

УДК 629.7.052

В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков

Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга и угла крена подвижного объекта с использованием радиомаяка

Предлагается поляризационно-модуляционный способ оценки пеленга и угла крена подвижного объекта (ПО) с использованием радиомаяка, излучающего одновременно два синфазных сигнала одинаковой амплитуды и частоты, но с взаимно ортогональными линейными поляризациями. Принимаемые сигналы модулируются по амплитуде поляризационным модулятором, установленным в СВЧ-тракте приемной антенны ПО. На выходе одноканального радиоприемного устройства на борту ПО анализируются амплитуда и фаза четвертой гармоники частоты модуляции, значения которых используются для вычисления пеленга и угла крена ПО.

Ключевые слова: радиомаяк, ортогональные линейно поляризованные сигналы, вектор Джонса, поляризационный модулятор, пеленг, угол крена, подвижный объект.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-5-8

В практической навигации в современных угломерных радиомаячных системах (РМС) используются амплитудные, частотные, фазовые или временные методы измерения пеленга подвижного объекта [1]. Такая классификация методов обусловлена тем, что угловая информация, характеризующая положение центра масс ПО в различных системах отсчета, содержится в амплитудных, частотных, фазовых или временных характеристиках принимаемых на борту ПО сигналов радиомаяка. В то же время такие навигационные элементы, как крен и тангаж, определяющие перемещение ПО относительно его центра масс в горизонтальной плоскости, современными РМС не определяются, и для их измерения традиционно используются дорогостоящие бортовые автономные гироскопические системы ориентации [2]. Этот недостаток обусловлен тем, что излучаемые радиомаяком сигналы рассматриваются как некоторые скалярные величины (функции времени), а поляризационные характеристики сигналов как «носитель» навигационной информации об угловом положении ПО на практике не используются.

В работе [3] рассматривается поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга ПО. Суть метода заключается в том, что радиомаяк из двух пространственно разнесенных на расстоянии d в горизонтальной плоскости точек одновременно излучает ортогональные линейно поляризованные сигналы с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн.

На борту ПО результирующий сигнал принимается всеполяризованной приемной антенной одноканального приемного устройства, в СВЧ-тракт которого вмонтирован поляризационный модулятор, выполненный в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой $\lambda/2$ фазовой пластины [3]. Пеленг α , определяемый как угол между нормалью к середине базы d и направлением на ПО, оценивается косвенным способом по амплитуде четвертой гармоники 4Ω частоты вращения поляризационного модулятора, содержащейся в выходном сигнале приемного устройства. Недостаток метода заключается в том,

что его функциональные возможности ограничены, так как измеряется только пеленг α ПО и не измеряется его угол крена. В работах [4–6] предлагаются поляризационно-модуляционные методы измерения угла крена ПО. В работах [4, 5] рассматривается метод, когда радиомаяк излучает из одной точки горизонтально поляризованные сигналы, вектор напряженности электрического поля которых лежит в горизонтальной плоскости. А в работе [6] рассматривается метод, когда радиомаяк излучает одновременно из двух пространственно разнесенных точек ортогональные линейно поляризованные сигналы. На борту ПО излучаемые радиомаяком сигналы принимаются приемной антенной, в СВЧ-тракт которой вмонтирован поляризационный модулятор, выполненный в виде фарадеевского вращателя с частотой Ω' плоскости поляризации принимаемых сигналов. Крен ПО оценивается на выходе приемного устройства по фазе второй гармоники $2\Omega'$ частоты вращения плоскости поляризации принимаемых сигналов. Этот метод также функционально ограничен, так как измеряется только крен ПО и не измеряется его пеленг.

В настоящей работе исследуется поляризационно-модуляционный метод одновременного измерения пеленга и угла крена ПО для случая, когда радиомаяк излучает ортогональные линейно поляризованные сигналы.

Суть метода заключается в следующем. Предположим, что радиомаяк из двух точек, разнесенных в горизонтальной плоскости на расстоянии d , одновременно излучает ортогональные линейно-поляризованные сигналы с вертикальной и горизонтальной поляризациями с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн λ . Предположим, что расстояние от радиомаяка до ПО велико и фазовый фронт волны в районе ПО можно считать плоским. Тогда, используя представление плоской однородной электромагнитной волны вектором Джонса [7], излучаемые электромагнитные волны на направлении α могут быть представлены вектором Джонса результирующей волны в виде [3]

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

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

Наличие множителя $\frac{1}{\sqrt{2}}$ в выражении (1) обусловлено принятой для удобства единичной интенсивностью результирующей волны.

Предположим, что в СВЧ-тракт приемной антенны бортового одноканального радиоприемного устройства вмонтирован поляризационный модулятор, выполненный в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины [8]. Предположим также, что ПО имеет в общем случае крен $\pm\gamma$, определяемый как угол между правой относительно центра масс поперечной осью ПО и горизонтальной плоскостью [1].

Для описания взаимодействия результирующей волны (1) с элементами высокочастотного тракта приемной антенны бортового одноканального радиоприемного устройства с вмонтированным поляризационным модулятором воспользуемся оператором Джонса [8]. Тогда сигнал на выходе линейного поляризатора можно представить в декартовом поляризационном базисе как результат преобразования

$$\dot{\mathbf{E}}_{\mathbf{вых}} = C \cdot [I] \cdot [M] \cdot [R(\pm\gamma)] \cdot \dot{\mathbf{E}}_{\mathbf{p}}, \quad (2)$$

где $\dot{\mathbf{E}}_{\mathbf{p}}$ – вектор Джонса результирующей волны в точке приема на ПО, определенный в декартовом поляризационном базисе (1);

$$[R(\pm\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \mp\sin\gamma \\ \pm\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} \text{ – оператор поворота}$$

на угол крена $\pm\gamma$;

$+\gamma$ – положительный угол крена, когда правая, относительно центра масс, поперечная ось ПО (или правое крыло летательного аппарата (ЛА)) находится ниже горизонтальной плоскости [1];

$-\gamma$ – отрицательный угол крена, когда правая поперечная ось ПО (или правое крыло ЛА) находится выше горизонтальной плоскости [1];

$$[M] = \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \text{ – оператор Джонса по}$$

поляризационного модулятора в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины, записанный в декартовом поляризационном базисе [8];

$\theta = \Omega \cdot t$ – угол ориентации полуволновой $\lambda/2$ фазовой пластины;

$$[I] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ – оператор Джонса линейного по}$$

ляризатора (переход с круглого волновода на прямоугольный) с горизонтальной собственной поляризацией совпадающей с поперечной осью ПО;

C – постоянная, учитывающая потенциал радиомаяка и расстояние от него до ПО.

Проделив в (2) необходимые преобразования, получим на входе приемника

$$\dot{E}_{\mathbf{вх}}(\theta) = C \frac{1}{\sqrt{2}} \{ \sin(2\theta \pm \gamma) + \cos(\Delta\varphi) \sin(2\theta \pm \gamma) + j \sin(2\theta \pm \gamma) \cdot \sin(\Delta\varphi) \}. \quad (3)$$

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

$$E_{\mathbf{вых}}(\theta) = \lg \left(C \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + \lg | \sin(2\theta \pm \gamma) + \cos(\Delta\varphi) \sin(2\theta \pm \gamma) + j \sin(2\theta \pm \gamma) \cdot \sin(\Delta\varphi) |. \quad (4)$$

После преобразований (4), с учетом того, что уровень сигнала в случае логарифмического приемника обычно измеряют в децибелах при $\theta = \Omega \cdot t$, получим

$$E_{\mathbf{вых}}(\Omega t) [\text{дБ}] = \lg \left(C \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + 10 \lg (1 + \cos(\Delta\varphi) \cdot \sin(4\Omega t \pm 2\gamma)). \quad (5)$$

Из анализа (5) видим, что в спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приемника присутствует только спектральная составляющая на частоте 4Ω . Причем её амплитуда определяется косинусом разности фаз $\Delta\varphi$ и, с учетом (1), определяется только пеленгом α ПО, что полностью согласуется с результатами исследований, полученных в [3]. А её фаза $\varphi_{4\Omega}$, с учетом (5), связана с углом крена γ между поперечной осью ПО и горизонтальной плоскостью соотношением

$$\gamma = \pm \frac{\varphi_{4\Omega}}{2} [\text{рад}]. \quad (6)$$

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

Соотношение (5) позволяет рассчитать зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приемника от углового положения θ полуволновой фазовой пластины для различных значений γ и $\Delta\varphi$. Результаты расчета приведены на рис. 1. Из графиков рис. 1, а видно, что при фазовом сдвиге $\Delta\varphi = 0^\circ$, т.е. ПО находится на перпендикуляре к середине базы d , соединяющей точки излучений, амплитудная модуляция сигнала на выходе логарифмического приемника достигает 100%-ной глубины. При этом угол крена γ не влияет на форму этой зависимости и на глубину амплитудной модуляции, а определяет только её сдвиг по фазе (кривые 1–3). Аналогичные зависимости наблюдаются и для фазового сдвига $\Delta\varphi$, лежащего в пределах $0^\circ \leq \Delta\varphi < 90^\circ$. Пример зависимости амплитуды выходного сигнала при фазовом сдвиге $\Delta\varphi = 22,5^\circ$ приведен на рис. 1, б.

Из анализа рис. 1 видим, что за полный оборот полуволновой фазовой пластины амплитуда выходного сигнала логарифмического приемника становится промодулированной учетверенной частотой её вращения. Последнее приводит к появлению в спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приемника спектральной составляющей на частоте 4Ω , амплитуда $A_{4\Omega}$ которой определяется угловым положением α ПО, а её фаза $\varphi_{4\Omega}$ – углом крена γ .

Применив преобразование Фурье к соотношению (5), амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω может быть определена как

$$A_{4\Omega}[\text{дБ}] = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} E_{\text{ввых}}(\Omega t) \cdot \sin(4\Omega t) d\Omega t \quad (7)$$

и достигает своего максимального значения $A_{4\Omega} = 8,69$ дБ при условии $\Delta\varphi = 0^\circ$ и $\gamma = 0^\circ$. В случае, когда $\Delta\varphi = 90^\circ$ амплитуда сигнала на выходе приемника не зависит от углового положения полу-

волновой фазовой пластины, а амплитуда спектральной составляющей $A_{4\Omega}$ равна 0 дБ. В первом случае результирующая волна (1) в точке приема на ПО поляризована линейно, во втором – поляризована по кругу.

Предложенный радиомаячный поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга и угла крена ПО отличается простотой технической реализации, т.к. используется бортовое одноканальное приемное СВЧ-устройство, а измерение навигационных элементов осуществляется на выходе приемника на частоте, кратной частоте вращения поляризационного модулятора.

В практической навигации предложенный метод может использоваться совместно с пилотажно-навигационными системами ориентации ЛА при заходе на посадку по радиомаяку.

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания (проект № 3656) в сфере научной деятельности по заданию № 225/2015 на 2016 год.

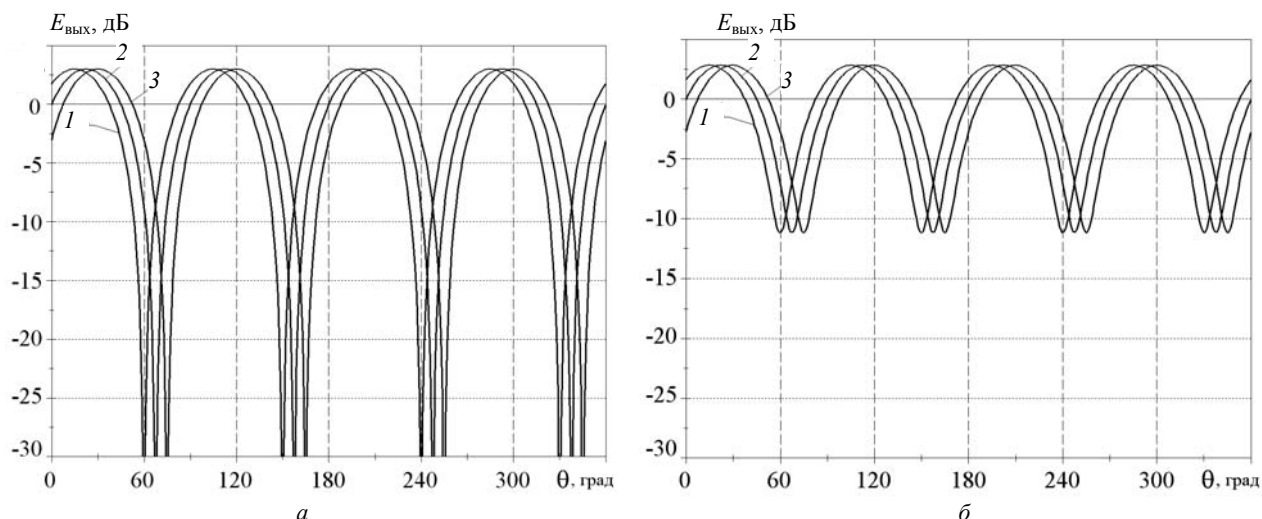


Рис. 1. Зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приемника от углового положения θ полуволновой фазовой пластины для различных значений угла крена γ при:

$a - \Delta\varphi = 0^\circ$ и $b - \Delta\varphi = 22,5^\circ$ (кривые: 1 – при $\gamma = -15^\circ$; 2 – при $\gamma = 0^\circ$; 3 – при $\gamma = 15^\circ$)

Литература

1. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. – М.: Радио и связь, 1985. – 344 с.
2. Пельпор Д.С. Гироскопические системы / Д.С. Пельпор, В.В. Ягодкин. – М.: Высшая школа, 1977. – 216 с.
3. Гулько В.Л. Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга подвижного объекта с помощью угломерных радиомаячных систем / В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 5–9.
4. Пат. 2 475 862 РФ, МПК G 08 G 5/02. Способ измерения угла крена летательного аппарата и устройство для его реализации / В.Л. Гулько (РФ). – № 2 011 132 842/07; заявл. 04.08.11; опубл. 20.02.13. Бюл. № 5.

5. Гулько В.Л., Мещеряков А.А. Поляризационно-модуляционный метод измерения угла крена подвижного объекта в угломерных радиомаячных системах // 25-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). – 2015. – Т. 2. – С. 914–915.

6. Пат. 2 485 538 РФ, МПК G 01 S 3/48. Способ измерения угла крена подвижного объекта и устройство для его реализации / В.Л. Гулько (РФ). – № 2 011 141 232/07; заявл. 07.10.11; опубл. 20.06.13. Бюл. № 17.

7. Аззам Р. Эллипсометрия и поляризованный свет / Р. Аззам, Н. Башара. – М.: Мир, 1981. – 583 с.

8. Татарин В.Н. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов / В.Н. Татарин, С.В. Татарин, Л.П. Лигтхарт. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2006. – 379 с.

Гулько Владимир Леонидович

Канд. техн. наук, доцент каф. радиотехнических систем
ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-36-70

Эл. почта: gulkoVL@yandex.ru

Мещеряков Александр Алексеевич

Канд. техн. наук, вед. науч. сотрудник
НИИ радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-34-55

Эл. почта: msch@rts.tusur.ru

Gulko V.L., Mescheryakov A.A.

Polarization-modulation method to estimate bearing and roll angle of moving objects

The method to estimate the bearing and the roll angle of moving objects using radio beacon which radiate two cross-polarized signals of the same frequency, amplitude and phase, is proposed. On the device board the received signals are modulated by the phase plate rotation in the microwave antenna channel. The amplitude and phase of the receiver output single-channel at the fourth harmonic of the modulation frequency are analyzed and used to calculate the bearing and the roll angle of the device.

Keywords: radio beacon system, bearing, polarization-modulation method, the Jones vector, polarization properties of a signal.