

УДК 629.7.052

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВОЛН С ОРТОГОНАЛЬНОЙ ЛИНЕЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ, ИЗЛУЧАЕМЫХ РАДИОМАЯКОМ, В МОДУЛЯЦИОННЫХ МЕТОДАХ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕЛЕНГА И КРЕНА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

*В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков**

Томский госуниверситет систем управления и радиоэлектроники, г. Томск, Россия

На основе использования аппарата векторов и матриц Джонса развит предложенный в работе [1] поляризационно-модуляционный метод определения пеленга и крена летательного аппарата (ЛА) по излучённым радиомаяком волнам с ортогональной линейной поляризацией. Волны излучаются одновременно из двух пространственно разнесённых в плоскости измерений точек с известными координатами. Рассмотрена техническая реализация метода, основанная на использовании поляризационного модулятора, установленного в одноканальный сверхвысокочастотный тракт бортовой приёмной антенны ЛА. Поляризационный модулятор выполнен в виде вращающейся секции круглого волновода с встроенной внутрь полуволновой фазовой пластиной. Приведены математические соотношения, дающие наглядное физическое представление о связи пеленга и крена летательного аппарата с поляризационными и спектральными характеристиками зарегистрированного на борту ЛА результирующего волнового поля радиомаяка в линейном поляризационном базисе.

ВВЕДЕНИЕ

В современных радиомаячных системах для определения угловых навигационных элементов традиционно используются амплитудные, частотные, фазовые или временные характеристики излучаемых радиомаяком волн [2]. Для измерения навигационных элементов, определяющих перемещение летательного аппарата (ЛА) относительно его центра масс (крена и тангажа), применяются технически сложные и дорогостоящие гироскопические средства навигации [2]. В меньшей степени используются векторные свойства волн, которые «несут» навигационную информацию.

В работах [3, 4] исследовалась возможность применения излучаемых радиомаяком волн с ортогональной линейной поляризацией для оценки пеленга [3, 4] и крена [4] подвижного объекта. Волны с равными амплитудами, длинами и известными начальными фазами одновременно излучались из двух точек, пространственно разнесённых в горизонтальной плоскости на расстояние d . Крен определялся на выходе сверхвысокочастотного (СВЧ) двухканального приёмного устройства по отношению амплитуд принятых на борту подвижного объекта волн с ортогональными линейными поляризациями, а пеленг — по разности их фаз. Пеленг β вычислялся как угол между нормалью к середине базы d и направлением на подвижный объект по формуле

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

где $n = 0, 1, 2, \dots$, λ — длина волны, $\Delta\varphi$ — разность фаз волн в точке приёма на борту подвижного объекта.

На направлениях β , близких к нулю, для оценки пеленга подвижного объекта по формуле (1) достаточно измерить только разность фаз $\Delta\varphi$, полагая при этом, что значения λ и d известны и $n = 0$.

* msch@rts.tusur.ru

Основным недостатком методов, рассмотренных в работах [3, 4], является использование СВЧ двухканального приёмного устройства, что увеличивает габариты и вес бортового оборудования и требует соблюдения идентичности амплитудно-фазовых характеристик приёмных каналов.

В работе [5] рассмотрен СВЧ одноканальный поляризационно-модуляционный метод измерения крена ЛА по излучённым радиомаяком горизонтально поляризованным волнам. Суть метода заключалась в том, что такие волны принимаются на борту подвижного объекта приёмной антенной, в одноканальный СВЧ тракт которой установлен поляризационный модулятор. Последний выполнен в виде вращающейся секции круглого волновода с встроенной внутрь полуволновой фазовой пластиной. Крен ЛА оценивался на выходе одноканального приёмного устройства по фазе четвёртой гармоники частоты вращения фазовой пластины. Рассмотренный метод характеризуется ограниченными функциональными возможностями из-за измерения только одного навигационного элемента ЛА.

В работах [6, 7] для одновременной оценки пеленга и крена ЛА поляризационно-модуляционным методом исследовалась возможность использования ортогонально поляризованных по левому и правому кругу волн, излучаемых радиомаяком. Волны с равными амплитудами, длинами и известными начальными фазами излучались одновременно из двух пространственно разнесённых точек. Результирующие волновые поля радиомаяка принимались на борту ЛА приёмной антенной, в одноканальный СВЧ тракт которой вмонтирован поляризационный модулятор в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины. Установлено, что в спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приёмника содержится единственная информативная спектральная составляющая на частоте 4Ω . Её амплитуда максимальна и не зависит от навигационных элементов. В то же время её фаза зависит как от пеленга, так и от крена ЛА. Это не позволяет независимо и однозначно измерять навигационные элементы, и для их однозначной оценки требуется априорная информация об одном из них.

В работе [1] предложен поляризационно-модуляционный метод одновременного измерения крена и пеленга ЛА по излучённым волнам с ортогональной линейной поляризацией (вертикальной и горизонтальной). Пеленг и крен ЛА оценивались на выходе приёмника по амплитуде и фазе четвёртой гармоники частоты поляризационной модуляции соответственно. Однако полученные в работе [1] математические соотношения не дают наглядного физического представления об этой связи.

В данной статье исследуется поляризационно-модуляционный метод определения пеленга и крена ЛА по излучённым радиомаяком волнам с ортогональной линейной поляризацией в части уточнения и физического обоснования связи навигационных элементов с поляризационными и спектральными характеристиками принятых результирующих волновых полей радиомаяка без учёта внутренних и внешних шумов.

1. ПОЛЯРИЗАЦИОННО-МОДУЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА И УГЛА КРЕНА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Использование поляризационных характеристик волн, излучаемых радиомаяком, для оценки пеленга и угла крена ЛА означает необходимость их рассмотрения в определённых поляризационных базисах и различных системах координат, связанных с радиомаяком и ЛА. При этом выбор опорной системы координат (ОСК), связанной с радиомаяком, и собственной системы координат (ССК), связанной со строительными осями ЛА, а также выбор алгоритма поляризационно-модуляционной обработки принятых волновых полей определяются как особенностями решаемой технической задачи, так и удобством анализа с точки зрения физической интерпретации полученных результатов.

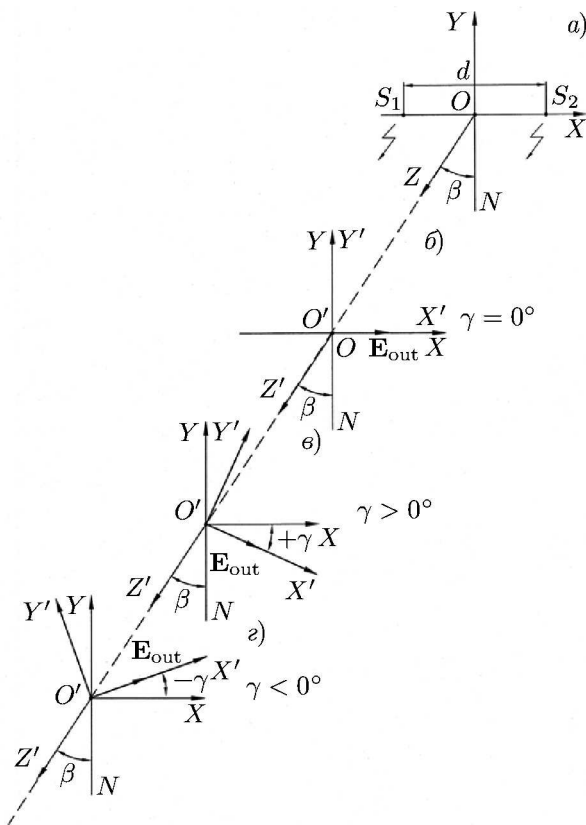


Рис. 1. К пояснению определения пеленга и угла крена ЛА

т. е. $\gamma = 0$, то направление правой поперечной полуоси $O'X'$ и положительное направление оси OX совпадают и лежат в горизонтальной плоскости XOZ (см. рис. 1б). Когда $\gamma \neq 0$, правая поперечная полуось $O'X'$ ЛА повернута по или против часовой стрелки в плоскости XOY на угол, равный углу крена $\pm\gamma$ (см. рис. 1в и з). Возникновение крена ЛА эквивалентно операции поворота ССК на угол $\pm\gamma$ относительно ОСК в плоскости XOY . Поворот ССК может быть определён с помощью соответствующих операторов поворота [8], которые будут рассмотрены ниже.

Используем представление плоской однородной электромагнитной волны вектором Джонса [8]. Предположим, что расстояние от радиомаяка до ЛА велико и фазовый фронт результирующей волны в районе ЛА можно считать плоским. Тогда нормированный вектор Джонса результирующей волны в направлении β в линейном поляризационном базисе в векторной форме имеет вид в ОСК [1]

$$\dot{\mathbf{E}}_{\text{res}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ \exp(j \Delta\varphi) \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где $\Delta\varphi = (2\pi d/\lambda) \sin \beta$ — фазовый сдвиг между волнами с ортогональной линейной поляризацией в точке приема на ЛА; β — пеленг ЛА, определяемый как угол между перпендикуляром ON к середине базы и направлением на ЛА.

Из (2) следует, что суперпозиция волн с ортогональными линейными поляризациями, одинаковыми амплитудами и длинами, но фазовым сдвигом $\Delta\varphi$, приводит в общем случае к эллиптической поляризации результирующей волны [9]. При этом угол ориентации поляризационного

Сущность предлагаемого метода определения пеленга и угла крена ЛА заключается в следующем.

Предположим, что радиомаяк помещён в начало декартовой системы координат (в начало неподвижной ОСК), оси OX и OZ которой находятся в горизонтальной плоскости XOZ , а ось OY перпендикулярна ей (см. рис. 1а). Пусть радиомаяк из двух точек S_1 и S_2 одновременно излучает в направлении β электромагнитные волны с ортогональной линейной поляризацией — вертикальной и горизонтальной соответственно, причём их амплитуды, начальные фазы и длины совпадают. Точки S_1 и S_2 расположены симметрично относительно начала координат вдоль оси OX на расстоянии d друг от друга.

Предположим, что ЛА находится в точке O' и движется вдоль оси OZ в направлении β на радиомаяк и его углы тангажа и рыскания равны нулю. Определим ССК, связанную с корпусом ЛА, как подвижную декартову систему координат, образованную поперечной ($O'X'$), вертикальной ($O'Y'$) и продольной ($O'Z'$) строительными осями ЛА. Её начало поместим в точку O' , совпадающую с центром масс ЛА.

Очевидно, что когда крен γ ЛА отсутствует,

эллипса в фазовой плоскости результирующей волны с учётом возможных пределов его изменения может принимать два фиксированных значения: $\pi/4$ при $0 \leq \Delta\varphi < \pi/2$ и $3\pi/4$ при $\pi/2 < \Delta\varphi \leq \pi$. В случаях, когда $\Delta\varphi = \pi/2$, т. е. при переходе через круговое состояние поляризации результирующей волны, происходит скачок угла ориентации эллипса поляризации от $\pi/4$ к $3\pi/4$. В случаях, когда угловое положение объекта соответствует фазовому сдвигу $\Delta\varphi = 0$ или $\Delta\varphi = \pi$, результирующая волна поляризована линейно с углом ориентации вектора электрического поля $\pi/4$ и $3\pi/4$ соответственно. Поляризационные характеристики результирующей волны зависят от направления излучения, а её полная интенсивность в силу поляризационной ортогональности излучаемых волн от направления излучения не зависит. Поскольку полная интенсивность результирующей волны (2) не определяет её поляризационные характеристики и не влияет на форму и ориентацию эллипса поляризации, то для удобства анализа в (2) введён множитель $1/\sqrt{2}$. Данный множитель осуществляет нормировку к полной интенсивности результирующей волны и позволяет рассматривать её как волну с единичной интенсивностью.

Предположим, что приём результирующей волны (2) осуществляется на борту ЛА приёмной антенной, в СВЧ тракт которой вмонтирован поляризационный модулятор [9], и ЛА имеет в общем случае крен $\pm\gamma$. Поляризационный модулятор выполнен в виде вращающейся секции круглого волновода с встроенной полуволновой фазовой пластиной. Вращение секции круглого волновода может осуществляться с помощью шагового двигателя с частотой вращения несколько десятков герц [9]. Частота вращения полуволновой фазовой пластины выбирается с учётом требуемого времени измерения навигационных элементов. При этом время измерения должно быть не меньше периода поляризационной модуляции.

Для описания взаимодействия результирующей волны (2) с элементами СВЧ тракта приёмной бортовой антенны воспользуемся оператором Джонса [8]. Тогда вектор Джонса волны на выходе линейного поляризатора $\mathbf{E}_{\text{out}}$ может быть найден в ОСК как результат преобразования [10]

$$\mathbf{E}_{\text{out}}(\pm\gamma) = C\mathbf{R}^{-1}(\mp\gamma)\mathbf{K}\mathbf{R}(\pm\gamma)\mathbf{M}\dot{\mathbf{E}}_{\text{res}}, \quad (3)$$

где знак $+$ в $\pm$ соответствует знаку $-$ в $\mp$ и наоборот; $\dot{\mathbf{E}}_{\text{res}}$ — вектор Джонса результирующей волны (2);

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} \cos(2\alpha) & \sin(2\alpha) \\ \sin(2\alpha) & -\cos(2\alpha) \end{pmatrix}$$

— оператор Джонса поляризационного модулятора в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины, записанный в линейном поляризационном базисе [1] и заданный в ОСК XOY , $\alpha = \Omega t$ — угол ориентации полуволновой фазовой пластины в момент времени t ;

$$\mathbf{R}(\pm\gamma) = \begin{pmatrix} \cos \gamma & \mp \sin \gamma \\ \pm \sin \gamma & \cos \gamma \end{pmatrix}$$

— прямой оператор поворота на угол крена $\pm\gamma$ (или прямой оператор перехода из ОСК в ССК поляризатора), $+\gamma$ — положительный угол крена, когда правая поперечная полуось $O'X'$ ЛА находится ниже горизонтальной плоскости XOZ , $-\gamma$ — отрицательный угол крена, когда правая поперечная ось $O'X'$ располагается выше горизонтальной плоскости XOZ ;

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

— оператор Джонса линейного поляризатора (перехода с круглого волновода на прямоугольный) с горизонтальной собственной поляризацией [1], совпадающей по направлению с правой попереч-

ной полуосью $O'X'$ ЛА, записанный в собственной системе координат;

$$\mathbf{R}^{-1}(\mp\gamma) = \begin{pmatrix} \cos \gamma & \pm \sin \gamma \\ \mp \sin \gamma & \cos \gamma \end{pmatrix}$$

— обратный оператор поворота на угол крена $\mp\gamma$ (или оператор обратного перехода из ССК линейного поляризатора в ОСК); C — постоянная, с помощью которой учитывается потенциал передатчика радиомаяка и расстояние от него до ЛА.

Проделав необходимые преобразования (3), получим вектор Джонса выходной волны линейного поляризатора в ОСК в виде

$$\mathbf{E}_{\text{out}}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} C [\cos(2\alpha \pm \gamma) + \sin(2\alpha \pm \gamma) \exp(j \Delta\varphi)] \begin{pmatrix} \cos \gamma \\ \mp \sin \gamma \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где

$$\begin{pmatrix} \cos \gamma \\ \mp \sin \gamma \end{pmatrix}$$

— вектор Джонса линейно поляризованной волны, определяемый только углом крена $\pm\gamma$ соответственно.

Как и следовало ожидать, волна на выходе линейного поляризатора в (4) всегда поляризована линейно по оси пропускания поляризатора, причём ориентация плоскости поляризации выходной волны определяется только углом крена γ и всегда совпадает с направлением правой поперечной полуоси $O'X'$ ССК ЛА, а её амплитуда зависит как от углового положения фазовой пластины, так и пеленга ЛА (см. рис. 1). Отсюда следует, что линейный поляризатор осуществляет операцию проецирования входной (в общем случае эллиптически поляризованной) результирующей волны на свою ось пропускания, определяемой углом крена ЛА. При этом ось пропускания ориентирована перпендикулярно широкой стенке прямоугольного волновода. Действительно, если ЛА движется по направлению β на радиомаяк и его угол крена γ отсутствует, то, подставляя в (4) $\gamma = 0$, получим

$$\mathbf{E}_{\text{out}} = \frac{1}{\sqrt{2}} C [\cos(2\alpha) + \sin(2\alpha) \exp(j \Delta\varphi)] \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Из (5) следует, что в этом случае волна на выходе линейного поляризатора поляризована линейно и её плоскость поляризации горизонтальна и совпадает с собственной поляризацией поляризатора, лежащей в горизонтальной плоскости XOY . С учётом (4) и (5) сигнал на входе приёмника как функция углового положения полуволновой фазовой пластины в общем случае имеет вид

$$\dot{E}_{\text{in}}(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2}} C [\cos(2\alpha \pm \gamma) + \sin(2\alpha \pm \gamma) \exp(j \Delta\varphi)]. \quad (6)$$

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

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

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

$$A(\Omega t) = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{2}} C + 10 \lg [1 + \cos \Delta\varphi \sin(4\Omega t \pm 2\gamma)]. \quad (8)$$

Логарифмирование исключает влияние изменения интенсивности результирующей волны на её поляризационные характеристики. В спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приёмника присутствует информативная спектральная составляющая на частоте 4Ω . Однако нелинейное преобразование при использовании усилителя промежуточной частоты с логарифмической амплитудной характеристикой приводит к появлению гармоник более высокого порядка. Амплитуды этих гармоник с увеличением частоты резко убывают, и их можно не учитывать при измерении навигационных элементов. Амплитуда информативной спектральной составляющей $A_{4\Omega}$ определяется косинусом разности фаз $\Delta\varphi$ и в силу (1) зависит от пеленга β ЛА, а её фаза $\varphi_{4\Omega}$ определяется только углом крена γ . При этом амплитуда $A_{4\Omega}$ и фаза $\varphi_{4\Omega}$ не зависят от потенциала радиомаяка и расстояния от него до ЛА. Энергетические параметры определяют постоянную составляющую сигнала логарифмического приёмника. Это полностью согласуется с результатами исследований [1].

Однако множитель $\cos \Delta\varphi$, входящий в (8), является чётной функцией угловой координаты β , что не позволяет определять сторону отклонения ЛА от нулевого направления $\beta = 0$, совпадающего с нормалью к середине базы d . Для того, чтобы определить сторону отклонения ЛА, предлагается излучать в этом направлении волны с ортогональными линейными поляризациями, равными амплитудами и длинами, но с начальной разностью фаз $\Delta\varphi_0 = \pm\pi/2$. Тогда результирующая волна в точке приёма на борту ЛА на равносигнальном направлении $\beta = 0$ будет поляризована по левому или правому кругу. Подстановка в (8) постоянного начального фазового сдвига $\Delta\varphi_0$ (например, $\pi/2$) позволяет преобразовать данное выражение к виду

$$A(\Omega t) = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{2}} C + 10 \lg [1 - \sin \Delta\varphi \sin(4\Omega t \pm 2\gamma)]. \quad (9)$$

В этом случае в (9) амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω определяется синусом разности фаз $\Delta\varphi$ и является нечётной функцией угловой координаты β . Соотношение (9) позволяет рассчитать зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приёмника от углового положения α полуволновой фазовой пластины и по форме этой зависимости проследить механизм появления в огибающей выходного сигнала приёмника спектральной составляющей на частоте 4Ω .

Результаты расчёта для различных значений $\Delta\varphi$ при $\gamma = 0$ приведены на рис. 2 и 3. Из их сравнительного анализа следует, что при $\Delta\varphi = \pm\pi/2$ (кривая 4 на рис. 2 и 3) амплитудная модуляция сигнала на выходе приёмника достигает 100-процентной глубины. За полный оборот полуволновой фазовой пластины амплитуда сигнала промодулирована с учетверённой частотой её вращения. Поэтому в спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приёмника присутствует информативная спектральная составляющая на частоте 4Ω , и её амплитуда $A_{4\Omega}$ достигает своего максимального значения. Результирующая волна (2) в точке приёма на борту ЛА поляризована линейно.

В другом случае, при $\Delta\varphi = 0$ (кривая 1 на рис. 2 и 3), амплитуда выходного сигнала постоянна и не зависит от углового положения α полуволновой фазовой пластины. При этом результирующая волна (2) поляризована по кругу, а амплитуда $A_{4\Omega}$ равна нулю. Для значений $-\pi/2 < \Delta\varphi < 0$ (кривые 2 и 3 на рис. 2) и $0 < \Delta\varphi < \pi/2$ (кривые 2 и 3 на рис. 3) результирующая волна (2) имеет эллиптическую поляризацию и амплитуда $A_{4\Omega}$ принимает промежуточные значения. Сами же зависимости (кривые 2–4 на рис. 2 и 3) при переходе результирующей волны через круговое состояние поляризации ($\Delta\varphi = 0$) за счёт скачкообразного изменения в пространстве угла ориентации эллипса поляризации от $\pi/4$ к $3\pi/4$ или наоборот оказываются в противофазе. Это обстоятельство с учётом введённого начального фазового сдвига $\Delta\varphi_0 = \pi/2$ позволяет определять сторону отклонения ЛА от нулевого направления.

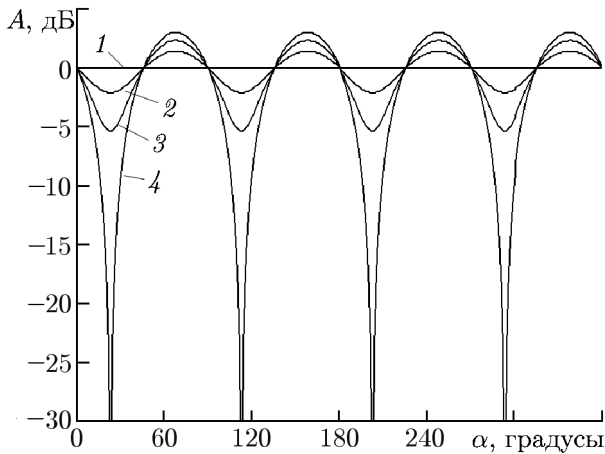


Рис. 2. Зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приёмника от углового положения α полуволновой фазовой пластины для значений разности фаз $0 \leq \Delta\varphi \leq \pi/2$ при $\gamma = 0$ (кривая 1 — $\Delta\varphi = 0$, кривая 2 — $\Delta\varphi = \pi/8$, кривая 3 — $\Delta\varphi = \pi/4$, кривая 4 — $\Delta\varphi = \pi/2$)

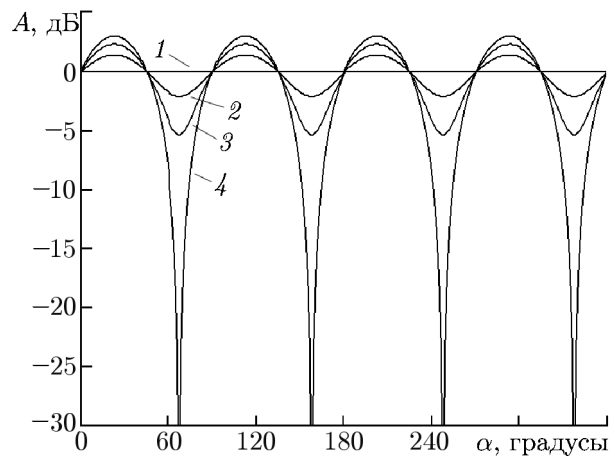


Рис. 3. Зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приёмника от углового положения α полуволновой фазовой пластины для значений разности фаз $-\pi/2 \leq \Delta\varphi \leq 0$ при $\gamma = 0$ (кривая 1 — $\Delta\varphi = 0$, кривая 2 — $\Delta\varphi = -\pi/8$, кривая 3 — $\Delta\varphi = -\pi/4$, кривая 4 — $\Delta\varphi = -\pi/2$)

Амплитуда $A_{4\Omega}$ информативной спектральной составляющей сигнала на частоте 4Ω на выходе логарифмического приёмника может быть рассчитана путём применения преобразования Фурье к соотношению (9) по формуле

$$A_{4\Omega}[\text{дБ}] = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} A(\Omega t) \sin(4\Omega t) d(\Omega t). \quad (10)$$

Результат вычисления зависимости $A_{4\Omega}$ от разности фаз $\Delta\varphi$ при $\Delta\varphi_0 = \pi/2$ и угле крена $\gamma = 0$ приведён на рис. 4 (кривая 1). Из рис. 4 видно, что амплитуда достигает своего максимального значения 8,69 дБ при $\Delta\varphi = \pm\pi/2$, а при $\Delta\varphi = 0$ амплитуда $A_{4\Omega}$ равна 0 дБ. В первом случае результирующая волна (2) в точке приёма на ЛА поляризована линейно, во втором — поляризована по кругу.

На рис. 4 (кривая 2) показана зависимость начальной фазы $\varphi_{04\Omega}$ спектральной составляющей на частоте 4Ω от разности фаз $\Delta\varphi$. В диапазоне изменения $-\pi/2 \leq \Delta\varphi < 0$ её начальная фаза совпадает с фазой опорного сигнала $\sin(4\Omega t)$, а при $0 < \Delta\varphi \leq \pi/2$ скачком изменяется на π и находится с ней в противофазе. Последнее позволяет определять сторону (знак) отклонения ЛА от нулевого направления и расширить диапазон однозначного измерения амплитуды $A_{4\Omega}$ до $-\pi/2 \leq \Delta\varphi \leq \pi/2$.

Если угол крена $\gamma \neq 0$, то для любого его значения амплитуду $A_{4\Omega}$ необходимо рассчитывать по найденным значениям амплитуд косинусной ($A_{C_{4\Omega}}$) и синусной ($A_{S_{4\Omega}}$) квадратурных спектральных составляющих на частоте 4Ω , которые связаны между собой соотношением

$$A_{4\Omega} = \sqrt{A_{C_{4\Omega}}^2 + A_{S_{4\Omega}}^2}, \quad (11)$$

где

$$A_{C_{4\Omega}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} A(\Omega t) \cos(4\Omega t) d(\Omega t), \quad (12)$$

$$A_{S_{4\Omega}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} A(\Omega t) \sin(4\Omega t) d(\Omega t). \quad (13)$$

Таким образом, зависимость амплитуды $A_{4\Omega}$ от разности фаз $\Delta\varphi$ является пеленгационной характеристикой угломерной радиомаячной системы, и оценка пеленга β^* ЛА может быть найдена с учётом (1) по формуле

$$\beta^* = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi d} \Delta\varphi^*\right) \pm n\pi, \quad (14)$$

где $\Delta\varphi^*$ — оценка разности фаз $\Delta\varphi$, полученная путём измерения амплитуды $A_{4\Omega}$ спектральной составляющей на частоте 4Ω .

Среднеквадратичная ошибка измерения пеленга при воздействии помехи шумового типа с нормальным распределением определяется как [12]

$$\sigma_{\beta^*} = \frac{1}{(2\pi d/\lambda) \cos \beta^*} \sigma_{\Delta\varphi^*}, \quad (15)$$

где $\sigma_{\Delta\varphi^*}$ — среднеквадратичная ошибка измерения разности фаз $\Delta\varphi^*$.

В знаменателе формулы (15) находится крутизна пеленгационной характеристики. Из (15) следует, что увеличение точности измерения (т. е. уменьшение ошибки σ_{β^*}) при заданном значении $\sigma_{\Delta\varphi^*}$ достигается увеличением относительного размера базы d/λ , т. е. увеличением крутизны пеленгационной характеристики. Однако при $d \geq \lambda/2$ появляется неоднозначность пеленгования. Поскольку однозначное измерение амплитуды $A_{4\Omega}$ на направлениях, близких к $\beta = 0$, возможно в секторе $\Delta\varphi \pm \pi/2$, то ширина зоны однозначного отсчёта $\Delta\beta$ может быть определена из соотношения (1) подстановкой $n = 0$ и $\Delta\varphi \pm \pi/2$ по формуле

$$\Delta\beta = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2d}\right). \quad (16)$$

Неоднозначность может быть устранена использованием направленных передающих антенн радиомаяка с шириной диаграммы направленности, не превышающей ширину зоны однозначного отсчёта $\Delta\beta$.

Фаза спектральной составляющей $\varphi_{4\Omega}$ определяется только углом крена γ (см. (8)) и связана с ним соотношением

$$\gamma = \pm \varphi_{4\Omega}/2. \quad (17)$$

При этом необходимо отметить, что фаза $\varphi_{4\Omega}$ отсчитывается относительно фазы опорного сигнала $\sin(4\Omega t)$, определяемой угловым положением полуволновой фазовой пластины.

Если использовать в качестве фазометрического устройства фазовый детектор, то его выходное напряжение будет пропорционально синусу разности фаз между выделенной из принятого сигнала спектральной составляющей на частоте 4Ω и опорным сигналом $\sin(4\Omega t)$ и равно $\sin(\pm 2\gamma)$. В этом случае однозначное измерение угла крена возможно в диапазоне $\pm 45^\circ$, а точность определяется инструментальной ошибкой измерительной системы.

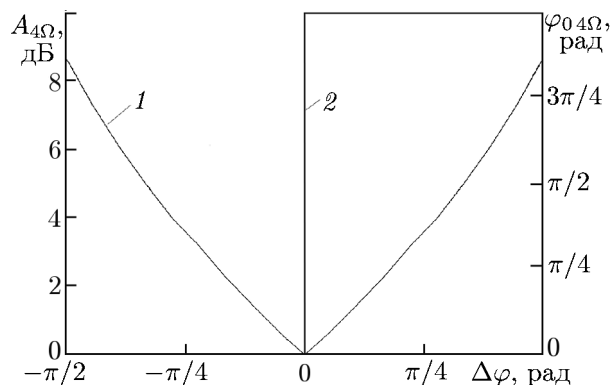


Рис. 4. Зависимость амплитуды $A_{4\Omega}$ (кривая 1) и начальной фазы $\varphi_{0\ 4\Omega}$ (кривая 2) спектральной составляющей на частоте 4Ω от разности фаз $\Delta\varphi$ при $\Delta\varphi_0 = \pi/2$ и $\gamma = 0$

2. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье развит предложенный в работе [1] модуляционно-поляризованный метод измерения пеленга и крена ЛА. Получены следующие результаты.

1) Выведена в наиболее наглядном и удобном виде с точки зрения физической интерпретации простая математическая форма соотношений, связывающих в опорной системе координат входной вектор Джонса принятой эллиптически поляризованной результирующей волны с вектором Джонса линейно поляризованной выходной волны поляризатора.

2) Физический смысл полученных математических соотношений заключается в том, что все возможные состояния поляризации входной результирующей волны преобразуются простыми приборами, входящими в радиолокационный канал измерения, в единственную линейную поляризацию выходной волны поляризатора. Ориентация плоскости поляризации этой волны определяется креном ЛА. Амплитуда волны зависит как от углового положения полуволновой фазовой пластины, так и от пеленга ЛА.

3) Физический смысл установленных фактов состоит в том, что информация о крене содержится в фазе огибающей выходного сигнала приёмника, модулированного по амплитуде частотой вращения полуволновой фазовой пластины, а информация о пеленге — в глубине его амплитудной модуляции. Установленные факты позволяют интерпретировать ранее полученные авторами формулы связи угла крена с фазой четвёртой гармоники частоты вращения фазовой пластины, а пеленга — с её амплитудой.

4) При переходе результирующей волны через круговое состояние поляризации ($\beta = 0$) происходит пространственный скачок на $\pi/2$ угла ориентации эллипса поляризации, от $\pi/4$ к $3\pi/4$. Во временной области это приводит к скачку начальной фазы спектральной составляющей на частоте 4Ω на π .

5) Зависимость амплитуды $A_{4\Omega}$ спектральной составляющей на частоте 4Ω от фазового сдвига $\Delta\varphi$ является пеленгационной характеристикой угломерной радиомаячной системы. Определены начальные фазовые соотношения излучаемых волн с линейной ортогональной поляризацией для формирования нечётной пеленгационной характеристики. При этом амплитуда $A_{4\Omega}$ характеризует величину отклонения ЛА от нулевого направления, а скачок её начальной фазы на π — сторону отклонения. Однако введение начального фазового сдвига 90° между ортогонально поляризованными волнами с целью формирования нечётной пеленгационной характеристики приводит к тому, что только при нулевом пеленге невозможно измерить угол крена, т. к. четвёртая гармоника в спектре огибающей выходного сигнала отсутствует.

Потенциальная точность измерения пеленга задаётся, с одной стороны, пространственным разном d точек излучения, а с другой — необходимостью обеспечения необходимого сектора однозначного отсчёта $\Delta\beta$.

6) Для исключения многозначности отсчёта можно использовать пеленгование при различном пространственном разном d . Разнос d должен выбираться так, чтобы ошибка пеленгования при малой базе не превышала ширину зоны однозначности при большой базе.

7) Когда крен γ ЛА отличен от нуля, для любого значения угла крена пеленг β определяется по найденным значениям амплитуд синусной и косинусной квадратурных спектральных составляющих на частоте 4Ω .

8) Привлечение более высокочастотных составляющих спектра выходного сигнала логарифмического приёмника для оценки навигационных элементов ЛА не представляется возможным, т. к. их амплитуды с увеличением частоты резко убывают, а их появление обусловлено только нелинейностью приёмного тракта при использовании усилителя промежуточной частоты с логарифмической амплитудной характеристикой.

9) Если источники излучения S_1 и S_2 расположены симметрично относительно начала ОСК вдоль оси OY , то пеленг ЛА определяется в вертикальной плоскости.

10) Для практического использования данного метода необходима оценка статистических погрешностей измерений навигационных элементов при наличии шума, что является предметом дальнейших исследований.

Работа выполнена в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки РФ (FEWM-2020-0039).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гулько В.Л., Мещеряков А.А. // Доклады ТУСУР. 2016. Т.19, № 1. С.5–8. <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2016-19-1-5-8>
2. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985. 344 с.
3. Пат. 2507530 РФ, МПК G01S 3/02. Радионавигационная система для измерения пеленга подвижного объекта, № 2012130403/07, заявл. 17.07.2012, опубл. 20.02.2014 / Гулько В.Л. Бюл. № 5. 23 с.
4. Гулько В.Л., Мещеряков А.А. // Доклады ТУСУР. 2017. Т.20, № 1. С.14–17. <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2017-20-1-14-17>
5. Гулько В.Л., Мещеряков А.А. // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. Т.60, № 5. С.412–419. <https://doi.org/10.17586/0021-3454-2017-60-5-412-419>
6. Гулько В.Л., Мещеряков А.А. // XXII международная научно-техническая конф. «Радиолокация, навигация, связь». 19–21 апреля 2016 г., Воронеж. Т.3. С.1294–1298.
7. Гулько В.Л., Мещеряков А.А. // Изв. вузов. Физика. 2018. Т.61, № 8. С.45–50.
8. Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. М.: Мир, 1981. 583 с.
9. Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. Л.: Гидрометеиздат, 1981. 280 с.
10. Гулько В.Л., Мещеряков А.А. // Актуальные вопросы проектирования автоматических космических аппаратов для фундаментальных и прикладных научных исследований. Вып. 2. Химки: Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина, 2017. С.512–517.
11. Татаринцов В.Н., Татаринцов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Поляризация плоских электромагнитных волн и ее преобразование. Томск: Изд-во Томского ун-та, 2006. 379 с.
12. Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы. М.: Академия, 2008. 592 с.

Поступила в редакцию 23 июля 2019 г.; принята в печать 30 января 2020 г.

USE OF THE ORTHOGONAL LINEARLY POLARIZED WAVES RADIATED BY A RADIO BEACON IN THE MODULATION METHODS FOR MEASURING AIRCRAFT BEARING AND ROLL

V. L. Gulko and A. A. Meshcheryakov

The polarization-modulation method for determining the aircraft bearing and roll by the radio-beacon radiated waves with orthogonal linear polarization, which was proposed in [1], is developed on the basis of the tools of the Jones vectors and matrices. The waves are simultaneously radiated from two points with known coordinates, which are spaced in the measurement plane. The technical realization of

the method, which is based on using the polarization modulator placed in the single-channel microwave path of an onboard receiving antenna of an aircraft is considered. The polarization modulator has the form of the rotating section of a circular waveguide with a built-in half-wave phase plate. Mathematical relationships, which provide a demonstrative physical understanding of the aircraft bearing and roll connection with polarization and spectral characteristics of the resulting onboard-recorded beacon wave field in the linear polarization basis are shown.