

КОРРЕКЦИЯ НЕРАВНОМЕРНОСТИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХКАСКАДНОГО РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ПРОТИВОСВЯЗЬЮ

И. А. ВЕСЕЛКОВ

(Представлено научным семинаром радиотехнического факультета)

Отрицательная обратная связь (противосвязь) широко применяется для улучшения параметров усилительных схем. При использовании противосвязи для стабилизации фазовых соотношений желательно иметь возможно большие глубины противосвязи, так как с увеличением глубины увеличивается стабильность фазы [3, 4, 5]. Однако при этом возрастают „горбы“ частотной характеристики усилителя, что вызывает необходимость дополнительной коррекции.

Двухкаскадный резонансный усилитель с противосвязью

Частотная характеристика двухкаскадного резонансного усилителя с противосвязью при одинаковых добротностях контуров может быть представлена выражением

$$M_{oc} = \frac{A}{\sqrt{(A - \delta^2)^2 + 4\delta^2}}, \quad (1)$$

где $M_{oc} = \frac{K_{oc}}{K_{оос}}$;

$= 1 + K_0\beta$ —глубина противосвязи;
 β —коэффициент обратной связи;

K_0 —коэффициент усиления двухкаскадного усилителя без противосвязи на частоте настройки,

$K_{оос}$ —то же самое при наличии противосвязи, охватывающей оба каскада,

K_{oc} —коэффициент усиления усилителя с противосвязью на частоте f ,

$\delta = Q \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$ —обобщенная расстройка контуров.

Предполагается, что β —величина вещественная.

На рис. 1 приведены частотные характеристики, рассчитанные по формуле (1) при $A=1$, т. е. без противосвязи, и при $A=10, 20, 50$.

Из графиков рисунка видно, что введение противосвязи приводит к ухудшению избирательности усилителя и возрастанию неравномерности частотной характеристики тем большему, чем глубже противосвязь. При глубине $A=50$ неравномерность достигает 357 %.

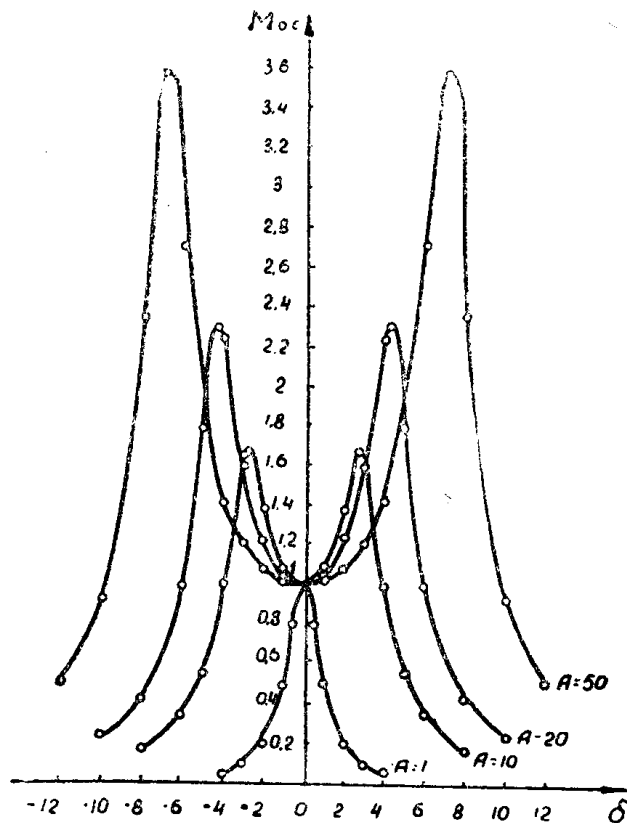


Рис. 1.

Большая неравномерность частотной характеристики связана с тем, что для частот, отличных от резонансной, контуры создают дополнительные фазовые сдвиги, делающие фазовые соотношения для этих частот близкими к характерным для положительной обратной связи. Неравномерность частотной характеристики можно поэтому уменьшить, если в схему ввести элемент, создающий при расстройке фазовые сдвиги, противоположные по знаку сдвигу, создаваемому контурами [1, 2].

Роль подобного элемента в случае изменения величины обобщенной расстройки за счет нестабильности частоты входного сигнала может играть последовательный колебательный контур, включенный в тракт усилителя.

Можно использовать один или несколько корректирующих контуров.

Случай одного корректирующего контура

Частотная характеристика двухкаскадного резонансного усилителя с противосвязью при одном корректирующем контуре представляется выражением

$$M_{oc} = \frac{A \sqrt{1 + \alpha^2 \delta^2}}{\sqrt{(A - \delta^2)^2 [2 + \alpha(A - 1)]^2}} \quad (2)$$

где $\alpha = \frac{Q_k}{Q}$; Q_k — добротность корректирующего контура; Q — добротность контуров усилителя. Остальные обозначения те же, что в формуле (1).

Определим то значение α , при котором резонансная кривая будет одногорбой (имеется один максимум резонансной кривой).

Взяв первую производную от выражения (2) по δ и приравняв ее нулю, получаем уравнение

$$\delta \{ \alpha^2 \delta^4 + 2\delta^2 + [\alpha^2(1-2A) + 4\alpha(A-1) - 2(A-2)] \} = 0. \quad (3)$$

Корни этого уравнения дадут значения $\delta = \delta_k$, при которых функция (2) имеет экстремумы.

Один корень уравнения будет равен нулю, другие определяются из выражения

$$\delta_k^2 = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - \alpha^2 [\alpha^2(1-2A) + 4\alpha(A-1) - 2(A-2)]}}{\alpha^2}. \quad (4)$$

Характеристика будет одногорбой (δ_k будет мнимой величиной) в том случае, когда второй член под радикалом в выражении (4) будет больше или равен нулю.

Для граничного случая (указанный второй член равен нулю) получаем

$$\alpha^2 [\alpha^2(1-2A) + 4\alpha(A-1) - 2(A-2)] = 0. \quad (5)$$

Уравнение (5) имеет корни

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 0; \alpha_3 = 0,812; \alpha_4 = 1,136.$$

Два первых корня соответствуют отсутствию коррекции, и в рассматриваемом случае не представляют интереса. Из двух других необходимо выбрать меньший, так как при меньшей добротности корректирующего контура его частотная характеристика будет более равномерной и будет в меньшей степени ухудшать общую частотную характеристику петли обратной связи.

На рис. 2 приведена частотная характеристика усилителя с одним корректирующим контуром при $\alpha = 0,812$ и глубине противосвязи $A = 20$.

Характеристика получилась одногорбой, но очень тупой, избирательность усилителя резко ухудшилась.

Повысить избирательность можно, возвращаясь к двугорбой резонансной кривой с заданной неравномерностью частотной характеристики.

Предположим, что допустима неравномерность в 30%. Тогда, подставляя значение δ из выражения (4) в выражение (2), в котором полагаем $M_{oc} = 1,3$, можно получить уравнение относительно α .

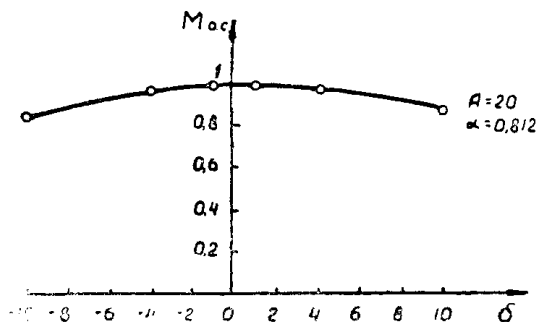


Рис. 2.

Перед корнем в выражении (4) необходимо выбрать знак плюс. Решение этого уравнения дает принципиальную возможность определить значение α , соответствующее заданной глубине A и неравномерности M_{oc} характеристики усилителя. Однако громоздкость получающегося выражения затрудняет его решение относительно α .

Мы пользовались методом подбора α , добиваясь последовательного приближения правой части равенства (2) к заданной величине неравномерности ($M_{oc}=1,3$). Для случая $A=20$ получилось $\alpha_{opt}=0,118$.

На рис. 3 приведена частотная характеристика усилителя, соответствующая указанным данным ($A=20$, $\alpha=0,118$).

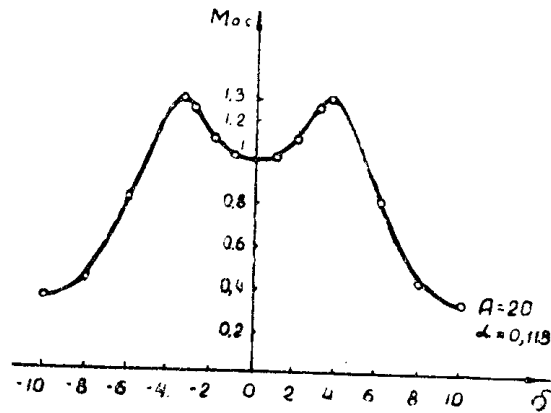


Рис. 3.

Сравнение частотных характеристик рис. 3 и рис. 1 (при $A=20$) показывает, что избирательность скорректированного усилителя несколько увеличилась и неравномерность характеристики уменьшилась с 230 % до 30 %. Дальнейшее увеличение избирательности может быть достигнуто введением двух корректирующих контуров.

Случай двух корректирующих контуров

Частотная характеристика усилителя с двумя корректирующими контурами определяется выражением

$$M_{oc} = \frac{A(1+\alpha^2\delta^2)}{\sqrt{\{A-\delta^2[1+\alpha^2(A-1)]\}^2 + 4\delta^2[1+\alpha(A-1)]^2}}. \quad (6)$$

Обозначения аналогичны использованным в формуле (2).

Приравняв первую производную по δ от выражения (6) нулю, получаем уравнение

$$\begin{aligned} \delta^3(2\alpha^2[1+\alpha(A-1)]^2 - A\alpha^2[1+\alpha^2(A-1)] - [1+\alpha^2(A-1)]^2) = \\ = \delta\{2[1+\alpha(A-1)]^2 - A[1+\alpha^2(A-1)] - \alpha^2A^2\}. \end{aligned} \quad (7)$$

Корни этого уравнения будут равны

$$\delta_1 = 0; \quad \delta_{2,3} = \pm \sqrt{\frac{2[1+\alpha(A-1)]^2 - A[1+\alpha^2(A-1)] - \alpha^2A^2}{2\alpha^2[1+\alpha(A-1)]^2 - A\alpha^2[1+\alpha^2(A-1)] - [1+\alpha^2(A-1)]^2}} \quad (8)$$

Максимумы кривой симметрично расположены относительно ординаты $\delta=0$.

Аналогично рассмотренному случаю одного корректирующего контура можно с помощью выражений (6) и (8) подобрать значения α , обеспечивающие заданную неравномерность частотных характеристик при различных глубинах противосвязи.

На рис. 4 приведен расчетный график зависимости $\alpha_{opt}=f(A)$ для значений глубин $A=5-50$ при неравномерности, равной 30 %.

График позволяет по выбранной глубине противосвязи определить α , обеспечивающее неравномерность $M_{oc} = 1,3$, и может быть использован при расчетах.

Рис. 5 изображает характеристики усилителя с двумя корректирующими контурами при глубинах $A=10, 20, 50$.

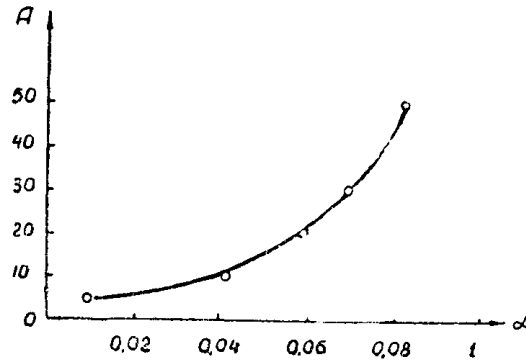


Рис. 4.

Сравнение частотной характеристики рис. 5 для $A=20$ с частотной характеристикой рис. 3 показывает что введение второго корректирующего контура приводит к дальнейшему увеличению избирательности усилителя.

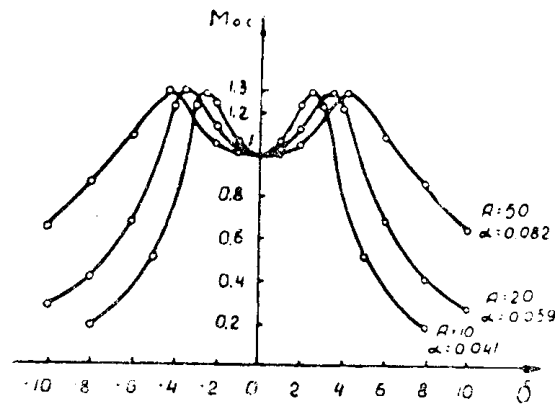


Рис. 5.

Приведенные результаты показывают, что применение корректирующих последовательных контуров позволяет значительно уменьшить ухудшение формы частотной характеристики, вызываемое введением противосвязи.

Задача дальнейшей работы состоит в создании более эффективных корректирующих цепей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кузовков Н. Т., Теория автоматического регулирования, ГИОП, 1957.
2. Модель З. П., Персон С. В., Лебедев-Карманов А. Н. и Писаревский А. М., Вопросы теории глубокой противосвязи ИЭСТ, № 11, 1939.
3. Ризкин А. А., Исследование избирательных систем с обратной связью, Электросвязь, № 4, 1941.
4. Суслов И. А., Стабилизация фазы тока в антенне с помощью противосвязи, Труды СФТИ, вып. 37, 1959.
5. Цыкин Г. С., Отрицательная обратная связь и ее применение, Связьиздат, 1940.