

УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ АНТЕННА — ПЕРЕДАТЧИК, ОХВАЧЕННОЙ РЕАКТИВНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

И. А. ВЕСЕЛКОВ

(Представлено научным семинаром радиотехнического факультета)

Применение реактивной обратной связи позволяет обеспечить высокую стабильность фазы тока в антенне [1]. В статье исследуется устойчивость системы антенна—передатчик, охваченной реактивной обратной связью. Предполагается, что антенна имеет большую емкостную нагрузку на конце, что позволяет рассматривать ее как несимметричный заземленный диполь [2].

Реактивной связью охвачены антенна и оконечный каскад передатчика

Эквивалентную схему оконечного каскада для случая недонапряженного и критического режимов при индуктивной связи контура передатчика с антенной можно представить в виде рис. 1.

Здесь L_1 , C_1 , R_1 —параметры контура; L —индуктивность катушки связи; $R_{вх}$ и C_A соответственно активное входное сопротивление и полная емкость антенны.

Коэффициент передачи напряжения петли обратной связи на основании эквивалентной схемы рис. 1 может быть представлен выражением

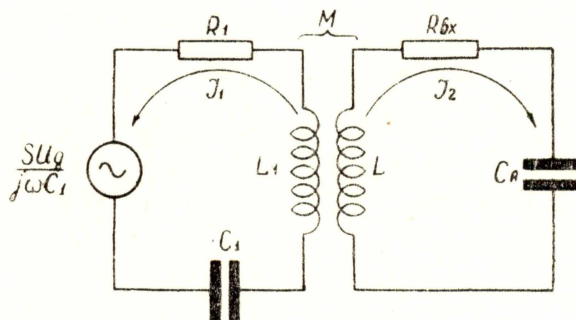


Рис. 1.

$$K_1 \beta = \frac{jK_{01} \beta x (1 + \eta_0^2) \frac{R_{вх0}}{R_{вх}}}{(1 + j\alpha_1) \left(1 + j\alpha_A \frac{R_{вх0}}{R_{вх}} \right) + \eta_0^2 x^2 \frac{R_{вх0}}{R_{вх}}}, \quad (1)$$

где

$$K_{\theta 1} = \frac{SM \omega_0 L}{C_1 R_1 R_{\theta x 0} (1 + \eta_0^2)},$$

$$x = \frac{\omega}{\omega_0}, \quad \eta_0 = \frac{\omega_0 M}{V R_1 R_{\theta x 0}},$$

$R_{\theta x 0}$ — активная составляющая входного сопротивления антенны на частоте настройки,

$R_{\theta x}$ — то же на частоте f ,

α_1 и α_A соответственно обобщенные расстройки анодного и антенного контуров,

β — коэффициент обратной связи.

Предполагается, что β величина вещественная. Если к.п.д. антенны считать постоянным для диапазона волн, в пределах которого возможно самовозбуждение системы, то выражение для активной составляющей входного сопротивления несимметричного заземленного диполя на основании формулы Рюденберга представляется выражением [2]

$$R_{\theta x} = \frac{40 \omega^2 h^2}{\eta_A C^2}.$$

Следовательно,
$$\frac{R_{\theta x 0}}{R_{\theta x}} = \frac{\omega_0^2}{\omega^2}. \quad (2)$$

Обозначим
$$\alpha_A = l \alpha_1. \quad (3)$$

Тогда, подставляя (2) и (3) в (1), после несложных преобразований получим

$$K_{\theta 1} \beta = \frac{K_{\theta 1} \beta \frac{1}{x} (1 + \eta_0^2) \left[\alpha_A \left(\frac{1}{l} + \frac{1}{x^2} \right) + j \left(1 + \eta_0^2 - \frac{\alpha_A^2}{x^2 l} \right) \right]}{\left[\alpha_A \left(\frac{1}{l} + \frac{1}{x^2} \right) \right]^2 + \left(1 + \eta_0^2 - \frac{\alpha_A^2}{x^2 l} \right)^2} \quad (4)$$

Значения α_A , соответствующие точкам пересечения действительной оси комплексной плоскости $R_e K \beta$, $J_m K \beta$ вектором $K \beta$, определяются из уравнения

$$J_m K \beta = 0.$$

Отсюда
$$\alpha_{A1,2} = \pm x \sqrt{(1 + \eta_0^2) l},$$

$$\alpha_{A3,4} = \pm \infty.$$

$\alpha_{A3,4}$ соответствуют точке в начале координат комплексной плоскости.

Подставляя значение α_{A1} в (4) и пренебрегая единицей по сравнению с η_0^2 , имеем

$$K_{\theta 1} \beta = \frac{K_{\theta 1} \beta \eta_0 \sqrt{l}}{x^2 + l}. \quad (5)$$

Величина $K_{\theta 1} \beta$, соответствующая границе самовозбуждения, определяется из выражения

$$K_{\theta 1} \beta = \frac{x^2 + l}{\eta_0 \sqrt{l}}. \quad (6)$$

При достаточно высокой добротности антенного контура изменением x по сравнению с изменением α_A можно пренебречь и считать в выражении (6) $x = 1$.

Из формулы (6) следует, что при сильной связи между контуром и антенной $\eta_0^2 \gg 1$ и значениях $1 + l \leq \eta_0$ предельно допустимые величины $K_{01}\beta$ в случае охвата реактивной обратной связью антенны и одного каскада передатчика получаются небольшими.

Реактивной связью охвачены антенна и два каскада передатчика

В этом случае коэффициент передачи напряжения петли обратной связи представляется выражением

$$K\beta = \frac{K_{01}\beta \frac{1}{x} (1 + \eta_0^2)(A + jB)}{A^2 + B^2}, \quad (7)$$

$$\text{где } A = \alpha_A \left[\frac{m}{l} (1 + \eta_0^2) + \frac{x^2 + l}{x^2 l} - \alpha_A^2 \frac{m}{x^2 l} \right],$$

$$B = (1 + \eta_0^2) - \alpha_A^2 \left(\frac{1}{x^2 l} + \frac{m}{x^2 l} + \frac{m}{l^2} \right),$$

$$m = \frac{\alpha_2}{\alpha_1}, \quad K_0 = K_{01} \cdot K_{02},$$

α_2 — обобщенная расстройка контура предоконечного каскада.

Из уравнения $B = 0$ находим

$$\alpha_{A1,2} = \pm xl \sqrt{\frac{1 + \eta_0^2}{l + m(x^2 + l)}}.$$

Подстановка α_{A1} в (7) после несложных преобразований и принятых допущений ($\eta_0^2 \gg 1$ и $x^2 = 1$) дает

$$K\beta = \frac{K_0\beta \sqrt{l(m+1)+m}}{m\eta_0 \left[1 - \frac{1}{1+m\left(1+\frac{1}{e}\right)} \right]}. \quad (8)$$

В табл. 1 приведены рассчитанные по формуле (8) граничные значения $K_0\beta$ (найденные из условия $K\beta = 1$) для различных l и m при $\eta_0 = 10$.

Таблица 1

m	1			10		
l	0,5	1	10	0,5	1	10
$K_0\beta$	5,32	3,85	1,14	25,4	21,4	9,1

Из данных табл. 1 следует, что в случае охвата реактивной обратной связью антенны и двух каскадов передатчика возможно по-

лучить достаточно большие глубины обратной связи, которые в большинстве случаев не превышают оптимальных [1]. С точки зрения улучшения условий устойчивости необходимо увеличивать добротность контура предоконечного каскада.

ЛИТЕРАТУРА

1. Веселков И. А. Стабилизация фазы тока в антенне передатчика с помощью реактивной обратной связи по высокой частоте, Известия ТПИ, том 100, 179, 1962.
2. Надененко С. И. Антенны, Связьиздат, М., 1950.