

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВ ПЕЛЕНГА И КРЕНА ЛЕТАТЕЛЬНОГО
АППАРАТА ПО ОРТОГОНАЛЬНО ЛИНЕЙНО ПОЛЯРИЗОВАННЫМ
СИГНАЛАМ РАДИОМАЯКА© 2020 г. В. Л. Гулько^а, А. А. Мещеряков^{а,*}^а Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Россия, 634050, Томск, просп. Ленина, 40

*e-mail: msch@rts.tusur.ru

Поступила в редакцию 18.05.2020 г.

После доработки 28.05.2020 г.

Принята к публикации 30.05.2020 г.

Для определения углов пеленга и крена летательного аппарата ортогонально линейно поляризованные сигналы радиомаяка одновременно излучаются из двух пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости точек. Результирующие векторные сигналы радиомаяка принимаются приемной антенной на борту летательного аппарата. В облучателе антенны установлен поляризационный модулятор в виде ферритового вращателя плоскости поляризации. Оценка пеленга и крена производится на выходе приемника на частоте, кратной частоте поляризационной модуляции принимаемых сигналов радиомаяка. Описан макет установки, реализующей этот метод. Приведены результаты измерения навигационных элементов. Среднеквадратическая ошибка измерения пеленга составила 0.48° , а угла крена — 0.35° .

DOI: 10.31857/S0032816220060087

ВВЕДЕНИЕ

Одним из перспективных путей расширения функциональных возможностей радионавигационного бортового и наземного оборудования является практическое использование векторной природы радиосигналов как носителя навигационной информации.

Существующие методы определения углового положения летательного аппарата (л.а.) в радиомаячных системах (РМС) навигации основаны на использовании амплитудных, частотных, фазовых или временных характеристик сигналов радиомаяка [1]. Для измерения таких навигационных элементов, как крен и тангаж, применяются дорогостоящие и технически сложные инерциальные средства навигации [2]. Поляризационные же характеристики сигналов радиомаяка практически не используются [3].

В работах [4–6] для оценки пеленга [4, 5] и крена [6] подвижного объекта поляризационно-модуляционным методом исследовалась возможность использования ортогонально линейно поляризованных сигналов радиомаяка. Суть метода заключается в том, что сигналы с вертикальной и горизонтальной поляризациями с равными амплитудами, длинами волн λ и известными начальными фазами излучались одновременно из

двух точек, пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости на расстоянии d .

Результирующие векторные сигналы радиомаяка принимались на борту л.а. приемной антенной, в одноканальный с.в.ч.-тракт которой установлен поляризационный модулятор в виде механически вращающейся с частотой Ω секцией круглого волновода с размещенной внутри полуволновой $\lambda/2$ [4, 6] или четвертьволновой $\lambda/4$ [5] фазовыми пластинами. Вращение фазовой пластины осуществляется шаговым двигателем, механически связанным с секцией круглого волновода. Пеленг α определялся как угол между нормалью к середине базы d и направлением на подвижный объект по формуле [4–6]

$$\alpha = \pm \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi d} \Delta\varphi\right) \pm n\pi, \quad (1)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$; $\Delta\varphi$ – высокочастотная разность фаз между ортогонально линейно поляризованными сигналами в точке приема на борту подвижного объекта.

Разность фаз $\Delta\varphi$, входящую в (1), было предложено в [5] оценивать косвенным способом на выходе приемника по амплитуде спектральной составляющей на частоте 2Ω в случае использования четвертьволновой фазовой пластины, а в [4, 6] при использовании полуволновой фазовой пластины

по амплитуде спектральной составляющей на частоте 4Ω , а крен γ по ее фазе [6]:

$$\gamma, \text{ рад} = \pm \frac{\Phi_{4\Omega}}{2}. \quad (2)$$

В [7] были получены экспериментальные оценки измерения пеленга по ортогонально линейно поляризованным сигналам радиомаяка с использованием поляризационного модулятора в виде вращающейся полуволновой фазовой пластины. Среднеквадратическая ошибка измерения пеленга составила величину 0.38° .

Недостаток методов [4–7] заключается в том, что для осуществления поляризационной модуляции принимаемых сигналов радиомаяка требуется механическое вращение секции круглого волновода, которое в свою очередь ограничено техническими возможностями шагового двигателя. Это приводит к ограничению быстродействия измерения навигационных элементов и усложнению конструкции самого поляризационного модулятора.

В данной статье рассмотрен метод измерения пеленга и угла крена летательного аппарата с использованием электронного поляризационного модулятора в виде ферритового вращателя плоскости поляризации и приводятся экспериментальные оценки точности измерения навигационных элементов.

ОПИСАНИЕ МЕТОДА

Пусть радиомаяк из двух точек, пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости на расстояние d , одновременно излучает ортогонально линейно поляризованные сигналы с вертикальной и горизонтальной поляризациями с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн λ . Тогда результирующий сигнал на направлении α может быть представлен в линейном поляризационном базисе в векторной форме [4–6]:

$$\mathbf{E}_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\Delta\varphi} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha$ – фазовый сдвиг между ортогонально линейно поляризованными сигналами в точке приема на борту л.а.

Наличие множителя $1/\sqrt{2}$ в выражении (3) обусловлено принятой для удобства единичной интенсивностью результирующего сигнала.

В [4] отмечается, что результирующий сигнал (3) в точке приема на борту л.а. имеет в общем случае эллиптическую поляризацию. При этом угол ориентации эллипса поляризации β может принимать два фиксированных значения: первое –

$\beta_1 = \pi/4$, а второе – $\beta_2 = 3\pi/4$. При переходе через круговое состояние поляризации результирующего сигнала происходит скачок изменения угла ориентации эллипса поляризации от значения $\beta_1 = \pi/4$ к значению $\beta_2 = 3\pi/4$ и наоборот.

Для описания взаимодействия результирующего сигнала (3) с с.в.ч.-элементами приемной антенны с установленным поляризационным модулятором в виде ферритового (Фарадеевского) вращателя плоскости поляризации воспользуемся оператором Джонса [8].

Ферритовый вращатель плоскости поляризации представляет собой отрезок круглого волновода, в центральной части которого помещен ферритовый стержень. Он расположен по оси продольного магнитного поля катушки с током, намотанной с внешней стороны волновода [8]. Гармоническое изменение тока подмагничивания в таком модуляторе приводит вследствие эффекта Фарадея к вращению плоскости поляризации волны, распространяющейся по круглому волноводу, не изменяя при этом параметров эллиптичности волны. Частота вращения плоскости поляризации выходной волны задается частотой гармонического изменения тока подмагничивания в модуляторе. Угол поворота плоскости поляризации определяется величиной протекающего тока через катушку и длиной ферритового стержня (или стержней, размещенных друг за другом) [8].

Предположим, что л.а. имеет в общем случае крен γ , определяемый как угол между правой относительно центра масс поперечной полуосью л.а. и горизонтальной плоскостью [6, 9]. Тогда вектор Джонса сигнала на выходе линейного поляризатора, представляющего собой переход с круглого волновода на прямоугольный, можно записать в линейном поляризационном базисе как результат преобразования:

$$\mathbf{E}_{\text{out}}(\theta) = C \frac{1}{\sqrt{2}} [\Pi][M][R(\pm\gamma)]\mathbf{E}_p, \quad (4)$$

где \mathbf{E}_p – вектор Джонса результирующего сигнала (3), определенный в линейном поляризационном

базисе; $[R(\pm\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \mp \sin \gamma \\ \pm \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix}$ – оператор поворота на угол крена $\pm\gamma$; $+\gamma$ – положительный угол крена, когда правая поперечная полуось (или правое крыло л.а.) находится ниже горизонтальной плоскости; $-\gamma$ – отрицательный угол крена, когда правая поперечная полуось (или правое крыло л.а.) находится выше горизонтальной плоскости [9];

$[M] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$ – оператор Джонса поляризационного модулятора в виде ферритового вращателя плоскости поляризации волны на угол $\theta = \Omega t$, являющийся гармонической функцией напряженности магнитного поля H и заданный в линейном

поляризационном базисе [8]; $[П] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ – оператор Джонса линейного поляризатора (переход с круглого волновода на прямоугольный) с горизонтальной собственной поляризацией, совпадающей с правой поперечной полуосью л.а., заданный в линейном поляризационном базисе; C – постоянная, учитывающая потенциал радиомаяка и расстояние от него до л.а.

Выполнив в (4) необходимые преобразования, получим вектор Джонса выходного сигнала линейного поляризатора в виде

$$E_{\text{out}}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}} C \begin{bmatrix} \cos(\theta \pm \gamma) + \sin(\theta \pm \gamma) e^{j\Delta\varphi} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

С учетом (5) сигнал на входе приемника как функция углового положения θ будет иметь вид

$$\dot{E}_{\text{вх}}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}} C \{ \cos(\theta \pm \gamma) + \sin(\theta \pm \gamma) e^{j\Delta\varphi} \}. \quad (6)$$

Амплитуда сигнала на выходе приемника с логарифмической амплитудной характеристикой и линейным детектором равна

$$A(\theta) = \lg \frac{1}{\sqrt{2}} C + \lg | \cos(\theta \pm \gamma) + \sin(\theta \pm \gamma) e^{j\Delta\varphi} |. \quad (7)$$

После преобразований (7), с учетом того, что уровень сигнала в случае логарифмического приемника обычно измеряют в децибелах, при $\theta = \Omega t$ получим

$$A(\Omega t), \text{ дБ} = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{2}} C + 10 \lg \{ 1 + \cos \Delta\varphi \sin(2\Omega t \pm 2\gamma) \}. \quad (8)$$

Из (8) видно, что амплитуда сигнала на выходе приемника с логарифмической амплитудной характеристикой промодулирована удвоенной частотой 2Ω вращения плоскости поляризации сигнала. Глубина модуляции зависит от разности фаз $\Delta\varphi$ и определяет поляризационное состояние результирующего сигнала (3) в точке приема на борту л.а. Поэтому в спектре огибающей выходного сигнала приемника будет присутствовать спектральная составляющая на частоте 2Ω . Причем ее амплитуда $A_{2\Omega}$ определяется косинусом разности фаз $\Delta\varphi$ и, с учетом (1), связана с оценкой угловой координатой α^* соотношением

$$\alpha^* = \pm \arcsin \frac{\lambda}{2\pi d} \Delta\varphi^* \pm n\pi, \quad (9)$$

где $\Delta\varphi^*$ – оценка разности фаз $\Delta\varphi$, полученная косвенным путем через измерение амплитуды $A_{2\Omega}$ спектральной составляющей на частоте 2Ω .

В то же время ее фаза $\varphi_{2\Omega}$ с учетом (8) определяется только углом крена γ и связана с ним соотношением

$$\gamma, \text{ рад} = \pm \frac{\varphi_{2\Omega}}{2}. \quad (10)$$

Необходимо отметить, что фаза $\varphi_{2\Omega}$ отсчитывается от фазы опорного сигнала $\sin 2\Omega t$, определяемой задающим генератором вращения плоскости поляризации сигнала.

При этом амплитуда $A_{2\Omega}$ и фаза $\varphi_{2\Omega}$ не зависят от потенциала радиомаяка и расстояния от него до л.а. Энергетические параметры определяют постоянную составляющую сигнала на выходе логарифмического приемника.

Однако множитель $\cos \Delta\varphi$, входящий в (8), является четной функцией угловой координаты α , что не позволяет определять сторону отклонения л.а. от нулевого направления ($\alpha = 0$), совпадающего с нормалью к середине базы d . Чтобы избежать этого недостатка, предлагается излучать в этом направлении ортогонально линейно поляризованные сигналы с равными амплитудами и длинами волн, но с начальной разностью фаз $\Delta\varphi_0 = \pm \pi/2$. В этом случае результирующий сигнал (3) в точке приема на борту л.а. на равносигнальном направлении при $\alpha = 0$ будет поляризован по левому или правому кругу. Подставляя в (8) постоянный начальный фазовый сдвиг $\Delta\varphi_0$, например, $\pi/2$ получим

$$A(\Omega t), \text{ дБ} = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{2}} C + 10 \lg \{ 1 - \sin \Delta\varphi \sin(2\Omega t \pm 2\gamma) \}. \quad (11)$$

В этом случае в (11) амплитуда спектральной составляющей на частоте $A_{2\Omega}$ определяется синусом разности фаз $\Delta\varphi$ и является нечетной функцией угловой координаты α .

Соотношение (11) позволяет рассчитать зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приемника от углового положения θ плоскости поляризации сигнала поляризационного модулятора для различных значений $\Delta\varphi$ и γ и по форме этих зависимостей проследить механизм появления в спектре огибающей выходного сигнала приемника спектральной составляющей на частоте 2Ω .

Результаты расчета приведены на рис. 1 и 2. На рис. 1 кривые 1–3 соответствуют значениям $\Delta\varphi$, равным 0, $\pi/2$, $\pi/4$ при $\gamma = 0$ соответственно, а на рис. 2 – значениям угла крена γ , равным 0° , 15° , -15° для $\Delta\varphi = \pi/2$ соответственно.

Из анализа рис. 1 следует, что при $\Delta\varphi = 0$ (кривая 1) амплитуда выходного сигнала приемника постоянна и не зависит от углового положения θ плоскости поляризации выходного сигнала поляризационного модулятора. Результирующий сигнал (3) в этом случае, с учетом введенного начального фазового сдвига $\Delta\varphi_0 = \pi/2$, на нулевом направлении $\alpha = 0$ поляризован по кругу, и амплитуда $A_{2\Omega}$ равна нулю.

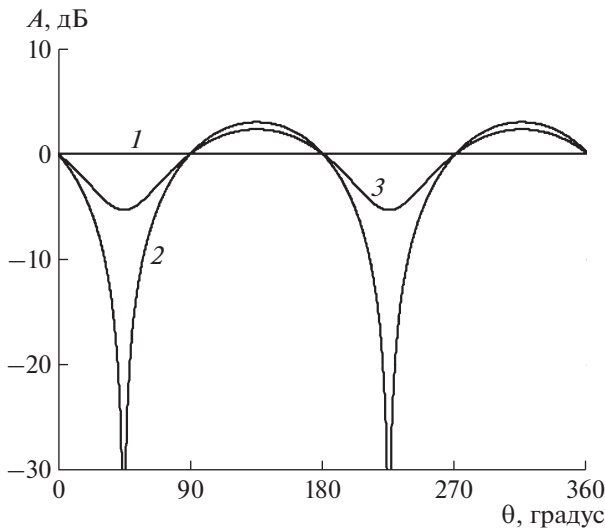


Рис. 1. Зависимости амплитуды выходного сигнала приемника от угла ориентации плоскости поляризации θ при $\Delta\varphi$, равном 0 (1), $\pi/2$ (2) и $\pi/4$ (3).

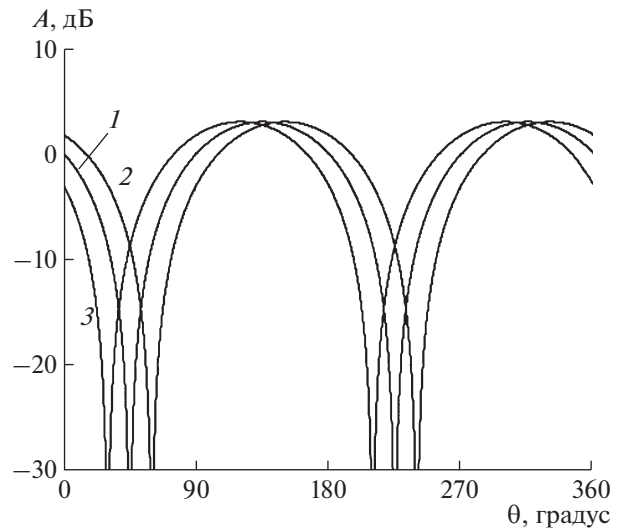


Рис. 2. Зависимости амплитуды выходного сигнала приемника от угла ориентации плоскости поляризации θ при угле крена γ , равном 0° (1), 15° (2) и -15° (3) для $\Delta\varphi = \pi/2$.

В случае, если $\Delta\varphi = \pi/2$ (кривая 2), амплитудная модуляция сигнала на выходе приемника достигает 100% глубины. За полный оборот вращения плоскости поляризации θ амплитуда сигнала становится промодулированной удвоенной частотой вращения 2Ω плоскости поляризации сигнала. Поэтому в спектре огибающей выходного сигнала приемника будет присутствовать информативная спектральная составляющая на частоте 2Ω и ее амплитуда $A_{2\Omega}$ достигает своего максимального значения. При этом результирующий сигнал (3) в точке приема на борту л.а. будет поляризован линейно. В промежуточном случае, когда $\Delta\varphi = \pi/4$ (кривая 3), результирующий сигнал (3) будет иметь эллиптическую поляризацию, и амплитуда $A_{2\Omega}$ принимает промежуточные значения.

Аналогичные зависимости наблюдаются для отрицательных значений $\Delta\varphi$, равных $-\pi/2$ и $-\pi/4$ при $\gamma = 0$, с той лишь разницей, что они становятся в противофазе по сравнению с кривыми 2 и 3 на рис. 1, полученными для положительных значений $\Delta\varphi$, равных $\pi/2$ и $\pi/4$ соответственно. Как отмечается в [4], это обусловлено тем, что при переходе через круговое состояние поляризации результирующего сигнала (3) происходит скачкообразное изменение угла ориентации эллипса поляризации в пространстве от значения $\pi/4$ к значению $3\pi/4$ и наоборот. Это обстоятельство, с учетом введенного постоянного начального фазового сдвига $\Delta\varphi_0 = \pi/2$, позволяет определить сторону отклонения л.а. от нулевого направления $\alpha = 0$.

Из анализа рис. 2 (кривые 1–3) следует, что когда, например, $\Delta\varphi = \pi/2$, т.е. результирующий сигнал (3) поляризован в точке приема линейно, то, как отмечалось выше, амплитудная модуля-

ция сигнала на выходе логарифмического приемника достигает 100% глубины. При этом различные значения угла крена γ не влияют на форму этой зависимости и не влияют на глубину амплитудной модуляции сигнала, а определяют только его сдвиг по фазе на удвоенный угол крена γ л.а. Аналогичные зависимости наблюдаются для значений $\Delta\varphi \neq 0$. Это обстоятельство подтверждает правильность полученного соотношения (8), характеризующего связь угла крена л.а. с фазой спектральной составляющей на частоте 2Ω .

Амплитуда $A_{2\Omega}$ на выходе логарифмического приемника может быть рассчитана путем применения преобразования Фурье к соотношению (11), как

$$A_{2\Omega}, \text{ дБ} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} A(\Omega t) \sin 2\Omega t d\Omega t. \quad (12)$$

Результаты расчета зависимости $A_{2\Omega}$ от разности фаз $\Delta\varphi$ при $\Delta\varphi_0 = \pi/2$ и угла крена $\gamma = 0$ приведены на рис. 3 (кривая 1).

Из рис. 3 видно, что амплитуда достигает своего максимального значения 8.69 дБ при $\Delta\varphi = \pm\pi/2$, а при $\Delta\varphi = 0$ амплитуда $A_{2\Omega}$ равна 0 дБ. В первом случае, как уже отмечалось выше, результирующий сигнал (3) в точке приема на л.а. поляризован линейно, во втором – поляризован по кругу.

На рис. 3 (кривая 2) показана зависимость начальной фазы $\varphi_{02\Omega}$ спектральной составляющей на частоте 2Ω от разности фаз $\Delta\varphi$. В диапазоне изменения $-\pi/2 \leq \Delta\varphi < 0$ ее начальная фаза совпадает с фазой опорного сигнала $\sin 2\Omega t$ и скачком из-

меняется на π , находясь с ней в противофазе при $0 < \Delta\varphi \leq \pi/2$. Последнее позволяет определить сторону (знак) отклонения л.а. от нулевого направления $\alpha = 0$ и расширить диапазон однозначного измерения амплитуды $A_{2\Omega}$ до $-\pi/2 < \Delta\varphi \leq \pi/2$. Так как диапазон однозначного измерения $\Delta\varphi$ в данном случае составляет π , то с учетом (9) сектор однозначного измерения угла α для $n = 0$ определяется как

$$\Delta\alpha = \pm \arcsin\left(\frac{\lambda}{2d}\right). \quad (13)$$

Таким образом, зависимость амплитуды $A_{2\Omega}$ от разности фаз $\Delta\varphi$ по сути является пеленгационной характеристикой угломерной РМС и оценка угловой координаты α определяется соотношением (9).

Причем крутизна пеленгационной характеристики, а следовательно, и потенциальная точность измерения пеленга л.а. определяются пространственным разномом d точек излучений, а не направленными свойствами приемной бортовой антенны, где габариты и вес имеют первостепенное значение.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА УГЛОМЕРНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-МОДУЛЯЦИОННОЙ РМС

С целью проверки результатов теоретических исследований и получения экспериментальных оценок точности определения углов пеленга α и крена γ л.а. был создан макет угломерной поляризационно-модуляционной РМС, схема которой представлена на рис. 4.

Макет содержит наземный радиомаяк, одновременно излучающий из двух точек пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости на расстоянии d ортогонально линейно поляризованные сигналы с вертикальной и горизонтальной поляризациями и расположенный в точке с известными координатами, а также бортовое с.в.ч. одноканальное приемное устройство на основе самолетной метеонавигационной радиолокационной станции "Гроза-26" с штатным фарадеевским вращателем плоскости поляризации, расположенным внутри облучателя антенны [10] и работающим в новом для себя режиме поляризационной модуляции. Частота модуляции $\Omega = 40$ Гц.

Приемная бортовая антенна представляла собой параболическое зеркало $\varnothing 760$ мм. Ширина диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности составляла 3° , коэффициент усиления антенны 25 дБ, чувствительность приемника -120 дБ/Вт.

Угломерная поляризационно-модуляционная РМС работает следующим образом.

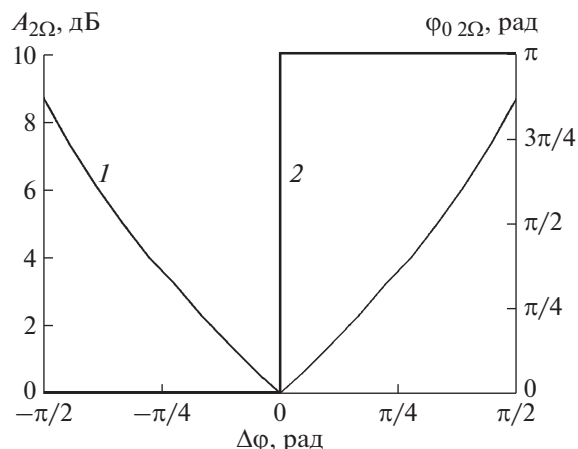


Рис. 3. Зависимости амплитуды $A_{2\Omega}$ (1) и начальной фазы $\varphi_{0,2\Omega}$ (2) спектральной составляющей на частоте 2Ω от разности фаз $\Delta\varphi$ при $\Delta\varphi_0 = \pi/2$.

Стандартный генератор высокочастотных сигналов Г4-126 (1) излучает, например, непрерывные сигналы на частоте $f = 9370$ МГц, с мощностью излучения $P = 10$ мВт, которые через вращающееся в горизонтальной плоскости волноводное соединение ВВС поступают на вход двойного волноводного Т-образного разветвителя ВР, где разветвляются на два равных по амплитуде сигнала.

С выходов разветвителя ВР один сигнал через волноводную скрутку на 90° ВС поступает на рупорную передающую антенну РАГП, другой — через фазовращатель на $\pi/2$ Ф на рупорную передающую антенну РАВП. В результате в пространстве в направлении α излучаются ортогонально линейно поляризованные сигналы с вертикальной и горизонтальной поляризациями с равными амплитудами, длинами волн, но с начальной разностью фаз $\Delta\varphi_0 = \pi/2$. Внешний вид передающих рупорных антенн радиомаяка показан на рис. 5.

На борту л.а. результирующий сигнал, вектор Джонса которого в направлении α имеет вид (3), принимается всеполяризованной бортовой зеркальной антенной БЗА и поступает на сигнальный вход поляризационного модулятора ФВ, который выполнен в виде ферритового вращателя плоскости поляризации проходящего через него результирующего сигнала.

В волноводном линейном поляризаторе ВЛП, представляющем собой переход с волновода круглого сечения на прямоугольный, происходит выделение горизонтально поляризованной составляющей модулированного по углу ориентации $\theta = \Omega t$ плоскости поляризации сигнала. Частота модуляции задается генератором ЗГ, который формирует управляющий гармонический сигнал $\sin\Omega t$ с частотой модуляции $\Omega = 40$ Гц, по-

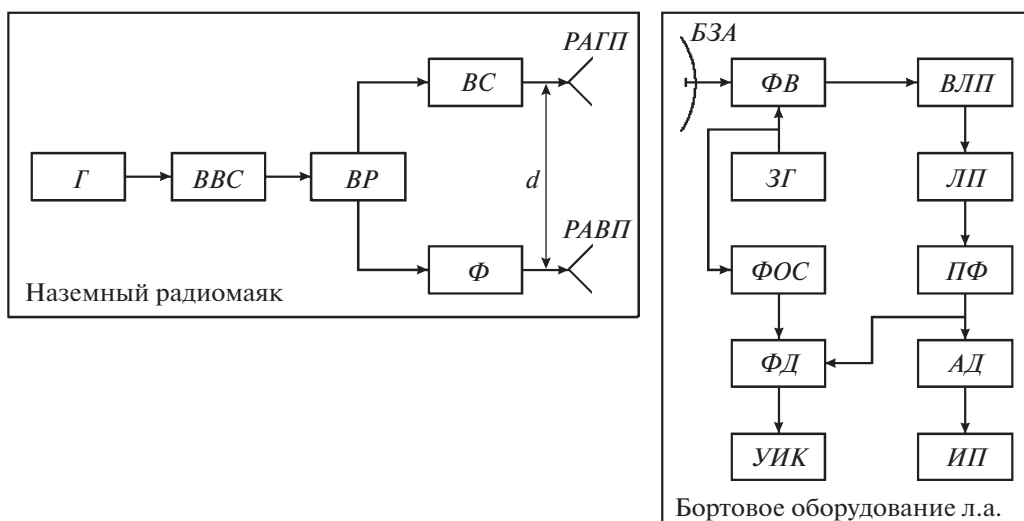


Рис. 4. Функциональная схема угломерной поляризационно-модуляционной радиомаячной системы измерения углов пеленга α и крена γ летательного аппарата. Г – высокочастотный генератор; ВВС – вращающееся волноводное соединение; ВР – двойной волноводный Т-образный разветвитель; ВС – волноводная скрутка на 90° ; РАГП – рупорная антенна горизонтальной поляризации; Ф – фазовращатель на $\pi/2$; РАВП – рупорная антенна вертикальной поляризации; БЗА – бортовая зеркальная приемная антенна; ФВ – ферритовый вращатель плоскости поляризации; ВЛП – волноводный линейный поляризатор; ЗГ – низкочастотный задающий генератор опорного сигнала $\sin\Omega t$; ЛП – логарифмический приемник; ФОС – формирователь опорного сигнала $\sin 2\Omega t$; ПФ – полосовой фильтр на частоте 2Ω ; ФД – фазовый детектор; АД – амплитудный детектор; ИУК – индикатор угла крена γ ; ИП – индикатор пеленга α .

даваемый на управляющий вход поляризационного модулятора ФВ.

Выходной сигнал поляризатора ВЛП со стороны прямоугольного волновода, имеющий вид (5), поступает на вход логарифмического приемника ЛП, где происходит его детектирование. Внешний вид макета бортового оборудования л.а. показан на рис. 6.

В результате вращения плоскости поляризации входных сигналов с частотой Ω на выходе логарифмического приемника ЛП формируется продетектированный сигнал, модулированный по амплитуде удвоенной частотой вращения плоскости поляризации 2Ω , который имеет вид (8). При этом глубина амплитудной модуляции выходного сиг-

нала приемника зависит только от разности фаз $\Delta\phi$ между ортогонально линейно поляризованными сигналами, излучаемыми передающими рупорными антеннами РАГП и РАВП, и определяет поляризационное состояние результирующего сигнала (3) в точке приема на борту л.а.

В формирователе ФОС, по выходным сигналам генератора ЗГ, формируется опорное напряжение $\sin 2\Omega t$, необходимое для работы фазового детектора ФД. Полосовой фильтр ПФ, настроенный на частоту $2\Omega = 80$ Гц, выделяет спектральную составляющую на частоте 2Ω , содержащуюся в спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приемника ЛП, и которая несет навигационную информацию о пеленге и крене л.а. В детекторах ФД и АД осуществляется ее фазовое и амплитудное детектирование, а их выходные сигналы регистрируются соответственно индикаторами ИУК и ИП, шкалы которых проградуированы в соответствии с установленными связями (10) и (9) в градусах угла крена γ и пеленга α .

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

Наземный радиомаяк был установлен на расстоянии 3 км от бортового радиоприемного устройства.

Для имитации изменения пеленга α рупорные передающие антенны РАГП и РАВП радиомаяка (рис. 4) через Т-образный волноводный разветвитель ВР подключались к выходу вращающегося в го-



Рис. 5. Внешний вид передающих рупорных антенн радиомаяка. 1 – рупорная антенна горизонтальной поляризации; 2 – волноводная скрутка на 90° ; 3 – рупорная антенна вертикальной поляризации.



Рис. 6. Внешний вид макета бортового оборудования л.а. на базе самолетной радиолокационной станции “Гроза-26”. 1 – зеркальная антенна; 2 – облучатель с встроенным ферритовым вращателем плоскости поляризации; 3 – антенная колонка; 4 – приемоизмерительная аппаратура.

ризонгальной плоскости волноводного сочленения *BBC*. Это позволяло изменять ориентацию равносигнального направления совпадающего с перпендикуляром к середине базы *d*, образованной рупорными передающими антеннами *РАГП* и *РАВП* с дискретом 0.5° . База *d* составляла 20 см. Для имитации изменения угла крена γ вращающееся волноводное соединение *BBC* устанавливалось с возможностью вращения рупорных передающих антенн *РАГП* и *РАВП* с дискретом 1° в вертикальной плоскости.

Приемная антенна *БЗА* бортового радиоприемного устройства была установлена на крыше радиотехнического корпуса ТУСУР на высоте 18 м и ориентировалась в направлении на радиомаяк. Частота поляризационной модуляции принимаемых результирующих сигналов определялась задающим генератором 3Γ и равнялась $\Omega = 40$ Гц. На выходе логарифмического приемника *ЛП* выделялась спектральная составляющая на частоте $2\Omega = 80$ Гц и измерялись ее амплитуда $A_{2\Omega}$ и ее фаза $\varphi_{2\Omega}$, которые соответственно связаны с пеленгом α и углом крена γ .

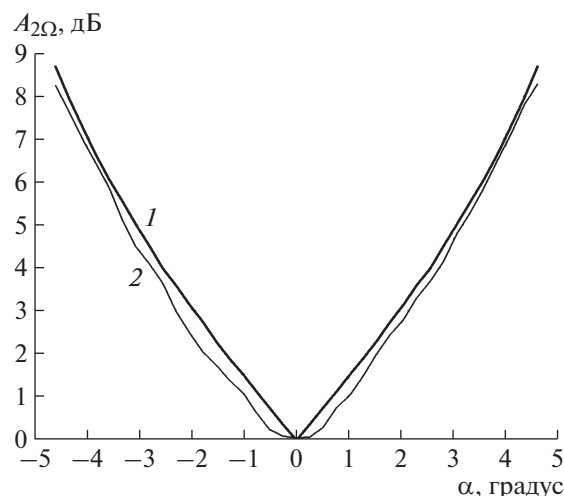


Рис. 7. Зависимость амплитуды спектральной составляющей на частоте 2Ω от пеленга α . 1 – теория; 2 – эксперимент.

К наблюдаемым параметрам относились средний, за несколько периодов поляризационной модуляции, уровень принимаемых сигналов, превышающий собственные шумы приемника на 20 дБ, а также амплитуда и фаза спектральной составляющей на частоте 2Ω . Их оценка формировалась путем усреднения тридцатисекундных реализаций.

На рис. 7 приведены результаты измерения зависимости амплитуды спектральной составляющей на частоте 2Ω от пеленга α . Теоретическая зависимость (кривая 1) получена расчетным путем в соответствии с (12) для отношения $d/\lambda = 7.8$ при $\lambda = 3.2$ см и $d = 20$ см, а кривая 2 – экспериментально.

Видно, что зависимости носят неоднозначный характер. Ширина сектора однозначного измерения α зависит от отношения d/λ и определения соотношением (13).

Из рис. 7 следует, что экспериментально полученная зависимость близка к теоретической. Среднеквадратическое отклонение измеряемого параметра α от заданного составило величину $\sigma_\alpha = 0.48^\circ$ при секторе однозначного измерения $\Delta\alpha = 9.2^\circ$.

На рис. 8 приведены зависимости фазы $\varphi_{2\Omega}$ спектральной составляющей на частоте 2Ω от угла крена γ , где теоретическая зависимость (кривая 1) получена расчетным путем в соответствии с (10), а кривая 2 – экспериментальная.

Из рис. 8 следует, что экспериментально измененная зависимость также близка к теоретической. Среднеквадратическое отклонение измененного угла крена γ от заданного составила величину $\sigma_\gamma = 0.35^\circ$.

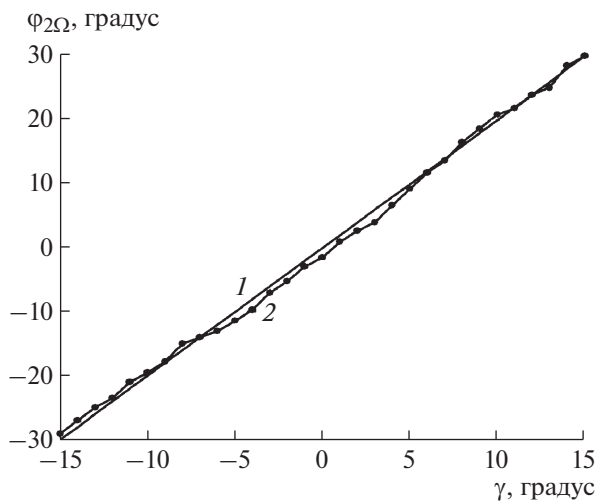


Рис. 8. Зависимость фазы $\varphi_{2\Omega}$ от угла крена γ . 1 – теория; 2 – эксперимент.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предложен и опробован поляризационно-модуляционный метод оценки пеленга и угла крена л.а. по излученным ортогонально линейно поляризованным сигналам радиомаяка с использованием ферритового вращателя плоскости поляризации с частотой Ω принимаемых сигналов на борту л.а.

2. Теоретически исследована и установлена связь амплитуды и фазы спектральной составляющей на частоте 2Ω с пеленгом α и углом крена γ л.а. для исследуемого поляризационного модулятора.

3. Получены экспериментальные оценки точности измерения не только пеленга, но и угла крена л.а. при использовании электронного поляризационного модулятора в виде фарадеевского вращателя плоскости поляризации.

4. Ошибка измерения пеленга предложенным методом по сравнению с методом, использующим поляризационный модулятор в виде механически вращающейся полуволновой фазовой пластины [7], имеет несколько большую величину, что вероятно обусловлено нелинейностью модуляционной характеристики ферритового вращателя плоскости поляризации.

Однако при этом быстродействие измерений выше и определяется частотой поляризационной модуляции принимаемых сигналов.

5. Описанный метод может найти применение в системах ориентации летательного аппарата при заходе на посадку по приборам, а также в космической навигации при стыковке космических аппаратов. Метод технически просто реализуем, так как измерение навигационных элементов осуществляется на выходе приемника на частоте, кратной частоте поляризационной модуляции.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект № FEWM-2020-0039 от 01.03.2020.

При выполнении работ использовано оборудование ЦКП “Импульс” (проект поддержки Министерством науки и образования РФ № 075-15-2019-1644, ID RFMEFI62119X002).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Skrypnik O.N.* Radio Navigation Systems for Airports and Airways. Springer, 2019.
2. *Пельпор Д.С., Ягодкин В.В.* Гироскопические системы. М.: Высшая школа, 1988.
3. *Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А.* Поляризация радиоволн “Радиолокационная поляриметрия”. М.: Радиотехника, 2007.
4. *Гулько В.Л., Мещеряков А.А.* // Доклады ТУСУР. 2015. № 2. С. 5.
5. *Gulko V.L., Mescheryakov A.A.* // Russian Physics Journal. 2020. V. 62. № 12. P. 2340. <https://doi.org/10.1007/s11182-020-01986-9>
6. *Гулько В.Л., Мещеряков А.А.* // Доклады ТУСУР. 2016. Т. 19. № 1. С. 5. <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2016-19-1-5-8>
7. *Гулько В.Л., Мещеряков А.А.* // XXV Всероссийская открытая научная конференция “Распространение радиоволн”. 2016. Т. 3. С. 21.
8. *Богородский В.В., Конорейкин Д.Б., Козлов А.И.* Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. Л.: Гидрометеиздат, 1981.
9. *Ярлыков М.С.* Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985.
10. *Давыдов П.С., Козлов А.И., Уваров В.С., Лутин Э.А., Груздев Б.Г.* Радиолокационные системы воздушных судов. М.: Транспорт, 1988.