

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

И. А. ВЕСЕЛКОВ

(Представлено научным семинаром радиотехнического факультета)

Введение

К некоторым типам фазовых радионавигационных систем, а также к системам, которые используются для исследования изменения фазы длинных волн при распространении, предъявляются жесткие требования в отношении стабильности фазы тока в антенне передатчика [1, 9].

Основной причиной фазовой нестабильности тока в антенне передатчика длинноволнового диапазона является изменение параметров антенны, вызываемое качанием антенны ветром и изменением состояния почвы.

Для увеличения стабильности фазы применяют метод сильной связи между промежуточным и антенным контурами [5], осуществляют питание антенны через соответствующим образом настроенный фидер [7], а также используют отрицательную обратную связь (противосвязь) [6].

Предельная стабильность фазы тока при использовании первого метода ограничена выбором оптимального по мощности режима выходного каскада.

Большие глубины обратной связи, обеспечивающие высокую стабильность фазы в системе с противосвязью, вызывают трудности в обеспечении устойчивости передатчика, а также приводят к значительному уменьшению коэффициента усиления тракта, охваченного обратной связью.

Применение реактивной обратной связи позволяет получить высокую стабильность фазы при небольших глубинах.

Влияние реактивной обратной связи на стабильность фазы тока в антенне

Будем рассматривать случай работы оконечного каскада передатчика в перенапряженном режиме.

Эквивалентную схему оконечного каскада при индуктивной связи между анодным и антенным контурами можно представить в виде рис. 1.

Здесь R_1 , L_1 , C_1 — параметры анодного, R_2 , L_2 — антенного контуров; $R_{вх}$, $X_{вх}$ — входные активное и реактивное сопротивления антенны.

Обычно антенна длинноволнового диапазона имеет большую емкостную нагрузку на конце. Реактивное входное сопротивление такой антенны является емкостным [3, 4].

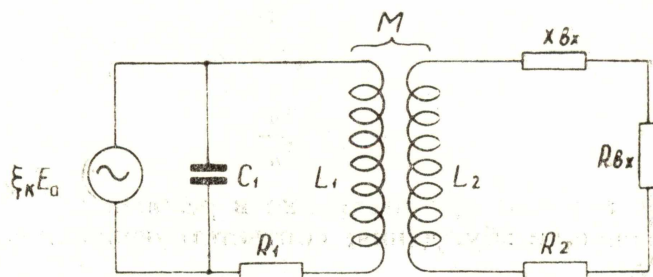


Рис. 1.

Тогда эквивалентная схема приобретает вид рис. 2. Здесь $R = R_2 + R_{вх}$. В дальнейшем изменением R при расстройках антенного контура будем пренебрегать (справедливо для небольших расстроек).

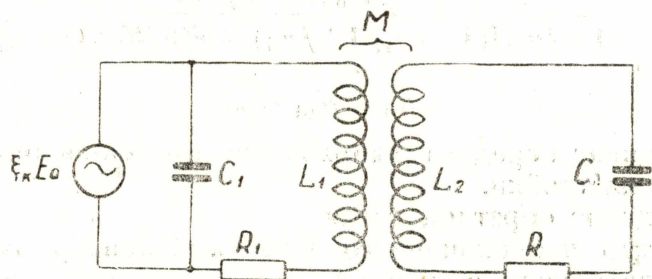


Рис. 2.

Выражение для тока в антенном контуре на основании эквивалентной схемы рис. 2 может быть представлено в виде

$$I_2 = I_{20} \frac{1 + \gamma_0^2}{(1 + j\alpha_1)(1 + j\alpha_A) + \gamma_1^2}, \quad (1)$$

где

$$I_{20} = \frac{I_{a1} M}{C_1 R_1 R (1 + \gamma_0^2)},$$

$$\alpha_1 = Q_1 \left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega} \right),$$

$$\alpha_A = \frac{\omega L}{R} \left(1 - \frac{\omega_2^2}{\omega^2} \right), \quad (1')$$

$$\gamma_1 = \frac{\omega M}{\sqrt{R_1 R}},$$

ω_2 — угловая частота, соответствующая расстройке антенного контура, I_{a1} — первая гармоника анодного тока.

Коэффициент передачи напряжения оконечного каскада представляется выражением

$$K_1 = - \frac{j K_{01} (1 + \eta_0^2) x^2}{(1 + j \alpha_1) (1 + j \alpha_A) + \eta^2}.$$

Здесь

$$K_{01} = \frac{I_{20}}{U_g \omega_0 C_{AO}},$$

$$x^2 = \frac{\omega_2^2}{\omega_{02}^2},$$

C_{AO} — емкость антенны при настройке в резонанс;

U_g — напряжение возбуждения, соответствующее перенапряженному режиму.

Напряжение обратной связи целесообразно подавать в каскады, предшествующие оконечному [2].

Рассмотрим случай, когда реактивной обратной связью охвачено два каскада.

Коэффициент передачи напряжения при этом может быть записан в виде

$$K_p = - \frac{j K_0 (1 + \eta_0^2) x^2}{(1 + j \alpha_2) [(1 + j \alpha_1) (1 + j \alpha_A) + \eta^2 \pm j K_0 \beta (1 + \eta_0^2) x^2]},$$

где

$$K_0 = K_{01} \cdot K_{02},$$

K_{02} — коэффициент передачи напряжения предоконечного каскада на частоте настройки,

β — коэффициент обратной связи.

Если контур предоконечного и анодный контур оконечного каскадов сохраняют свою настройку, а расстраивается только антенный контур, то

$$K_p = - \frac{j K_0 x^2}{1 + j \frac{\alpha_A}{1 + \eta_0^2} \pm j K_0 \beta x^2}.$$

Фазовая нестабильность, вызываемая расстройкой антенного контура, определяется из выражения

$$\operatorname{tg} \varphi_p = - \frac{1 + \eta_0^2}{\alpha_A \pm K_0 \beta (1 + \eta_0^2) x^2}. \quad (2)$$

Анализ выражения (2) показывает, что с точки зрения фазостабилизирующих свойств оптимальным является случай, соответствующий положительному знаку в знаменателе (2). Действительно, при расстройке антенного контура увеличению значения α_A соответствует, как следует из (1'), уменьшение резонансной частоты контура f_2 , но при этом уменьшается модуль второго члена в знаменателе (2).

Следовательно, изменение расстройки контура компенсируется изменением фактора обратной связи.

Из выражения (2) следует, что в этом случае при $\alpha_A = 0$

$$\operatorname{tg} \varphi_{p0} = - \frac{1}{K_0 \beta}, \quad (3)$$

т. е. величина начального угла сдвига фаз φ_{po} определяется значением $K_0 \beta$.

Условием отсутствия фазовых искажений выходного сигнала при расстройке антенного контура является постоянство аргумента выражения (2) при изменении ω_2 .

На основании (2) и (3) это условие запишется в виде

$$\frac{1 + \eta_0^2}{x_A + K_0 \beta (1 + \eta_0^2) x^2} = \frac{1}{K_0 \beta} \quad (4)$$

Решая (4) относительно $K_0 \beta$, получим

$$(K_0 \beta)_{opt} = \frac{x_A}{(1 + \eta_0^2)(1 - x^2)} \quad (5)$$

При заданных величинах Q_2 и η_0 выражение (5) позволяет вычислить значение $K_0 \beta$, для которого колебания фазы выходного сигнала при изменении собственной частоты антенного контура будут минимальными. После подстановки значения x_A в (5) получим

$$(K_0 \beta)_{opt} = \frac{Q_2}{1 + \eta_0^2} \quad (6)$$

Формула (6) является расчетной. В мощных передатчиках значения Q_2 обычно бывают одного порядка с η_0^2 . Поэтому величины $(K_0 \beta)_{opt}$ получаются небольшими, что очень важно с точки зрения обеспечения устойчивости.

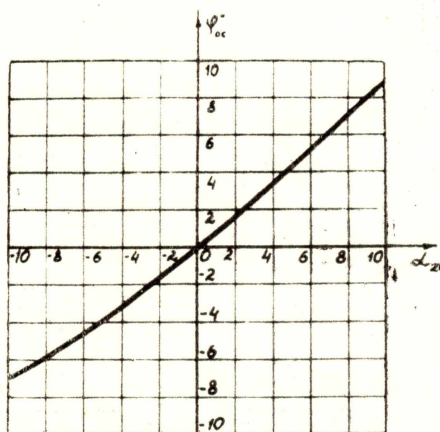


Рис. 3.

Выражение (2) после подстановки в него (6) может быть представлено в виде

$$\operatorname{tg} \varphi_{po} = - \frac{1 + \eta_0^2}{x_A + (K_0 \beta)_{opt} (1 + \eta_0^2) x^2} \quad (7)$$

Оценим эффективность реактивной обратной связи в отношении повышения фазовой стабильности по сравнению с противосвязью.

Фазовая нестабильность в случае использования для целей стабилизации противосвязи определяется из выражения [6]

$$\operatorname{tg} \varphi_{oc} = \frac{x_A}{(1 + \eta_0^2)(1 + K_0 \beta x^2)} \quad (8)$$

В этом случае стабильность увеличивается с ростом глубины обратной связи, но фазовые углы при симметричных расстройках собственной частоты антенного контура относительно резонансной становятся неодинаковыми.

На рис. 3 приведен график $\varphi_{oc} = f(\alpha_A)$ в области расстроек $\alpha_A = -10 \div +10$, рассчитанный по формуле (8) для случая $Q_2 = 50$ и $1 + \gamma_0^2 = 25$.

Выбранным параметрам на основании (6) соответствует $(K_0 \beta)_{opt} = 2$.

Из графика видно, что нестабильность фазы в случае обратной связи достигает $\Delta \varphi > 15^\circ$. Легко убедиться, используя выражение (7), что фаза сигнала при использовании реактивной обратной связи в пределах выбранных расстроек остается постоянной.

Анализ стабильности фазы проведен только для случая, когда реактивной обратной связью охвачены два каскада. Однако он остается справедливым при любом числе каскадов, если все каскады предварительного усиления настроены в резонанс.

Результаты эксперимента

Структурная схема экспериментальной установки приведена на рис. 4.

Здесь: K — двухкаскадный усилитель, выходной каскад которого работает в перенапряженном режиме и имеет нагрузку в виде индуктивно связанных контуров;

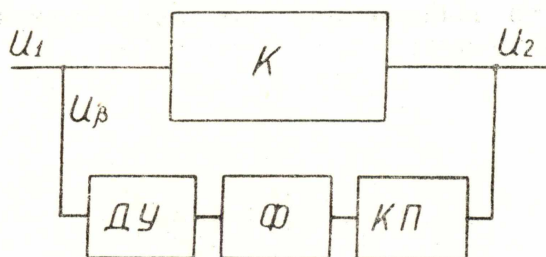


Рис. 4.

$KП$ — катодный повторитель, который предназначен для того, чтобы избежать шунтирования второго контура оконечного каскада цепью обратной связи;

Φ — мостиковый фазовращатель.

Для получения заземленного выхода мостиковый фазовращатель подключается к сеткам дифференциального усилителя ДУ. Напряжение обратной связи снималось с катушки индуктивности второго контура и подавалось в катод первого каскада усилителя.

Фазовые сдвиги при расстройке второго контура измерялись методом, описанным в [8] на частоте 62,5 кГц (коэффициент деления исходной частоты $n = 20$). Параметры второго контура: $C_2 = 3000$ пф, $L_2 = 2,15$ мкГн, $1 + \gamma_0^2 = 30$, $Q_2 = 30$.

Уход фазы при увеличении или уменьшении емкости контура C_2 на 300 пф в схеме без обратной связи составлял $\Delta \varphi \approx 6^\circ 20'$. В случае реактивной связи ухода фазы замечено не было.

Выводы

1. Реактивная обратная связь позволяет получить высокую стабильность фазы тока в антенне передатчика при небольших глубинах связи, равных оптимальным.

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Астафьев Г. П., Шебашевич В. С., Юрков Ю. А. Радионавигационные устройства и системы, изд. Сов. радио, М., 1958.
2. Модель З. П., Персон З. В. Компенсация искажений в передающих устройствах путем применения противосвязи, ИЭСТ, № 7, 1938.
3. Надененко С. И. Антенны, Связьиздат, М., 1959.
4. Нейман М. С. Передающие антенны, Энергоиздат, 1934.
5. Пестряков В. Б. Радионавигационные угломерные системы, Госэнергоиздат М.-Л., 1955.
6. Суслов И. А. Стабилизация фазы тока в антенне с помощью противосвязи, Труды СФТИ, вып. 37, 1959.
7. Штиллерман Л. Е., Соскин Г. А. Стабилизация фаз и амплитуд токов в антеннах, ИЭСТ № 11, 1940.
8. Шульженко К. М., Силов Е. Н., Суньян В. Я. Об измерении фазовых сдвигов и фазовой модуляции с помощью интерференционных картин. Доклады Томской городской научно-технической конференции на тему „Автоматизация производственных процессов“, 1959.
9. Распространение длинных и сверхдлинных волн. Сборник статей под ред. В. Б. Пестрякова, ИЛ, М., 1960.