

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.5.2>

УДК 621.396.67

## СЛЕДЯЩАЯ ДВУХКАНАЛЬНАЯ МОНОИМПУЛЬСНАЯ АНТЕННА С ВОЛНОЙ $E_{01}$

С. Л. Внотченко, В. Г. Конев, Е. И. Лаврецкий, В. С. Чернышов

НИИ Точных Приборов, 127490, Москва, ул. Декабристов, владение 51

Статья поступила в редакцию 30 апреля 2021 г.

**Аннотация.** Проведен расчет перекрестных связей между осями следящего привода в моноимпульсной антенне с волной  $E_{01}$  в зависимости от коэффициентов эллиптичности приемной антенны и падающего поля. Приведены траектории «втягивания» антенны в равносигнальное направление для различных значений коэффициентов эллиптичности и положений источника излучения (спутника) относительно равносигнального направления. Определены допустимые значения коэффициентов эллиптичности для нормального функционирования автосопровождения.

**Ключевые слова:** моноимпульсная антенна, волна  $E_{01}$ , суммарная и разностная диаграммы направленности, коэффициент эллиптичности.

**Abstract.** Calculation of cross-couplings between the tracking system axes in  $TM_{01}$ -mode monopulse antenna with respect to ellipticity coefficients of a receiving antenna and the incident field is performed. Pointing correction paths are given for diverse values of ellipticity coefficients and angular directions of the incident wave. Acceptable values of ellipticity coefficients for the robust performance of tracking system are determined.

**Key words:** monopulse tracking antenna,  $TM_{01}$ -mode, sum and difference radiation patterns, coefficient of ellipticity.

### Введение

Среди следящих моноимпульсных антенн с круговой поляризацией широкое применение находят антенны, в которых разностная диаграмма направленности (ДН) формируется с использованием волны  $H_{21}$  [1].

Наряду с этим применяются и более простые по конструкции антенны, в которых разностная ДН формируется с использованием волны  $E_{01}$ . Подробное рассмотрение такой антенны приведено в [2]. В этой антенне для обеспечения режима автосопряжения формируются две суммарные ДН на линейных поляризациях, каждая из которых служит опорой в каналах формирования сигналов ошибок по осям следящего привода.

В настоящей работе проводится аналогичное исследование для случая, когда в антенне формируется один суммарный канал на круговой поляризации. В такой антенне по сравнению с предыдущей отсутствуют поляризационные потери в коэффициенте усиления.

### 1. Принцип работы антенны

Для пояснения принципа работы антенны представим (рисунок 1) воронкообразную ДН с радиальной поляризацией (формируемую волной  $E_{01}$ ) в плоскости, перпендикулярной ее оси, в виде двух одинаковых по амплитуде разностных ДН: одной – по азимуту с горизонтальной поляризацией, другой – по углу места с вертикальной поляризацией, изменяющихся от угла  $\varphi$  по законам  $\cos(\varphi)$  и  $\sin(\varphi)$ , соответственно.

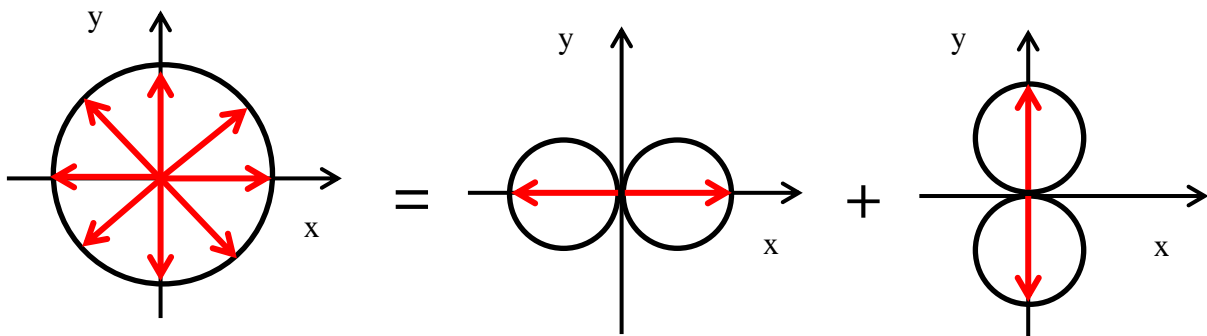


Рис. 1. Представление ДН с радиальной поляризацией в виде двух одинаковых по амплитуде разностных ДН.

Тогда принятый сигнал от источника излучения с круговой поляризацией, расположенного вблизи равносигнального направления (РСН), можно представить в виде двух сигналов: одного, соответствующего азимутальной ДН и равного  $C\theta \cos(\varphi)$ , и другого, соответствующего угломестной ДН и равного

$C\theta \sin(\varphi)e^{i\frac{\pi}{2}}$ , где  $C$  – константа, а  $\theta$  – угол отклонения источника излучения относительно оси антенны (РСН). Сдвиг по фазе на  $90^\circ$  между указанными выше сигналами, обусловленный круговой поляризацией принимаемого сигнала, позволяет их разделить в каналах выделения сигналов ошибок, подав в один из них суммарный сигнал со сдвигом по фазе на  $90^\circ$ .

Описанная выше ситуация соответствует случаю, когда коэффициент эллиптичности (КЭ) приемной антенны и принимаемого сигнала равны единице. Более сложный случай, когда коэффициенты эллиптичности не равны единице, рассмотрен ниже.

## 2. Расчет суммарного и разностного сигналов

Для дальнейшего анализа введем прямоугольную систему координат  $X$ ,  $Y$ , представленную на рисунке 2. Прямую, проходящую через начало координат перпендикулярно плоскости чертежа, примем за равносигнальное направление (РСН), совпадающее с осью антенны. Оси  $X$  и  $Y$  примем совпадающими с осями привода по углу места и азимута соответственно. Положение маяка будем характеризовать угловым расстоянием  $\theta$  относительно начала координат (относительно РСН) и углом  $\varphi$  относительно оси  $X$ .

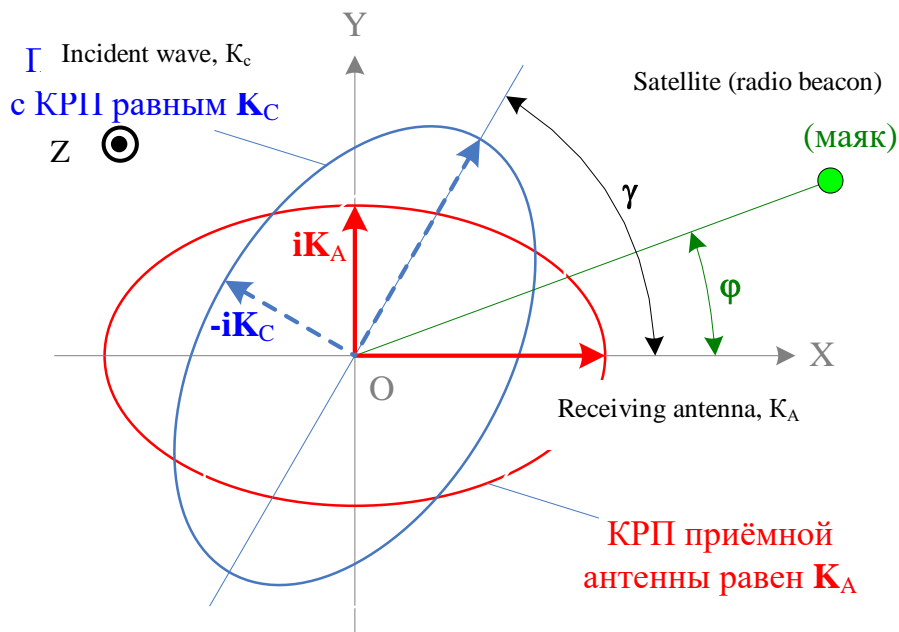


Рис. 2. Эллипсы поляризации приемной антенны и падающего поля.

Сигнал, принимаемый антенной по суммарному  $\Sigma$  и разностному  $\Delta$  каналам, зависит от двух факторов: поляризации принимаемого сигнала и диаграммы направленности антенны. Для определенности рассмотрим левую поляризацию приемной антенны и принимаемого сигнала. Предположим, что большая ось эллипса антенны по суммарному каналу расположена вдоль оси  $OX$ , и её КЭ по полю (напряжению) равен  $K_A$ , а большая ось эллипса принимаемого сигнала составляет с осью  $OX$  угол  $\gamma$ , и его КЭ по полю равен  $K_C$ . Тогда можно показать, что комплексная амплитуда сигнала по суммарному каналу будет равна

$$\mathbf{E}^\Sigma = C_1 [(1 + K_A K_C) \cos(\gamma) + i \cdot (K_A + K_C) \sin(\gamma)], \quad (1)$$

где  $C_1$  – коэффициент пропорциональности.

Для определения сигнала по разностному каналу необходимо иметь в виду, что у него радиальная поляризация. С учётом этого, комплексная амплитуда сигнала по разностному каналу будет равна

$$\mathbf{E}^\Delta = C_2 [\cos(\gamma - \varphi) + i \cdot K_C \sin(\gamma - \varphi)], \quad (2)$$

где  $C_2$  – коэффициент пропорциональности.

Далее ограничимся рассмотрением случая автосопряжения при малых углах отклонения от равносигнального направления. Тогда можно считать ДН по суммарному каналу постоянной, а по разностному каналу – пропорциональной углу отклонения  $\theta$ . С учетом этого, действительные значения сигналов по суммарному и разностному каналам будут равны:

$$\mathbf{E}^\Sigma(t) = C_1 \cdot [(1 + K_A K_C) \cos(\gamma) \cos(\omega t) - (K_A + K_C) \sin(\gamma) \sin(\omega t)], \quad (3)$$

$$\mathbf{E}^\Delta(t) = C_3 \theta \cdot [\cos(\gamma - \varphi) \cos(\omega t) - K_C \sin(\gamma - \varphi) \sin(\omega t)]. \quad (4)$$

### 3. Обработка сигналов

Блок-схема устройства обработки суммарного и разностного сигналов для выделения угловых рассогласований, пропорциональных горизонтальному  $H$  (азимутальному) и вертикальному  $V$  (угломестному) отклонению маяка от равносигнального направления (РСН), показана на рисунке 3. Процесс обработки описывается как выполнение алгебраических операций цифровым устройством.

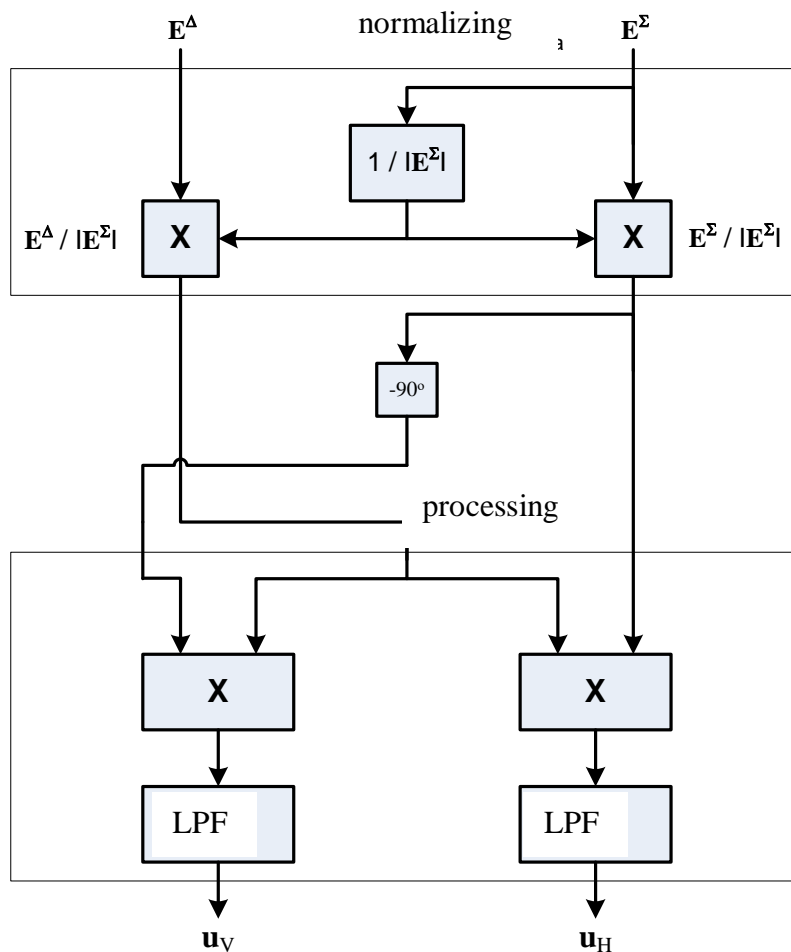


Рис. 3. Блок-схема устройства обработки суммарного и разностного сигналов для выделения угловых рассогласований.

Сигналы, поступающие в устройство обработки по суммарному  $E^\Sigma$  и разностному  $E^A$  каналу, сначала нормируются по модулю суммарного сигнала

$$|E^\Sigma| = C_1 \sqrt{(1 + K_A K_C)^2 \cos^2(\gamma) + (K_A + K_C)^2 \sin^2(\gamma)}.$$

Эта операция выполняется в перемножителях (**X**) и эквивалентна автоматической регулировке усиления.

Затем из суммарного сигнала формируется опорный сигнал, в результате поворота фазы на  $-90^\circ$  ( $e^{-i90^\circ} = -i$ ), который необходим для получения вертикальной составляющей ошибки.

$$E_{-90^\circ}^\Sigma = C_1 \cdot [(K_A + K_C) \sin(\gamma) \cos(\omega t) + (1 + K_A K_C) \cos(\gamma) \sin(\omega t)].$$

Обработка принимаемых сигналов заключается в перемножении (**X**) сигнала разностного канала  $E^\Delta$  на опорные сигналы  $E^\Sigma$  и  $E_{-90^\circ}^\Sigma$ . После операции перемножения и удаления высокочастотных компонент, выполняемых фильтром нижних частот (ФНЧ), вычисляются горизонтальная  $H$  и вертикальная  $V$  компоненты ошибки углового рассогласования (следует отметить, что при аналоговой реализации обработки эта операция выполнялась бы с помощью фазового детектора).

Опуская промежуточные вычисления, получаем:

$$\mathbf{u}_H = \frac{C_1 C_3 \theta}{4 |E^\Sigma|^2} \cdot [2(K_C(K_A + K_C) \sin^2(\gamma) + (1 + K_A K_C) \cos^2(\gamma)) \times \cos(\varphi) + 2((1 - K_C^2) \sin(\gamma) \cos(\gamma)) \times \sin(\varphi)] \quad (5)$$

$$\mathbf{u}_V = \frac{C_1 C_3 \theta}{4 |E^\Sigma|^2} \cdot [2((K_A + K_C) \sin^2(\gamma) + K_C(1 + K_A K_C) \cos^2(\gamma)) \times \sin(\varphi) + 2(K_A(1 - K_C^2) \sin(\gamma) \cos(\gamma)) \times \cos(\varphi)] \quad (6)$$

Таким образом, в результате обработки с использованием двух каналов для горизонтальной и вертикальной осей, формируются выходные напряжения ошибки  $\mathbf{u}_H$  и  $\mathbf{u}_V$ , выражения для которых с учётом нормировки выглядят как:

$$\mathbf{u}_H = C_4 \cdot \theta \cdot [P \cos \varphi + Q \sin \varphi], \quad (7)$$

$$\mathbf{u}_V = C_4 \cdot \theta \cdot [S \cos \varphi + R \sin \varphi], \quad (8)$$

где  $C_4$  – коэффициент пропорциональности.

Остальные коэффициенты равны

$$P = 2 \frac{(1 + K_A K_C) \cos^2(\gamma) + K_C (K_A + K_C) \sin^2(\gamma)}{(1 + K_A K_C)^2 \cos^2(\gamma) + (K_A + K_C)^2 \sin^2(\gamma)} \quad (9a)$$

$$Q = 2 \frac{(1 - K_C^2) \sin(\gamma) \cos(\gamma)}{(1 + K_A K_C)^2 \cos^2(\gamma) + (K_A + K_C)^2 \sin^2(\gamma)} \quad (9б)$$

$$R = 2 \frac{(K_A + K_C) \sin^2(\gamma) + K_C (1 + K_A K_C) \cos^2(\gamma)}{(1 + K_A K_C)^2 \cos^2(\gamma) + (K_A + K_C)^2 \sin^2(\gamma)} \quad (9в)$$

$$S = 2 \frac{K_A \cdot (1 - K_C^2) \cdot \cos(\gamma) \sin(\gamma)}{(1 + K_A K_C)^2 \cos^2(\gamma) + (K_A + K_C)^2 \sin^2(\gamma)} \quad (9г)$$

Вывод выражений для выходных напряжений ошибки  $u_H$  и  $u_V$  в случае произвольной ориентации главных осей эллипсов поляризации приемной антенны и падающего поля приведен в приложении.

#### 4. Кросс-связь

Из полученных выражений (7)-(9) вытекает наличие перекрёстных связей между вертикальной и горизонтальной осями, которые определяются коэффициентами  $P$ ,  $Q$ ,  $R$ , и  $S$ . Эта кросс-связь зависит от КЭ принимаемого сигнала  $K_C$  и наклона оси поляризации  $\gamma$ .

Для круговой поляризации маяка, когда  $K_C = 1$  ( $K_C = 0$  дБ) эта кросс-связь исчезает ( $Q = S = 0$ ). Кроме того она пропадает для эллиптической поляризации, когда угол  $\gamma$  равен  $\pi n / 2$ , где  $n = 0, 1, \dots$ .

На величину кросс-связи также влияет КЭ приёмной антенны  $K_A$ . В случае строго круговой поляризации, когда  $K_C = 1$  и  $K_A = 1$  формулы (7) и (8) принимают вид преобразования полярных координат  $(\theta, \varphi)$  в декартовы

$$u_H = C_4 \cdot \theta \cdot \cos \varphi,$$

$$u_V = C_4 \cdot \theta \cdot \sin \varphi.$$

Расчётные зависимости коэффициентов  $P$ ,  $Q$ ,  $R$ , и  $S$  в (9) от угла наклона большой оси поляризации  $\gamma$  при вариации величин  $K_C$  и  $K_A$  показаны на

рисунках 4 и 5.

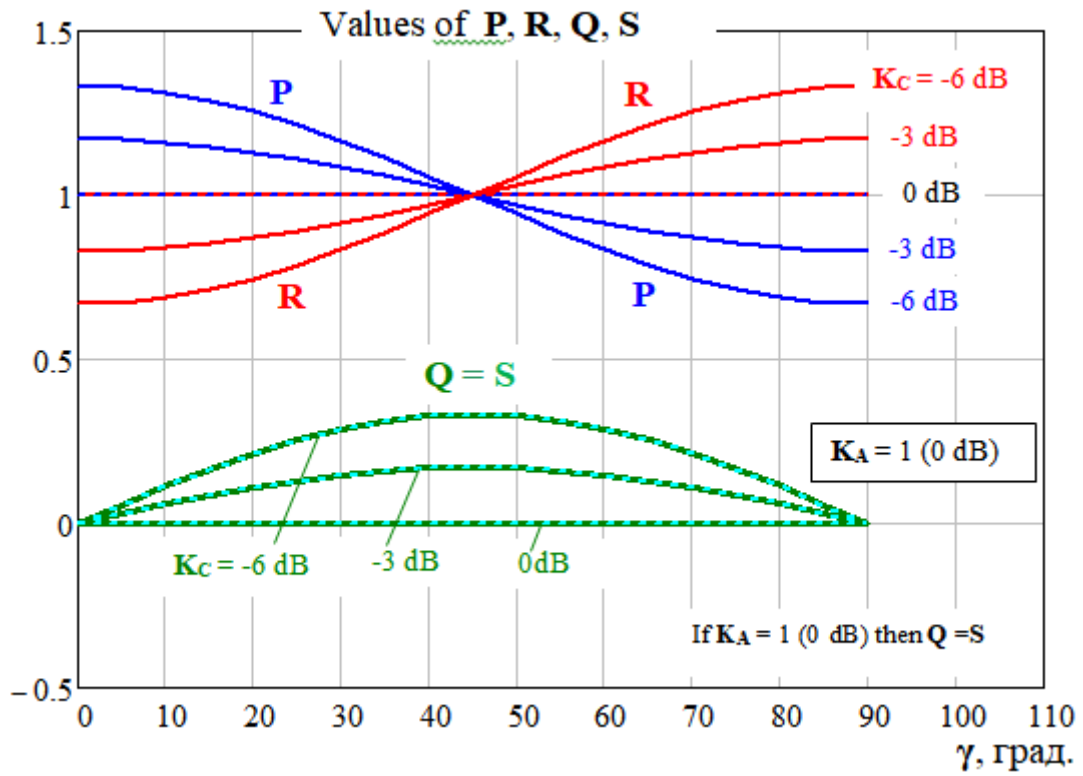


Рис. 4. Зависимость коэффициентов P, R, Q, и S от угла  $\gamma$  при трёх значениях КЭ маяка:  $K_C = 1,0$  (0 дБ);  $0,71$  (-3 дБ);  $0,50$  (-6 дБ).

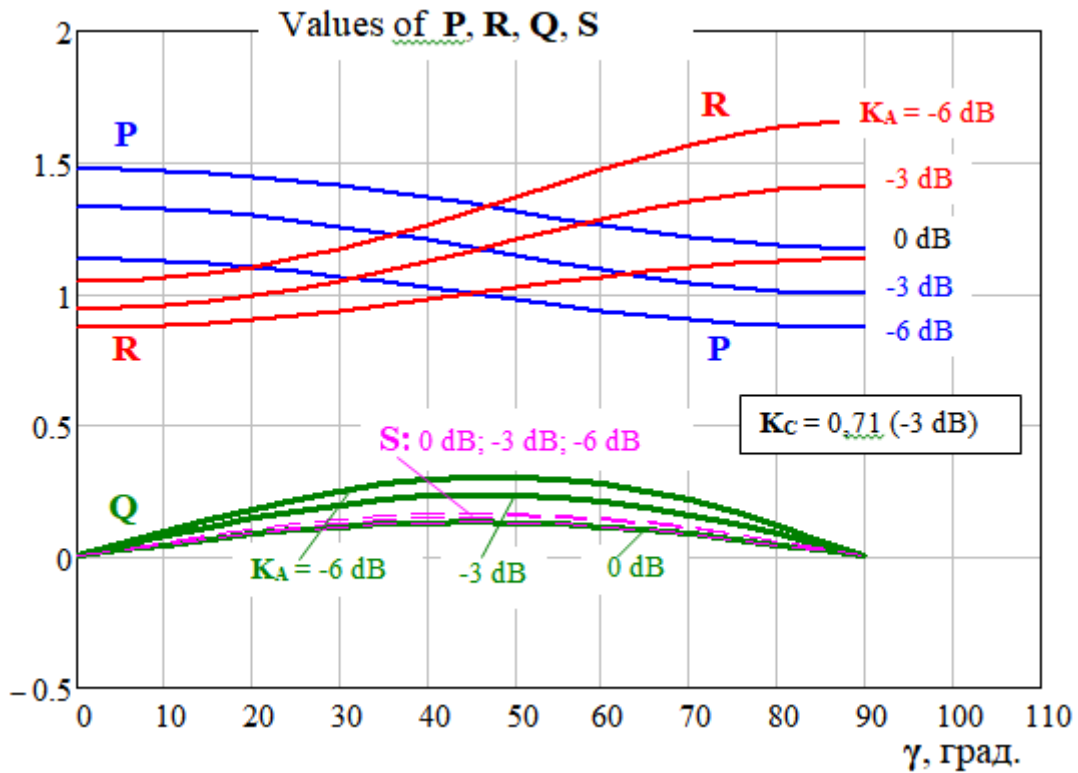


Рис. 5. Зависимость коэффициентов P, R, Q, и S от угла  $\gamma$  при трёх значениях КЭ приёмной антенны:  $K_A = 1,0$  (0 дБ);  $0,71$  (-3 дБ);  $0,50$  (-6 дБ).



Из полученных зависимостей следует, что коэффициенты  $\mathbf{P}$ ,  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{S}$  в зависимости от угла наклона оси поляризации  $\gamma$  меняются по закону, близкому к гармоническому с периодом  $180^\circ$ . Причем значения коэффициентов при основных составляющих ( $\mathbf{P}$  и  $\mathbf{R}$ ) группируются около единичного уровня, а кросс-составляющие ( $\mathbf{Q}$  и  $\mathbf{S}$ ) – около нулевого.

Снижение КЭ излучения маяка  $\mathbf{K}_C$  приводит к заметному увеличению кросс-связи, а уменьшение КЭ приёмной антенны  $\mathbf{K}_A$  относительно слабо влияет на величину коэффициентов кросс-связи  $\mathbf{Q}$  и  $\mathbf{S}$ .

### 5. Динамические эффекты

С целью анализа динамики наведения на маяк при наличии кросс-связи, для соотношений (7) и (8), удобно использовать матричную запись

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_H \\ \mathbf{u}_V \end{bmatrix} = \mathbf{C}_5 \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{P} & \mathbf{Q} \\ \mathbf{S} & \mathbf{R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_H \\ \boldsymbol{\varepsilon}_V \end{bmatrix} = \mathbf{C}_5 \cdot [\mathbf{M}] \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_H \\ \boldsymbol{\varepsilon}_V \end{bmatrix}, \quad (10)$$

или в развёрнутом виде

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_H \\ \mathbf{u}_V \end{bmatrix} = \mathbf{C}_5 \cdot \begin{bmatrix} \frac{(1 + \mathbf{K}_A \mathbf{K}_C) \cos^2(\gamma) + \mathbf{K}_C (\mathbf{K}_A + \mathbf{K}_C) \sin^2(\gamma)}{(1 + \mathbf{K}_A \mathbf{K}_C)^2 \cos^2(\gamma) + (\mathbf{K}_A + \mathbf{K}_C)^2 \sin^2(\gamma)} & \frac{(1 - \mathbf{K}_C^2) \sin(\gamma) \cos(\gamma)}{(1 + \mathbf{K}_A \mathbf{K}_C)^2 \cos^2(\gamma) + (\mathbf{K}_A + \mathbf{K}_C)^2 \sin^2(\gamma)} \\ \frac{\mathbf{K}_A (1 - \mathbf{K}_C^2) \cos(\gamma) \sin(\gamma)}{(1 + \mathbf{K}_A \mathbf{K}_C)^2 \cos^2(\gamma) + (\mathbf{K}_A + \mathbf{K}_C)^2 \sin^2(\gamma)} & \frac{(\mathbf{K}_A + \mathbf{K}_C) \sin^2(\gamma) + \mathbf{K}_C (1 + \mathbf{K}_A \mathbf{K}_C) \cos^2(\gamma)}{(1 + \mathbf{K}_A \mathbf{K}_C)^2 \cos^2(\gamma) + (\mathbf{K}_A + \mathbf{K}_C)^2 \sin^2(\gamma)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_H \\ \boldsymbol{\varepsilon}_V \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где  $\mathbf{C}_5 = \mathbf{C}_4 \cdot \boldsymbol{\theta}$ ;  $[\boldsymbol{\varepsilon}_H, \boldsymbol{\varepsilon}_V]^T$  – начальная ошибка рассогласования;  $[\mathbf{M}]$  – матрица вычисления ошибки наведения.

Для рассмотрения динамических эффектов, обусловленных кросс-связью, представленное выражение (10) может быть использовано на примере итеративной процедуры, определяемой следующим образом [2]:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_H \\ \boldsymbol{\varepsilon}_V \end{bmatrix}_n = [\mathbf{E} - \delta t \cdot \mathbf{M}]^n \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_H \\ \boldsymbol{\varepsilon}_V \end{bmatrix}_0, \quad (12)$$

где  $[\boldsymbol{\varepsilon}_H, \boldsymbol{\varepsilon}_V]^T_n$  – результирующая ошибка рассогласования после  $n$  итераций;  $\delta t$  – шаг итерации;  $\mathbf{E}$  – единичная матрица:

$$[\mathbf{E}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

На рисунке 6 представлен результат применения итеративного процесса (12) к нескольким случаям различной поляризации излучения маяка. На осях графика в градусах отложены ошибки углового рассогласования по горизонтали  $\varepsilon_H$  и по вертикали  $\varepsilon_V$ . В данном примере процесс наведения начинается в исходной точке с координатами  $[\varepsilon_H, \varepsilon_V]_0^T = [0,5; 1,0]$ , которые имеют смысл начального рассогласования по углам (в градусах). Показаны четыре случая:  $K_C = 1$  (круговая поляризация сигнала маяка),  $K_C = 0,77$  (эллиптическая поляризация),  $K_C = 0,5$  (эллиптическая поляризация) и  $K_C = 0,3$  (сильно-эллиптическая поляризация).

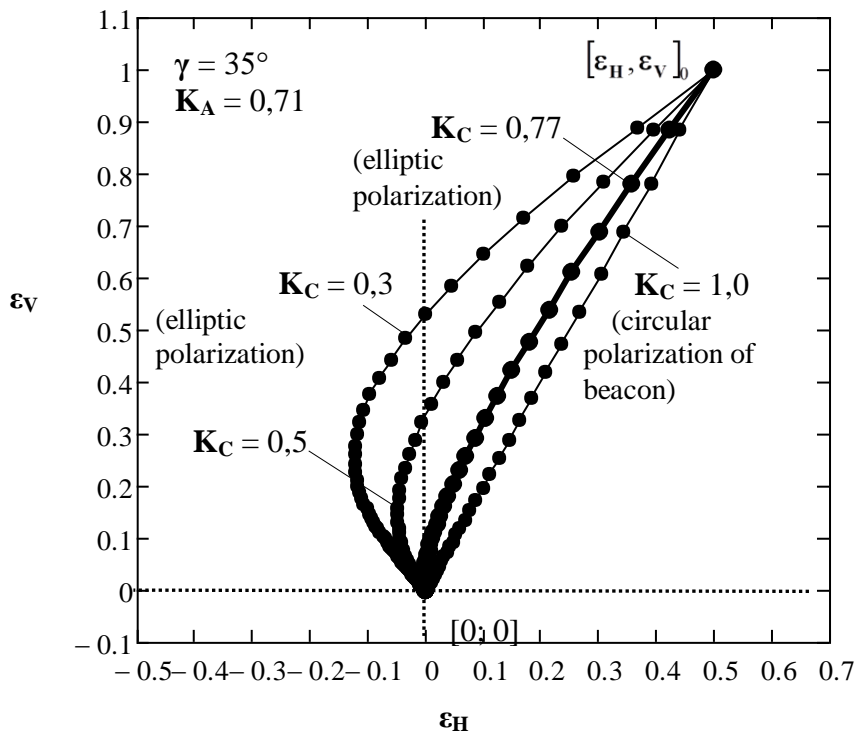


Рис. 6. Втягивание антенны в РСН для четырех значений КЭ маяка.

Графики показывают, что при круговой поляризации ( $K_C = 1$ ) линия коррекции углов – кратчайшая прямая, заканчивающаяся в точке нулевой ошибки  $[0; 0]$ , тогда как эллиптическая поляризация ( $K_C < 1$ ) заставляет линию коррекции изгибаться, тем сильнее, чем меньше  $K_C$ .

Метки на графиках отмечают отдельные шаги итерации, что позволяет видеть замедление процесса наведения по мере приближения к точке нулевой ошибки  $[0; 0]$ .

В теории даже малая величина КЭ позволит выработать полную величину корректирующего сигнала с любого направления (рисунок 7), хотя и с ухудшенным временем наведения. Тем не менее, практически следует считать, что при  $K_A \geq 0,7$  допустимыми значениями  $K_C$  следует считать величины более 0,6, т.к. в этом случае траектории втягивания близки к прямой линии. На рисунке 8 показаны траектории втягивания с разных направлений при типовых поляризационных параметрах пеленгационного канала: КЭ излучения маяка не менее 0,6 по мощности ( $K_C = 0,77$ ) и КЭ приёмной антенны не менее 0,5 по мощности ( $K_A = 0,71$ ).

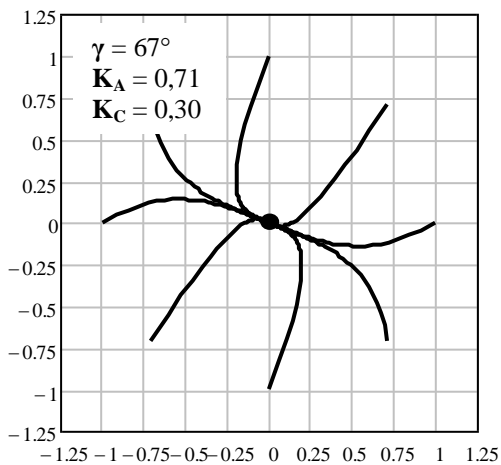


Рис. 7.

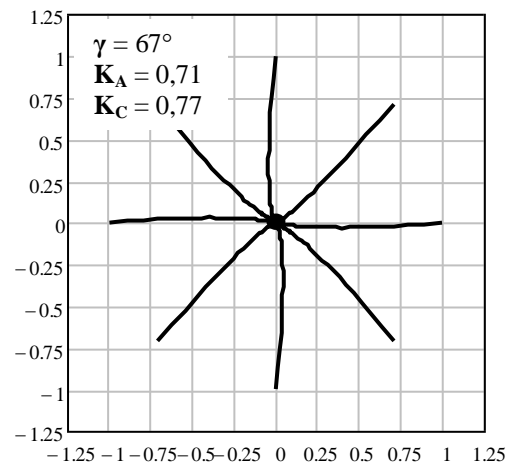


Рис. 8.

Представленная модель обработки основывается на несколько упрощённом представлении канала пеленгации, поскольку соответствует идеализированной системе без тепловых шумов.

## 6. Модель с шумами

Для рассмотрения эффектов, обусловленных наличием аддитивного шума в приёмном канале пеленгатора, в модель включается имитатор шума, представляющий собой генератор последовательности нормально распределённых случайных величин  $n$ . При этом к текущим значениям напряжения сигналов рассогласования в горизонтальном и вертикальном канале на каждой итерации прибавляются случайные величины

$$\begin{bmatrix} \varepsilon'_H \\ \varepsilon'_V \end{bmatrix}_i = \begin{bmatrix} \varepsilon_H \\ \varepsilon_V \end{bmatrix}_i + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_H \\ \mathbf{n}_V \end{bmatrix}_i, \quad (13)$$

где  $\begin{bmatrix} \mathbf{n}_H \\ \mathbf{n}_V \end{bmatrix}$  формируется как  $\mathbf{rnorm}(2,0,1)$  – пара нормальных величин с нулевым средним и единичным СКО [3], делённая на  $\mathbf{q}$  – величину, пропорциональную отношению сигнал/шум по напряжению. С учётом этого добавления итеративный процесс наведения на маяк по-прежнему реализуется в соответствии выражением (12).

На рисунке 9 показан пример траекторий втягивания для параметров поляризации, аналогичных рисунку 6 при  $\mathbf{q} = 30$ . Из графиков видно, что, несмотря на наличие заметных искажений, характер наведения сохраняется.

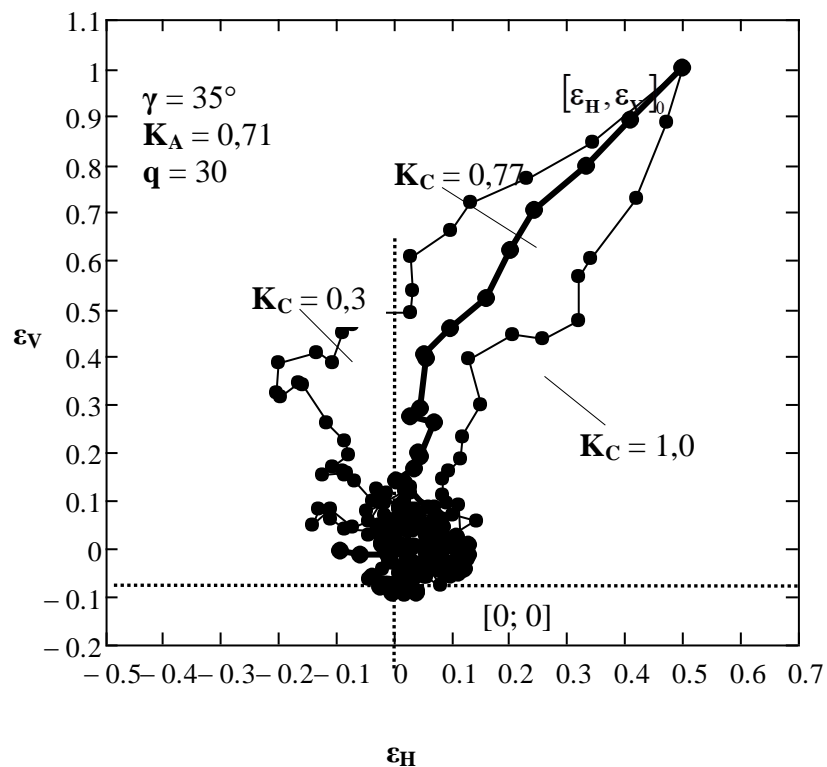
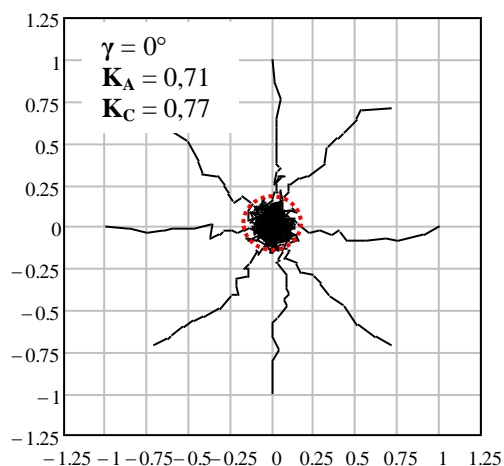


Рис. 9. Пример траекторий втягивания при наличии шумов.

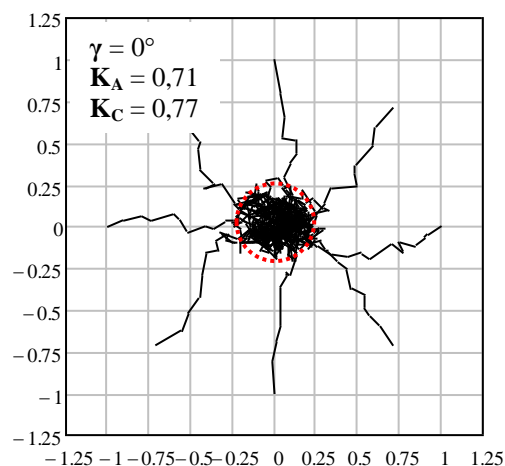
Примеры с втягиванием с разных направлений при двух отношениях сигнал/шум представлены на рисунках 10 и 11.

По мере снижения величины  $q$  становятся всё более заметными случайные искажения траектории втягивания, а также увеличиваются области флуктуационной ошибки наведения в окрестности нулевой точки  $[0; 0]$ , которые на рисунках 10 и 11 отмечены пунктирными окружностями.



$q = 30$

Рис. 10.



$q = 15$

Рис. 11.

Следует также отметить, что оценка флуктуационной угловой ошибки автосопровождения, полученная из модели с шумом при  $q=30$  (пунктирная область на рисунке 10), составляет:  $\pm 3\sigma = \pm 0,14^\circ$ .

## 7. Относительное время втягивания

Влияние поляризационных параметров на продолжительность процесса наведения приёмной антенны требует оценки относительных временных характеристик втягивания. Характер замедления процесса наведения по мере уменьшения остаточной угловой ошибки целесообразно исследовать на модели с шумами. При этом, в качестве критерия оценки можно использовать момент достижения области случайной ошибки наведения (см., например, рисунок 9). Ориентировочные оценки для отношения сигнал/шум по напряжению  $q = 30$ , дают следующие результаты: при КЭ сигнала маяка  $K_C = 1$  (круговая поляризация) время втягивания составляет 14 шагов итеративного процесса, а при КЭ маяка  $K_C = 0,77$  (эллиптическая поляризация) время втягивания

составляет 15 шагов. Таким образом, при умеренном снижении КЭ увеличение времени втягивания незначительное. Для случая с низким КЭ ( $K_C = 0,3$ ) время втягивания увеличивается до 25 шагов. Усреднённые оценки, выполненные по случайным выборкам для восьми направлений втягивания, дают похожие результаты.

## Выводы

Полученные в настоящей работе соотношения, описывающие режим автосопровождения с учётом влияния эллиптичности поляризации и взаимной ориентации эллипсов поляризации маяка и приёмной антенны, позволили сделать следующие выводы:

- подтверждена работоспособность принятой схемы обработки суммарного и разностного сигналов с целью получения корректных угловых ошибок рассогласования;

- показано, что КЭ сигнала маяка не менее 0,6 по мощности ( $K_C = 0,77$ ) обеспечивает приемлемые характеристики автосопровождения независимо от направления рассогласования;

- для приёмной антенны значение КЭ не менее 0,5 по мощности ( $K_A = 0,71$ ) может считаться достаточным;

- система полностью сохраняет работоспособность при отношении сигнал/шум  $q \geq 30$  в канале пеленгации;

- для принятых значений КЭ при наличии тепловых шумов время втягивания в среднем незначительно отличается от идеального случая с круговой поляризацией.

## Литература

1. Choung Y.H., Goudey K., Bryans L. Theory and design of a Ku-band TE<sub>21</sub>-mode coupler. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 1982. Vol.30. No.11. P.1862-1866.
2. Cook J.S., Lowell R. The Autotrack System. *The Bell System Technical Journal*. July 1963. P.1283-1307.
3. Макаров Е. *Инженерные расчеты в MathCad 15*. СПб., Питер. 2011, 400 с.

## Приложение

### Вывод выражений для $u_H$ и $u_V$ для общего случая произвольного расположения осей эллипсов поляризации приемной антенны и падающего поля

Примем коэффициент эллиптичности по полю по суммарному каналу равным  $K_A$ , а угол между большой осью эллипса поляризации с осью X обозначим через  $\alpha$ . Аналогичные значения для падающего поля обозначим через  $K_C$  и  $\gamma$ . Для определенности рассмотрим левую поляризацию приемной антенны и принимаемого сигнала. На рисунке П.1 направления больших осей эллипсов обозначены векторами  $\vec{a}$  и  $\vec{\gamma}$ .

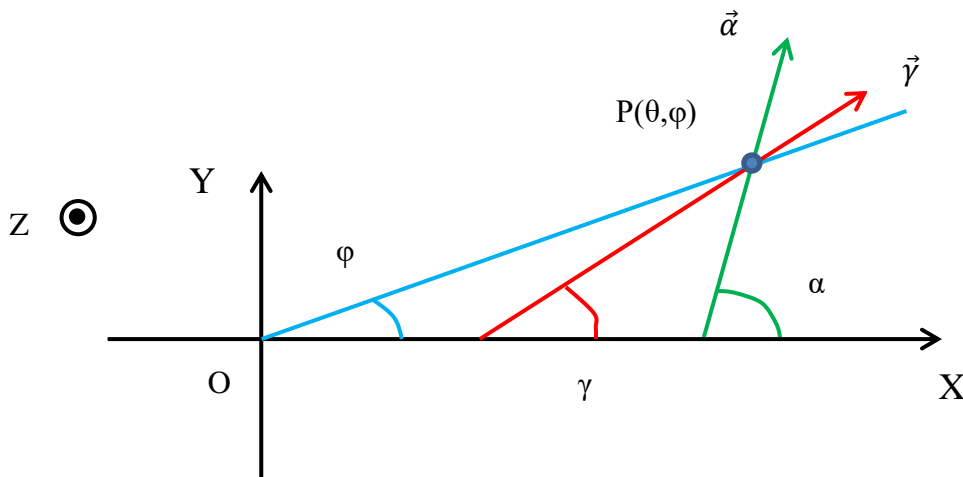


Рисунок П.1- Геометрия главных осей эллипсов поляризации.

В ситуации с наклоном главной оси эллипса поляризации приемной антенны должна быть выполнена настройка облучателя (фазирование), обеспечивающая, например, синфазность сигналов суммарного и разностного каналов при идеальной круговой поляризации падающего поля для  $\varphi=0^\circ$ . Легко показать, что для такого фазирования нужно ввести фазовый сдвиг  $e^{i\alpha}$  для комплексной амплитуды в суммарном канале.

Тогда комплексная амплитуда сигнала по суммарному каналу будет равна

$$E^\Sigma = C_1[(1 + K_A K_C)\cos(\gamma - \alpha) + i(K_A + K_C)\sin(\gamma - \alpha)]e^{i\alpha}, \quad (\text{П.1})$$

где  $C_1$  – коэффициент пропорциональности.

Комплексная амплитуда сигнала по разностному каналу будет равна, как и раньше

$$E^{\Delta} = C_2 \theta [\cos(\gamma - \varphi) + i K_C \sin(\gamma - \varphi)], \quad (\text{П.2})$$

где  $C_2$  – коэффициент пропорциональности.

Действительные значения сигналов по суммарному и разностному каналам будут равны:

$$E^{\Sigma}(t) = C_1 [A \cos(\omega t) - B \sin(\omega t)], \quad (\text{П.3})$$

где

$$A = (1 + K_A K_C) \cos \alpha \cos(\alpha - \gamma) + (K_A + K_C) \sin \alpha \sin(\alpha - \gamma)$$

$$B = (1 + K_A K_C) \sin \alpha \cos(\alpha - \gamma) - (K_A + K_C) \cos \alpha \sin(\alpha - \gamma)$$

$$E^{\Delta}(t) = C_3 \theta [\cos(\gamma - \varphi) \cos \omega t - K_C \sin(\gamma - \varphi) \sin \omega t]. \quad (\text{П.4})$$

Сигналы, поступающие в устройство обработки по суммарному  $E^{\Sigma}$  и разностному  $E^{\Delta}$  каналу, сначала нормируются по модулю суммарного сигнала

$$|E^{\Sigma}| = C_1 \sqrt{A^2 + B^2}$$

Из суммарного канала формируется опорный сигнал, в результате поворота фазы на  $-90^\circ$  ( $e^{-i90^\circ} = -i$ ), который необходим для получения вертикальной составляющей ошибки.

$$E_{-90^\circ}^{\Sigma}(t) = C_1 [B \cos(\omega t) + A \sin(\omega t)].$$

Опуская промежуточные вычисления, получаем выходные напряжения ошибки  $u_H$  и  $u_V$ :



$$U_H = \frac{c_1 c_3 \theta}{2|E^\Sigma|^2} \{ [A \cos \gamma + BK_C \sin \gamma] \times \cos \varphi + [A \sin \gamma - BK_C \cos \gamma] \times \sin \varphi \} \quad (\text{П.5})$$

$$U_V = \frac{c_1 c_3 \theta}{2|E^\Sigma|^2} \{ [B \cos \gamma - AK_C \sin \gamma] \times \cos \varphi + [B \sin \gamma + AK_C \cos \gamma] \times \sin \varphi \} \quad (\text{П.6})$$

Выражения (П.5) и (П.6) при  $\alpha=0$  переходят в выражения (5)-(6).

Матрица вычисления ошибки наведения будет тогда равна:

$$[M] = \frac{1}{A^2 + B^2} \cdot \begin{bmatrix} A \cos \gamma + BK_C \sin \gamma & A \sin \gamma - BK_C \cos \gamma \\ \cos \gamma - AK_C \sin \gamma & B \sin \gamma + AK_C \cos \gamma \end{bmatrix}. \quad (\text{П.7})$$

**Для цитирования:**

Внотченко С.Л., Конев В.Г., Лаврецкий Е.И., Чернышов В.С. Следящая двухканальная моноимпульсная антенна с волной  $E_{01}$ . Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2021. №5. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.5.2>