

Предлагаемая схема коррекции наиболее эффективна при достаточно сильной связи между контурами ( $\kappa$  порядка 0,1).