

СТАБИЛИЗАЦИЯ ФАЗЫ ТОКА В АНТЕННЕ ДЛИННОВОЛНОВОГО ПЕРЕДАТЧИКА С ПОМОЩЬЮ КОМПЛЕКСНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПО ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ

И. А. ВЕСЕЛКОВ

(Представлено научным семинаром радиотехнического факультета)

Известно [1], что при использовании отрицательной обратной связи (противосвязи) стабильность фазы тока в антенне возрастает с ростом глубины обратной связи. Однако при больших глубинах обратной связи возникают трудности в обеспечении устойчивости передатчика, что значительно ограничивает возможности этого способа стабилизации. Применение комплексной обратной связи позволяет обеспечить высокую стабильность фазы при небольших глубинах обратной связи.

1. Влияние комплексной обратной связи на стабильность фазы тока в антенне

Рассмотрим наиболее распространенный случай индуктивной связи анодного контура с антенным. При этом эквивалентная схема выходного каскада в недонапряженном и критическом режимах может быть представлена в виде рис. 1.

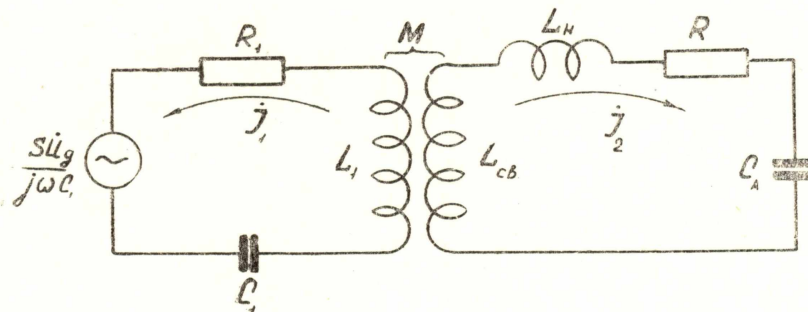


Рис. 1.

Здесь R_1 , L_1 , C_1 — параметры анодного контура,
 L_{cb} и L_n — соответственно индуктивности катушек связи и на-
стройки антенны.

C_A — полная емкость антенны.

$R = R_2 + R_{вхА}$,

R_2 — активное сопротивление катушек индуктивности,
 $R_{вхА}$ — активное входное сопротивление антенны.

Если охватывать антенный контур и оконечный каскад передатчика комплексной обратной связью, снимая напряжение обратной связи, например, с индуктивной ветви антенного контура, то коэффициент усиления по напряжению может быть представлен выражением:

$$K_{oc} = \frac{jK(1 + \eta_0^2)x^2}{[1 + \eta_0^2 - \alpha_1\alpha_A + K\beta(1 + \eta_0^2)x^2 \sin \varphi_\beta] + j[\alpha_1 + \alpha_A - K\beta(1 + \eta_0^2)x^2 \cos \varphi_\beta]}, \quad (1)$$

где α_1 и α_A — обобщенные расстройки анодного и антенного контуров,

$$x = \frac{f_A}{f_c},$$

f_A — резонансная частота антенного контура,
 f_c — частота сигнала,

$$\eta_0 = \frac{\omega_c M}{\sqrt{R_1 R}},$$

$$\beta = \frac{u_\beta}{u_L},$$

φ_β — фазовый угол цепи обратной связи.

При выводе формулы (1) сделано пренебрежение изменением R . Такое пренебрежение справедливо потому, что причины, обуславливающие нестабильность параметров антенны (качание антенны ветром, изменение состояния почвы), не приводят к быстрым и значительным изменениям общего активного сопротивления антенного контура. Медленные же изменения R вызывают только смещение „нулевого“ уровня фазы, что не сопровождается значительными фазовыми искажениями.

Фазовая нестабильность, обусловленная расстройкой контуров, определяется из выражения:

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{\alpha_1 + \alpha_A - K\beta(1 + \eta_0^2)x^2 \cos \varphi_\beta}{1 - \alpha_1 \cdot \alpha_A + \eta_0^2 + K\beta(1 + \eta_0^2)x^2 \sin \varphi_\beta}.$$

В случае расстройки только антенного контура

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{\alpha_A - K\beta(1 + \eta_0^2)x^2 \cos \varphi_\beta}{(1 + \eta_0^2)(1 + K\beta x^2 \sin \varphi_\beta)}. \quad (2)$$

При $\alpha_A = 0$

$$\operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{K\beta \cos \varphi_\beta}{1 + K\beta \sin \varphi_\beta}, \quad (3)$$

Значение φ_0 определяет в этом случае „нулевой“ уровень фазы, относительно которого осуществляется стабилизация.

Приравнявая (2) к (3) и решая уравнение относительно $K\beta$, получим:

$$(K\beta)_{opt} = \frac{-Q_A}{Q_A \sin \varphi_\beta + (1 + \eta_0^2) \cos \varphi_\beta}, \quad (4)$$

где
$$Q_A = \frac{\omega_c L}{R}, \quad L = L_{св} + L_n.$$

Для известных величин Q_A и η_0 выражение (4) позволяет определить значение $K\beta$, при котором колебания фазы тока в антенне, обусловленные расстройкой антенного контура, будут минимальными.

Знак минус в формуле (4) обусловлен выбором начальных условий при выводе выражения (1), соответствующих положительной обратной связи.

Анализ (4) показывает, что всегда может быть выбрано такое φ_β , при котором для любых значений Q_A величина $(K\beta)_{opt}$ получается небольшой, что очень важно с точки зрения обеспечения устойчивости системы.

Подстановка значения $(K\beta)_{opt}$, соответствующего $\varphi_\beta = 90^\circ$, в выражение (1) показывает, что в случае противосвязи оптимальных условий, отвечающих этому принципу стабилизации, не существует. В случае реактивной обратной связи ($\varphi_\beta = 180^\circ$)

$$(K\beta)_{opt} = \frac{Q_A}{1 + \eta_0^2}.$$

Отсюда следует, что если затухание антенны достаточно мало, то целесообразно использовать комплексную обратную связь.

Как в случае реактивной обратной связи, так и при комплексной обратной связи, возникает необходимость стабилизации „нулевого“ уровня. Из выражения (4) следует, что стабильность φ_0 определяется стабильностью $K\beta$ и φ_β . Обеспечить постоянство φ_β обычно бывает нетрудно.

Существуют также эффективные способы стабилизации коэффициентов усиления по напряжению как мощных [5], так и маломощных каскадов [6].

Таким образом, стабилизация „нулевого“ уровня фазы может быть осуществлена без значительного усложнения схемы передатчика.

Формула (4) получена для случая работы оконечного каскада в недонапряженном или критическом режимах.

Однако, она будет справедлива и для перенапряженного режима так как частотная структура коэффициентов передачи напряжения в том и в другом случае одинакова.

2. Устойчивость системы антенна-передатчик, охваченной комплексной обратной связью.

Исследование устойчивости будем производить, используя критерий Найквиста. Известно [2,4], что электронные усилители с обратной связью в большинстве случаев выполняются как абсолютно устойчивые. Поэтому к рассматриваемой системе будем предъявлять требование абсолютной устойчивости.

Принцип стабилизации фазы с помощью комплексной обратной связи подразумевает наличие в цепи обратной связи фазовращателя, с помощью которого может быть получен нужный фазовый сдвиг между напряжением обратной связи и входным напряжением.

В дальнейшем будем считать, что модуль и фаза коэффициента передачи напряжения фазовращателя остаются постоянными до частот, на которых наступает самовозбуждение системы.

При анализе устойчивости будем также предполагать, что при изменении частоты сигнала к. п. д. антенны остается постоянным. Это

допущение справедливо потому, что самовозбуждение системы даже при охвате обратной связью только конечного каскада наступает на частотах, достаточно близких к резонансной. В таком небольшом диапазоне частот к. п. д. антенны остается практически постоянным.

а) Обратной связью охвачены антенный контур и конечный каскад передатчика

Петлевое усиление при этом на основании эквивалентной схемы рис. 1 представляется выражением:

$$K\beta = \frac{K\beta(1 + \eta_0^2) \frac{1}{x} [A \cdot \cos \varphi_\beta - B \cdot \sin \varphi_\beta + j(A \cdot \sin \varphi_\beta + B \cos \varphi_\beta)]}{A^2 + B^2}$$

Здесь

$$A = \alpha_A \left(\frac{l+1}{l} \right),$$

$$B = 1 + \eta_0^2 - \frac{\alpha_A^2}{l},$$

$$l = \frac{\alpha_A}{\alpha_1}.$$

В дальнейшем будем предполагать, что $x=1$, так как изменение x при больших Q_A пренебрежимо мало по сравнению с изменением α_A .

Из выражения $J_m K\beta = 0$ находим:

$$\alpha_{A1,2} = \frac{l+1}{2} \operatorname{tg} \varphi_\beta \pm \sqrt{\left(\frac{l+1}{2} \right)^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_\beta + (1 + \eta_0^2) \cdot l},$$

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

В табл. 1 приведены расчетные значения α_{A1} , а также найденные из условия $K\beta = 1$ величины $K\beta$ для различных l и η_0 .

Таблица 1

φ_β^0	$1 + \eta_0^2 = 10$				$1 + \eta_0^2 = 100$			
	$l = 10$		$l = 100$		$l = 10$		$l = 100$	
	α_A	$K\beta$	α_A	$K\beta$	α_A	$K\beta$	α_A	$K\beta$
20	12,2	1,42	54,9	6,35	33,7	0,39	120,2	1,27
40	15,6	2,23	95,2	12,4	36,45	0,46	150,8	1,97
60	23,4	5,10	180,5	36,0	42,6	0,93	220,5	4,43
80	63,9	38,8	575,5	83,8	75,6	4,75	610,0	11,95

Угол φ_β выбран в пределах $0 \div 90^\circ$. При этом фазовый угол петлевого усиления изменяется от 90° до 180° .

Расчеты для значений $\varphi_\beta = 90^\circ \div 180^\circ$ не приводятся, так как диаграмма симметрична.

Из данных таблицы видно, что в случае охвата обратной связью одного каскада достаточно большие глубины могут быть осуществлены при значениях $\varphi_\beta > 20^\circ$ и больших l . С ростом η_0 допустимая глубина обратной связи уменьшается.

Значения α_{A1} , приведенные в таблице, подтверждают справедливость принятых ранее допущений ($\gamma_{1A} = \text{const}$, $x = 1$).

б) Обратной связью охвачены антенный контур и два каскада передатчика

Выражение для петлевого усиления в этом случае запишется в виде:

$$K\beta = \frac{K_3(1 + \eta_0^2) [(D \cos \varphi_\beta - C \sin \varphi_\beta) + j(D \sin \varphi_\beta + C \cos \varphi_\beta)]}{C^2 + D^2},$$

где

$$C = 1 + \eta_0^2 - \alpha_A^2 \frac{1 + l + m}{l \cdot m},$$

$$D = \alpha_A \left[\frac{m(1 + l) + l(1 + \eta_0^2) - \alpha_A^2}{l \cdot m} \right],$$

$$m = \frac{\alpha_A}{\alpha_2},$$

α_2 — обобщенная расстройка контура предоконечного каскада, $K = K_1 K_2$.

В табл. 2 приведены величины $K\beta$, определенные способом, аналогичным однокаскадному усилителю, а также значения α_A , соответствующие границам самовозбуждения, рассчитанные для различных l , m и η_0 .

Таблица 2

φ_β^0	$1 + \eta_0^2 = 10$								$1 + \eta_0^2 = 100$	
	$l = 10$				$l = 100$				$l = 10$	
	$m = 1$		$m = 10$		$m = 1$		$m = 10$		$m = 1$	
	α_A	$K\beta$	α_A	$K\beta$	α_A	$K\beta$	α_A	$K\beta$	α_A	$K\beta$
20	4,59	4,4	8,26	1,25	5,58	6,32	12,95	1,44	21,1	12,8
40	6,31	5,85	9,65	1,48	9,32	10,30	17,9	3,96	26,2	11,4
60	7,95	7,6	11,2	1,88	15,36	26,7	25,1	6,9	28,89	10,36
80	9,6	10,1	13,25	2,76	25,5	66,4	36,47	14	30,8	10,2

Из данных таблицы видно, что как и в случае однокаскадного усилителя, допустимые глубины обратной связи здесь возрастают с увеличением l , причем возрастание становится особенно резким при стремлении φ_β к 90° .

Кроме того, для обеспечения больших глубин обратной связи необходимо, чтобы добротность контура предоконечной ступени была высокая (большое значение m).

В отличие от однокаскадного усилителя здесь увеличение η_0 значительного влияния на допустимую глубину обратной связи не оказывает.

Эксперимент

Структурная схема экспериментальной установки приведена на рис. 2.

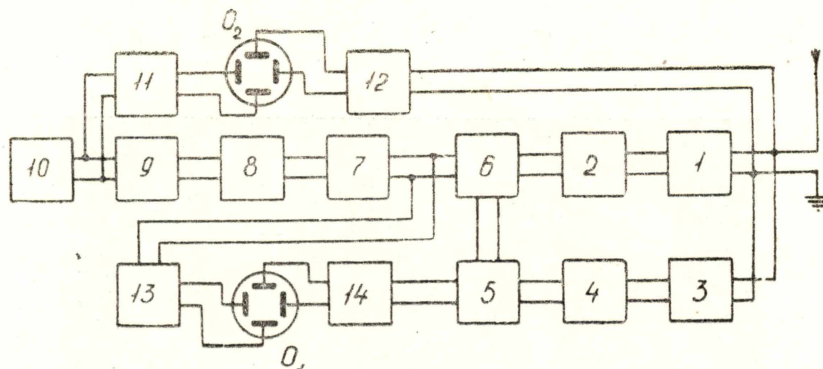


Рис. 2.

Здесь 1 и 2 соответственно оконечный и предоконечный каскады передатчика,

3 и 7—катодные повторители,

4, 11, 12, 13 и 14—фазовращатели,

5—дифференциальный усилитель,

6—каскад суммирования напряжений,

8—избирательный контур,

9—делитель частоты,

10—генератор ГСС-6,

O_1 и O_2 —осциллографы типа СИ-1.

С помощью O_2 контролировался фазовый угол петли обратной связи.

Обратной связью охватывалось два каскада. Схема цепи обратной связи аналогична описанной в [1].

Оконечный каскад работал на лампе Г-807. В качестве нагрузки использовалась Г-образная антенна, горизонтальное полотно и снижение которой выполнены из трех железных проводов диаметром $d = 1,5$ мм с расстоянием между ними $D = 1$ м.

Высота подвеса горизонтальной части $h = 25$ м, длина горизонтального полотна $L = 130$ м. Антенна имела приспособление, позволяющее менять высоту подвеса горизонтального полотна в средней его части при неизменной высоте в крайних точках.

Измерение фазовой нестабильности производилось методом, описанным в [3]. Коэффициент деления частоты $n = 12$.

На рис. 3 приведена осциллограмма для схемы без обратной связи при качании полотна антенны с амплитудой $\Delta h = 0,8$ м. При этом колебание фазы, определяемое по формуле:

$$\varphi = \arcsin \left(\frac{\Delta x}{x} \cdot \sin \frac{\pi}{n} \right) \approx 4^\circ 55'.$$

Для схемы с обратной связью осциллограмма приведена на рис. 4 ($K\beta = 1,8$). В этом случае заметных фазовых искажений нет. Размытость крайних участков фигуры рис. 4 характеризует изменение амплитуды выходного напряжения.

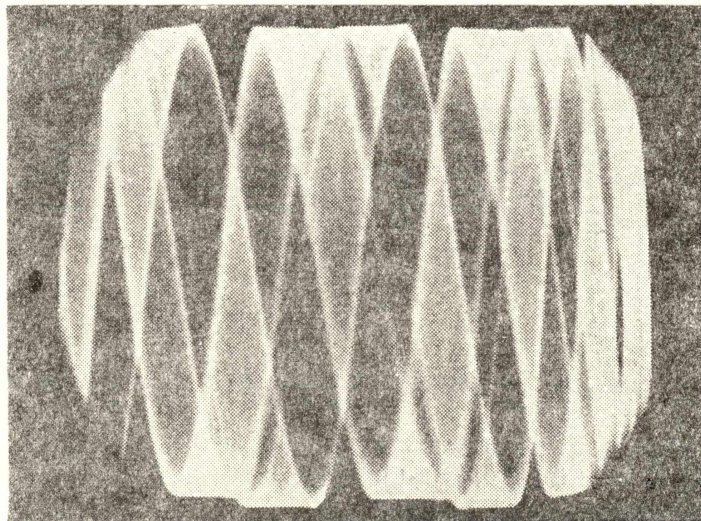


Рис. 3.

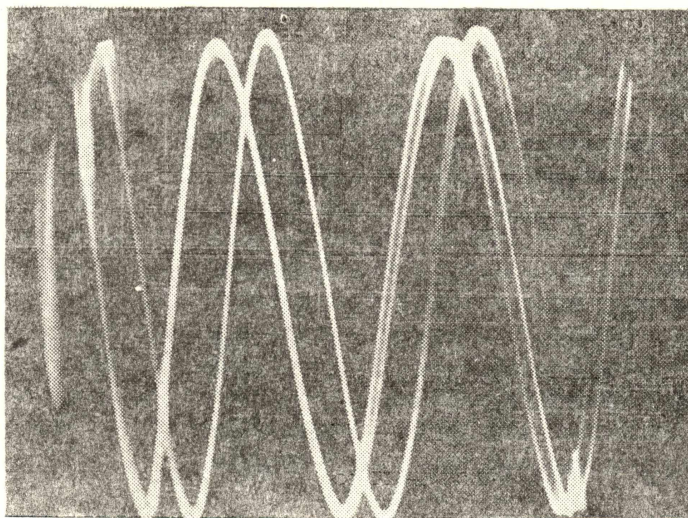


Рис. 4.

Выводы

1. Применение комплексной обратной связи позволяет обеспечить высокую стабильность фазы тока в антенне передатчика при небольших оптимальных глубинах.

2. Использование небольших глубин облегчает обеспечение устойчивой работы передатчика, а также не приводит к значительному уменьшению коэффициента усиления тракта, охваченного обратной связью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Суслов И. А. Стабилизация фазы тока в антенне с помощью противосвязи, Труды СФТИ, вып. 37, 291, 1959.
 2. Цыкин Г. С. Электронные усилители. Связьиздат, 1960.
 3. Шульженко К. М., Силов Е. Н., Супьян В. Я. Об измерении фазовых сдвигов и фазовой модуляции с помощью интерференционных картин. Доклады Томской городской научно-технической конференции на тему: „Автоматизация производственных процессов“, Из-во Томского университета, 50, 1959.
 4. Эрглис К. Э., Степаненко, И. П. Электронные усилители, Физматгиз, 1961.
 5. Charles A. Wilkins. Voltage Regulator System, Пат. США, кл. 179—171 № 2904644, 15.09.59.
 6. Lorenz H. Eine Methode zur Stabilisierung der Verstärkung von Trioden und Pentoden, Nachrichtentechnik, № 12, 534, 1960.
-