

УДК 629.7.052

В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков

Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга подвижного объекта с помощью угломерных радиомаячных систем

Предложен поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга подвижного объекта. Метод основан на использовании поляризационного модулятора, установленного в бортовом одноканальном радиоприемнике, на выходе которого косвенным способом на частоте, кратной частоте поляризационной модуляции, измеряется пеленг подвижного объекта.

Ключевые слова: угломерная радиомаячная система, пеленг, поляризационные свойства сигнала, вектор Джонса, ортогонально линейно поляризованные волны.

В угломерных радиомаячных системах (РМС) пеленг на радиомаяк измеряется бортовым приемником подвижного объекта (ПО) с ненаправленной или слабонаправленной антенной, принимающей сигналы наземного радиомаяка с направленным излучением.

Обычно информация об угловом положении ПО содержится в амплитуде, фазе или времени запаздывания принимаемых на борту ПО сигналов радиомаяка [1]. Поляризационные же свойства сигнала в практической навигации используются в меньшей степени. В работе [2] исследуется антенная система, состоящая из электрического и магнитного диполей, разнесенных в горизонтальной плоскости на некоторое расстояние. Установлено, что коэффициент эллиптичности и угол ориентации эллипса поляризации результирующего поля в различных точках дальней зоны в горизонтальной плоскости зависят от направления излучения, и эта зависимость носит явно выраженный лепестковый характер. В работе [3] был предложен поляризационный метод измерения пеленга ПО, суть которого в следующем. Радиомаяк из двух точек, разнесенных в плоскости измерений на расстоянии d друг от друга, одновременно излучает ортогонально-поляризованные радиосигналы с одинаковыми амплитудами, начальными фазами и длинами волн. На борту ПО сигналы принимаются и после поляризационного разделения измеряется разность фаз $\Delta\varphi$ между ними. Пеленг α определяется как угол между нормалью к середине базы d и направлением на ПО по формуле

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

где λ – длина волны взаимно ортогонально-поляризованных волн радиомаяка.

В работах [4, 5] были предложены поляризационно-фазовые угломерные РМС с непосредственным измерением разности фаз $\Delta\varphi$ между ортогонально-поляризованными сигналами, а в работе [3] сообщается о разработке поляризационно-амплитудной РМС, использующей для измерения разности фаз отношение амплитуд сигналов на выходе плеч линейного поляризованного разделителя, ориентированного под углом 45° к горизонтальной плоскости. Как те, так и другие обладают одним существенным недостатком – бортовое оборудование, используемое для определения пеленга α ПО, является двухканальным, что из-за удвоенных габаритов и веса ограничивает их использование в практической навигации.

В настоящей работе предлагается поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга ПО с использованием поляризационного модулятора, вмонтированного в СВЧ-тракт бортового одноканального радиоприемного устройства, на выходе которого косвенным способом измеряется требуемая разность фаз $\Delta\varphi$. Суть метода заключается в следующем.

Предположим, что радиомаяк из двух разнесенных в горизонтальной плоскости на расстоянии d точек одновременно излучает ортогонально-поляризованные сигналы с вертикальной и горизонтальной поляризациями соответственно. При этом излучаемые сигналы имеют равные амплитуды, начальные фазы и длины волн. Предполагается также, что в СВЧ-тракт приемной антенны бортового одноканального радиоприемного устройства вмонтирован поляризационный модулятор, выполненный в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины [6].

Используя представление плоской однородной электромагнитной волны вектором Джонса [7], излучаемые электромагнитные волны на нулевом направлении, совпадающем с нормалью к середине базы d , могут быть представлены в векторной форме в декартовом поляризационном базисе (без учета временной зависимости) в виде

$$\vec{E}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ и } \vec{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Предположим, что расстояние от радиомаяка до ПО велико настолько, что фазовый фронт волны в районе ПО можно считать плоским. Тогда на направлении α векторы Джонса излучаемых волн имеют вид

$$\vec{E}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot e^{j\Delta\varphi} \text{ и } \vec{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

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

Вектор Джонса результирующей волны с учетом (3) может быть представлен в виде

$$\vec{E}_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j\Delta\varphi} \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Наличие множителя $1/\sqrt{2}$ в выражении (4) обусловлено принятой для удобства единичной интенсивностью волны. Из (4) следует, что суперпозиция ортогонально линейно поляризованных волн одинаковой амплитуды (2), но с разным фазовым сдвигом $\Delta\varphi$ (3) приводит в общем случае к эллиптической поляризации результирующей волны. При этом угол ориентации эллипса поляризации β может принимать значения

$$\beta = (2n+1)\frac{\pi}{4}, \quad (5)$$

где n – целое число, два из которых имеют значения:

$$\beta_1 = \frac{\pi}{4} \text{ при } 0 \leq \Delta\varphi < \frac{\pi}{2}, \quad (6)$$

и

$$\beta_2 = \frac{3\pi}{4} \text{ при } \frac{\pi}{2} < \Delta\varphi \leq \pi. \quad (7)$$

Модуль коэффициента эллиптичности $|r|$ при этом меняется в пределах

$$|r| = (0 \div 1) \text{ при } 0 \leq \Delta\varphi \leq \frac{\pi}{2}, \quad (8)$$

и

$$|r| = (1 \div 0) \text{ при } \frac{\pi}{2} \leq \Delta\varphi \leq \pi. \quad (9)$$

В случаях, когда $\Delta\varphi = \pi/2$ (при переходе через круговое состояние поляризации результирующей волны), происходит скачок изменения угла ориентации эллипса поляризации от значения $\beta_1 = \pi/4$ к значению $\beta_2 = 3\pi/4$. В случаях, когда угловое положение ПО соответствует фазовому сдвигу $\Delta\varphi = 0$ или $\Delta\varphi = \pi$, результирующая волна поляризована линейно с углом ориентации вектора электрического поля $\beta_1 = \pi/4$ и $\beta_2 = 3\pi/4$ соответственно.

Таким образом, поляризационные характеристики результирующей волны (4) зависят от направления излучения и определяются соотношениями (6)–(9), в то время как ее интенсивность, в силу поляризационной ортогональности излучаемых волн, от направления излучения не зависит.

Для описания взаимодействия результирующей волны (4) с элементами высокочастотного тракта бортового одноканального радиоприемного устройства с вмонтированным поляризационным модулятором в виде вращающейся полуволновой фазовой пластины воспользуемся оператором Джонса [7]. Тогда сигнал на выходе приемника можно записать в декартовом поляризационном базисе как результат преобразования

$$\dot{E}_{\text{вх}} = C \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} [P] \cdot [M] \cdot \vec{E}_p, \quad (10)$$

где $\vec{E}_p = \begin{bmatrix} e^{j\Delta\varphi} \\ 1 \end{bmatrix}$ – вектор Джонса результирующей волны в точке приема на ПО, определенный в декартовом поляризационном базисе; $[M] = \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix}$ – оператор Джонса поляризационного модулятора в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины, записанной в декартовом поляризационном базисе; $\theta = \Omega \cdot t$ – угол ориентации полуволновой фазовой пластины; $[L] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ – оператор Джонса линейного поляризатора (переход от круглого волновода к прямоугольному) с вертикальной собственной поляризацией; C – постоянная, учитывающая потенциал радиомаяка и расстояние от него до ПО.

Проделав в (10) необходимые преобразования, получим

$$\dot{E}_{\text{вх}}(\theta) = C \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \{ \sin(2\theta) \cdot \cos(\Delta\varphi) - \cos(2\theta) + j \cdot \sin(2\theta) \cdot \sin(\Delta\varphi) \}. \quad (11)$$

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

$$E_{\text{вых}}(\theta) = \lg \left(C \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + \lg | \sin(2\theta) \cdot \cos(\Delta\varphi) - \cos(2\theta) + j \cdot \sin(2\theta) \cdot \sin(\Delta\varphi) |. \quad (12)$$

После преобразований (12), с учетом того, что уровень сигнала в случае логарифмического приемника обычно измеряют в децибелах, при $\theta = \Omega \cdot t$ получим

$$E_{\text{вых}}(\Omega t) [\text{дБ}] = \lg \left(C \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + 10 \lg (1 - \cos(\Delta\varphi) \cdot \sin(4\Omega t)). \quad (13)$$

Из анализа (13) следует, что в спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приемника присутствует только спектральная составляющая на частоте 4Ω и ее начальная фаза отличается на π от фазы опорного сигнала $\sin(4\Omega t)$, определяемой угловым положением полуволновой фазовой пластины, в пределах $0 \leq \Delta\varphi < \pi/2$ и совпадает с ней, когда $\pi/2 < \Delta\varphi \leq \pi$.

Амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω определяется косинусом разности фаз $\Delta\varphi$ между ортогонально линейно поляризованными волнами в точке приема на ПО и с учетом (1) определяется только пеленгом α ПО. Имея в виду, что $\cos(\Delta\varphi)$ является четной функцией угловой координаты α , чтобы определить знак отклонения ПО от нулевого направления ($\alpha = 0^\circ$), совпадающего с нормалью к середине базы d , необходимо в этом направлении излучать ортогонально линейно поляризованные волны с равными амплитудами и длинами волн, но с начальной разностью фаз $\Delta\varphi_0 = \pm\pi/2$.

Подставляя в (4), например, начальную разность фаз $\Delta\varphi_0 = \pi/2$, выражение (13) преобразуется к виду

$$E_{\text{вых}}(\Omega t) [\text{дБ}] = \lg \left(C \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + 10 \lg (1 + \sin(\Delta\varphi) \cdot \sin(4\Omega t)). \quad (14)$$

Тогда в (14) амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω определяется синусом разности фаз $\Delta\varphi$ ($\sin(\Delta\varphi)$) и является нечетной функцией угловой координаты α . Ее начальная фаза в момент отклонения от нулевого направления ($\alpha = 0^\circ$), с учетом $\Delta\varphi_0 = \pi/2$, за счет скачкообразного изменения угла ориентации эллипса поляризации результирующей волны от $\pi/4$ к $3\pi/4$ (6) или наоборот от $3\pi/4$ к $\pi/4$ (7), будет скачком отличаться на 180° от фазы опорного сигнала $\sin(4\Omega t)$. Последнее позволяет определить сторону (знак) отклонения ПО от нулевого направления.

Соотношение (14) позволяет рассчитать зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приемника от углового положения θ полуволновой фазовой пластины для различных значений $\Delta\varphi$ и по форме этой зависимости проследить механизм появления в огибающей выходного сигнала приемника спектральной составляющей на частоте 4Ω .

Результаты расчета приведены на рис. 1, из которого видно, что при фазовом сдвиге $\Delta\varphi = \pi/2$ амплитудная модуляция сигнала на выходе логарифмического приемника достигает 100%-ной глу-

бины. При этом за полный оборот полуволновой фазовой пластины амплитуда выходного сигнала приемника промодулирована учетверенной частотой вращения полуволновой пластины и, как следствие, амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω достигает своего максимального значения. В другом крайнем случае, когда $\Delta\varphi=0^\circ$, амплитуда выходного сигнала постоянна и не зависит от углового положения θ полуволновой фазовой пластины и, соответственно, амплитуда спектральной составляющей 4Ω равна нулю. В первом случае результирующая волна (4) в точке приема поляризована линейно, во втором – поляризована по кругу. Очевидно, что в общем случае результирующая волна (4) имеет эллиптическую поляризацию и амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω принимает промежуточные значения.

Применив преобразование Фурье к выражению (14), амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω определяется как

$$A_{4\Omega}[\text{дБ}] = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} E_{\text{ВЫХ}}(\Omega t) \cdot \sin(4\Omega t) d\Omega t. \quad (15)$$

Результаты расчета зависимости $A_{4\Omega}$ от разности фаз $\Delta\varphi$ приведены на рис. 2.

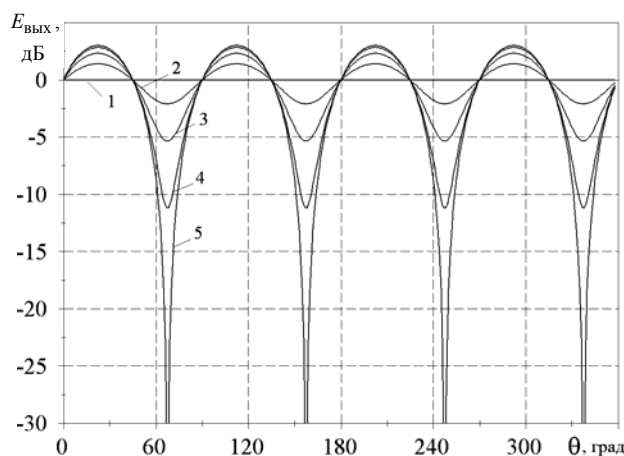


Рис. 1. Зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приемника от углового положения θ полуволновой фазовой пластины для различных значений $\Delta\varphi$ при $\Delta\varphi_0=90^\circ$

(1 – $\Delta\varphi=0^\circ$; 2 – $\Delta\varphi=22,5^\circ$;
3 – $\Delta\varphi=45^\circ$; 4 – $\Delta\varphi=67,5^\circ$; 5 – $\Delta\varphi=90^\circ$)

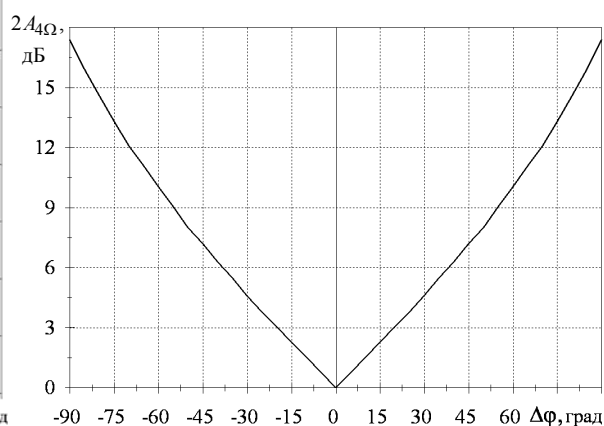


Рис. 2. Зависимость амплитуды спектральной составляющей на частоте 4Ω от разности $\Delta\varphi$ между ортогонально линейно поляризованными волнами в точке приема при $\Delta\varphi_0=90^\circ$

Анализ результатов расчетов позволяет сделать следующие выводы.

1. При использовании поляризационного модулятора в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины в спектре огибающей принятого сигнала присутствует спектральная составляющая на частоте 4Ω , амплитуда и начальная фаза которой содержат информацию об угловом положении ПО.

2. Зависимость амплитуды спектральной составляющей на частоте 4Ω от фазового сдвига $\Delta\varphi$ между ортогонально линейно поляризованными волнами в точке приема на ПО по сути является пеленгационной характеристикой угломерной поляризационно-модуляционной РМС. Крутизна пеленгационной характеристики, а следовательно, и потенциальная точность измерения пеленга, определяются пространственным разномом d точек излучений, а не направленными свойствами приемной антенны. При этом пеленг α ПО может быть определен по формуле (1), в которой $\Delta\varphi$ является оценкой фазового сдвига, полученной косвенным путем на основе измерения амплитуды $A_{4\Omega}$ спектральной составляющей на частоте 4Ω .

3. С учетом скачкообразного изменения начальной фазы спектральной составляющей на частоте 4Ω на π следует иметь в виду, что однозначное измерение $A_{4\Omega}$ производится в пределах $-\pi/2 \leq \Delta\varphi \leq \pi/2$, а однозначное измерение углов α возможно в секторе $\Delta\alpha = \arcsin(\lambda/2d)$.

Предложенный поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга ПО отличается простотой технической реализации, поскольку бортовое радиоприемное устройство является однока-

нальным, а измерение пеленга производится на выходе приемника на частоте, кратной частоте поляризационной модуляции. В практической навигации метод может использоваться в бортовых радиопеленгаторах при проводке судов на морском флоте, в пилотажно-навигационных системах ориентации летательных аппаратов при заходе на посадку по приборам, а также в космической навигации при стыковке космических аппаратов.

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218 и договора между ОАО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 12.02.2013 г. № 02.G 25.31.0042.

Литература

1. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. – М.: Радио и связь, 1985. – 344 с.
2. Канарейкин Д.Б. Морская поляриметрия. / Д.Б. Канарейкин, В.А. Потехин Н.Ф. Шишкин. – Л.: Судостроение, 1968. – 326 с.
3. А.с. 1251003 СССР, М. кл. 4 G 01 S 3/02. Способ измерения пеленга подвижного объекта и устройство для его осуществления / Н.Н. Бадулин (СССР), В.Л. Гулько (СССР). – № 3848713/24-09; заявл. 29.01.85; опубл. 15.08.86. Бюл. № 30.
4. Пат. 2 507 530 РФ, МПК G 01 S 3/02. Радионавигационная система для измерения пеленга подвижного объекта / В.Л. Гулько (РФ). – № 2 012 130 403/ 07; заявл. 17.07.12; опубл. 20.02.14. Бюл. № 5.
5. Пат. 2 485 538 РФ, МПК G 01 S 3/48. Радионавигационная система для измерения пеленга подвижного объекта / В.Л. Гулько (РФ). – № 2 011 141 232/07; заявл. 07.10.11; опубл. 20.06.13. Бюл. № 17.
6. Козлов Н.И. Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов / Н.И. Козлов, А.И. Логвин, В.А. Сарычев. – М.: Радиотехника, 2005. – 704 с.
7. 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. научный 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 of measuring the bearing of a moving object in angular radio beacon systems

The paper offers a method of measuring the bearing of a moving object. The method is based on the usage of polarization modulator in an aboard single-channel receiver. The evaluation of the bearing is performed on the output of the receiver at multiple modulation frequency.

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