УДК 629.7.052

В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков

Использование ортогонально-линейно поляризованных сигналов в бортовых СВЧ двухканальных радиомаячных системах навигации

Исследуется возможность использования ортогонально-линейно поляризованных сигналов радиомаяка, излучаемых из двух пространственно разнесенных точек для определения пеленга и угла крена подвижного объекта. Пеленг и угол крена определяются на борту подвижного объекта СВЧ двухканальным приемным устройством на основе амплитудно-фазовой обработки принятых в линейном поляризационном базисе результирующих векторных сигналов.

Ключевые слова: радиомаяк, подвижный объект, ортогональные линейно поляризованные сигналы, вектор Джонса, амплитудно-фазовая обработка, пеленг, угол крена, линейный поляризационный базис.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-1-14-17

Одним из перспективных путей совершенствования бортового навигационного оборудования является интеграция систем на аппаратном и алгоритмическом уровнях с целью наращивания функциональности оборудования [1]. Наращивание функциональных возможностей бортового оборудования представляется возможным за счет привлечения поляризационных характеристик сигналов радиомаяка как «носителя» навигационной информации. В работах [2, 3] рассматривались поляризационные методы измерения пеленга, а в [4] – измерения угла крена подвижного объекта (ПО) с использованием поляризационных характеристик излучаемых радиомаяком сигналов. При этом пеленг ПО определялся приемной бортовой аппаратурой по разности фаз между ортогонально-поляризованными сигналами, излучаемыми радиомаяком из двух пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости точек [2, 3]. А для определения угла крена предлагалось использовать горизонтально поляризованные сигналы, излучаемые из одной точки с известными координатами [4]. При этом крен ПО оценивался либо по отношению амплитуд синфазных линейно ортогонально-поляризованных составляющих принятых сигналов в линейном поляризационном базисе, либо по разности фаз между ортогонально-поляризованными по кругу составляющими принятого сигнала в круговом поляризационном базисе. Рассматриваемые в работах [2–4] поляризационные методы ограничивались определением только пеленга или только крена ПО. Очевидно, что в практической навигации представляют определенный интерес разработки таких поляризационных методов, которые бы функционально определяли и пеленг, и крен ПО.

Постановка задачи

В настоящей работе исследуется возможность определения пеленга и угла крена ПО бортовой СВЧ двухканальной приемной системой по ортогонально-линейно поляризованным сигналам радиомаяка на основе использования амплитудно-фазовой обработки принятых в линейном поляризационном базисе результирующих векторных сигналов.

Привлечение поляризационных характеристик принимаемых на борту ПО результирующих векторных сигналов, поляризованных определенным образом, требует их рассмотрения в заданных поляризационных базисах и в различных системах координат, связанных с радиомаяком и ПО. При этом выбор опорной системы координат (ОСК), связанной с радиомаяком, и собственной системы координат (ССК), связанной с строительными осями ПО, а также выбор поляризационных базисов, в которых представляются излучаемые и принимаемые сигналы, определяется как физическим смыслом решаемой задачи, так и удобством анализа.

Поляризационный метод определения пеленга и угла крена подвижного объекта

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

Предположим, что радиомаяк помещен в начало декартовой системы координат (в начало неподвижной ОСК в точку O), оси OX и OZ которой лежат в горизонтальной плоскости XOZ , а ось OY перпендикулярна ей (рис. 1, *a*). Пусть радиомаяк из двух точек S_1 и S_2 одновременно излучает в направлении α ортогонально-поляризованные сигналы с горизонтальной и вертикальной поляризациями с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн. Точки S_1 и S_2 расположены симметрично относительно начала координат на расстоянии d друг от друга и находятся в горизонтальной плоскости XOZ . Тогда вектор Джонса результирующей волны в направлении α ОСК в линейном поляризационном базисе может быть представлен в векторной форме (без учета временной зависимости) в виде [5]

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

где $\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\alpha$; λ – длина волны излучаемых ортогонально-поляризованных волн; $\Delta\varphi$ – разность фаз между ортогонально-поляризованными сигналами в точке приема на ПО.

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

Из (1) следует, что в общем случае результирующая волна $\dot{E}_p$ поляризована эллиптически и её поляризационные характеристики зависят от направления излучения α . В то же время её интенсивность, в силу поляризационной ортогональности излучаемых волн, от направления излучения не зависит.

Предположим, что ПО движется вдоль оси OZ в направлении α на радиомаяк и его углы тангажа и рыскания равны нулю. Определим ССК, связанную с корпусом ПО, как подвижную декартову систему координат, образованную поперечной $O_c X_c$, продольной $O_c Z_c$ и вертикальной $O_c Y_c$ строительными осями ПО. Её начало находится в точке O_c и совпадает с центром масс ПО (рис. 1, б). В исходном состоянии ПО, когда угол крена γ ПО равен нулю, тогда поперечная $O_c X_c$ и вертикальная $O_c Y_c$ строительные оси ССК ПО совпадают в плоскости XOY соответственно с осями OX и OY неподвижной ОСК радиомаяка (см. рис. 1, б). При этом правая относительно центра масс ПО поперечная ось $O_c X_c$ ССК совпадает с положительным направлением оси OX ОСК и находится в горизонтальной плоскости XOZ . В случае же появления крена, когда $\gamma \neq 0^\circ$, поперечная $O_c X_c$ и вертикальная $O_c Y_c$ строительные оси ССК ПО будут повернуты против часовой или по часовой стрелке в плоскости XOY , перпендикулярной оси OZ относительно неподвижных осей OX и OY ОСК, на угол крена $\pm\gamma$ соответственно (см. рис. 1, в, г). Таким образом, возникновение крена ПО эквивалентно операции поворота подвижной декартовой ССК в ту или другую сторону на угол $\pm\gamma$ относительно неподвижной декартовой ОСК в плоскости XOY , перпендикулярной оси OZ . Сама операция поворота ССК на угол $\pm\gamma$ может быть определена с помощью соответствующих операторов поворота [6], которые будут рассмотрены ниже.

Предположим, что прием результирующей волны (1) на борту ПО осуществляется приемной антенной в линейном поляризационном базисе. Предположим также, что в СВЧ-тракт приемной антенны установлен линейный поляризационный разделитель (ЛПР), орты собственной системы координат которого совпадают с осями плеч ортогонально расположенных волноводов и совпадают также с вертикальной $O_c Y_c$ и поперечной $O_c X_c$ строительными осями ССК ПО соответственно. Выбранная ориентация ортов ЛПР позволяет в линейном поляризационном базисе разложить вектор Джонса результирующей волны $\dot{E}_p$ (1) на выходе ЛПР на линейно

ортогонально-поляризованные составляющие $\dot{E}_{X_c}$ и $\dot{E}_{Y_c}$ ориентированные по осям $O_c X_c$ и $O_c Y_c$ и повернутые, в общем случае, на угол крена $\pm\gamma$ соответственно. Графически составляющие $\dot{E}_{X_c}$ и $\dot{E}_{Y_c}$ отображены на рис. 1, б, г.

Рис. 1. К пояснению метода

Для описания взаимодействия результирующей волны (1) с приемной антенной, в СВЧ-тракт которой установлен ЛПР, воспользуемся операторами поворота [6]. Тогда векторы Джонса $\dot{E}_{X_c}$ и $\dot{E}_{Y_c}$ на выходах плеч ЛПР, ориентированного в общем случае под углом крена $\pm\gamma$, в ОСК могут быть найдены (опуская временную зависимость) как результат преобразования

$$\dot{E}_{X_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} [R^{-1}(\mp\gamma)] [I_1] [R(\pm\gamma)] \dot{E}_p, \quad (2)$$

$$\dot{E}_{Y_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} [R^{-1}(\mp\gamma)] [I_2] [R(\pm\gamma)] \dot{E}_p, \quad (3)$$

где $[R(\pm\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \mp\sin\gamma \\ \pm\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix}$ – прямой оператор поворота на угол крена $\pm\gamma$ (или прямой оператор перехода из опорной ОСК в собственную систему координат ЛПР); $+\gamma$ – положительный угол крена, когда правая поперечная ось $O_c X_c$ ПО (или правое крыло в случае ЛА) ниже горизонтальной плоскости XOZ ; $-\gamma$ – отрицательный угол крена, когда правая

поперечная ось $O_c X_c$ (или правое крыло в случае ЛА) выше горизонтальной плоскости [7];

$[I_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ – оператор Джонса первого плеча ЛПР

(переход с круглого волновода на прямоугольный с горизонтальной собственной поляризацией, совпадающей с поперечной осью $O_c X_c$ ПО, записанный в собственной системе координат); $[R^{-1}(\mp\gamma)]$ – обратный оператор поворота на угол крена $\mp\gamma$ (или оператор обратного перехода из собственной системы координат ЛПР в ОСК радиомаяка);

$[I_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ – оператор Джонса второго плеча ЛПР (переход с круглого волновода на прямоугольный с вертикальной собственной поляризацией, совпадающей с вертикальной осью $O_c Y_c$ ПО, записанный в собственной системе координат).

Проделав в (2) и (3) необходимые матричные преобразования, получим вектора Джонса $\dot{E}_{X_c}$ и $\dot{E}_{Y_c}$ на выходах ЛПР в виде

$$\dot{E}_{X_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\cos\gamma \mp (\sin\gamma)e^{j\Delta\varphi}) \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ \mp\sin\gamma \end{bmatrix} \quad (4)$$

и

$$\dot{E}_{Y_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\pm\sin\gamma + (\cos\gamma)e^{j\Delta\varphi}) \begin{bmatrix} \pm\sin\gamma \\ \cos\gamma \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Из анализа (4) и (5) следует, что на выходах ЛПР составляющие $\dot{E}_{X_c}$ и $\dot{E}_{Y_c}$ всегда поляризованы линейно и их ориентации плоскости поляризации определяются только углом крена γ . А их амплитуды зависят в общем случае как от разности фаз $\Delta\varphi$, т.е. от пеленга α , так и от угла крена γ .

С учетом (4) и (5) сигналы на входах приемника можно записать в виде:

$$\dot{E}_{X_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\cos\gamma \mp (\sin\gamma)e^{j\Delta\varphi}) \quad (6)$$

и

$$\dot{E}_{Y_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\pm\sin\gamma + (\cos\gamma)e^{j\Delta\varphi}). \quad (7)$$

После преобразований (6) и (7) примут вид

$$\dot{E}_{X_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} [(\cos\gamma \mp \sin\gamma \cos\Delta\varphi) \mp j \sin\gamma \sin\Delta\varphi] \quad (8)$$

и

$$\dot{E}_{Y_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} [(\pm\sin\gamma + \cos\gamma \cos\Delta\varphi) + j \cos\gamma \sin\Delta\varphi]. \quad (9)$$

Найдем амплитуды A_{X_c} и A_{Y_c} , а также фазы Ψ_{X_c} и Ψ_{Y_c} сигналов (8) и (9) на выходах двухканального приемника, имеющего, например, линейную амплитудную характеристику и линейный детектор, и установим их связь с навигационными элементами α и γ :

$$A_{X_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 \mp \sin 2\gamma \cos \Delta\varphi}, \quad (10)$$

$$\Psi_{X_c}(\pm\gamma) = \mp \arctg \frac{\sin \gamma \sin \Delta\varphi}{\cos \gamma \mp \sin \gamma \cos \Delta\varphi},$$

$$A_{Y_c}(\pm\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 \pm \sin 2\gamma \cos \Delta\varphi}, \quad (11)$$

$$\Psi_{Y_c}(\pm\gamma) = \arctg \frac{\cos \gamma \sin \Delta\varphi}{\pm \sin \gamma + \cos \gamma \cos \Delta\varphi}.$$

Найдем отношение A_{Y_c}/A_{X_c} амплитуд и разность фаз $\Delta\Psi$ сигналов (8) и (9) на выходе приемника для углов крена $\pm\gamma$:

$$\frac{A_{Y_c}(\pm\gamma)}{A_{X_c}(\pm\gamma)} = \frac{\sqrt{1 \pm \sin 2\gamma \cos \Delta\varphi}}{\sqrt{1 \mp \sin 2\gamma \cos \Delta\varphi}} \quad (12)$$

и

$$\Delta\Psi(\pm\gamma) = \Psi_{Y_c} - \Psi_{X_c} = \arctg \left[\frac{1}{\cos 2\gamma} \operatorname{tg} \Delta\varphi \right] \pm n\pi, \quad (13)$$

где $n=0, 1, 2, \dots$

Обсуждение результатов исследования

Из анализа (12) и (13) видно, что, в общем случае отношение амплитуд A_{Y_c}/A_{X_c} и разность фаз $\Delta\Psi$ зависят как от угла крена γ , так и от пеленга α ПО. В частных случаях, если имеется априорная информация об одном из них, например, приемная антенна и её СВЧ-элементы гиросtabilизированы в пространстве [8], то, подставляя $\gamma=0$ в (12) и (13) получим

$$\frac{A_{Y_c}}{A_{X_c}} = 1 \quad (14)$$

и

$$\Delta\Psi = \Delta\varphi \pm n\pi. \quad (15)$$

Тогда, используя (1) и (15), получим выражение для оценки пеленга вида

$$\alpha = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \Delta\Psi \right) \pm n\pi. \quad (16)$$

В другом частном случае, если ПО находится на направлении α , совпадающем с перпендикуляром к середине базы d , то, подставляя в (12) $\Delta\varphi=0^\circ$, получим для любых значений $\pm\gamma$

$$\Delta\Psi = 0^\circ \quad (17)$$

и с учетом преобразований

$$\frac{A_{Y_c}}{A_{X_c}} = \left| \operatorname{tg} \left(45^\circ \mp \frac{\gamma}{2} \right) \right|. \quad (18)$$

Окончательно имеем

$$\gamma_{[pad]} = \pm 2 \left(\frac{-\pi}{4} + \arctg \frac{A_{Y_c}}{A_{X_c}} \right). \quad (19)$$

Из (19) легко видеть, что при $A_{Y_c}/A_{X_c}=1$ угол крена ПО $\gamma=0^\circ$, при $A_{Y_c}/A_{X_c}<1$ $\gamma<0^\circ$ и $A_{Y_c}/A_{X_c}>1$ $\gamma>0^\circ$.

В случае, если двухканальный приемник имеет логарифмическую амплитудную характеристику и линейный детектор, то (19) преобразуется к виду

$$\gamma_{[pad]} = \pm 2 \left(\frac{-\pi}{4} + \arctg \left(10^{\lg \frac{A_{Yc}}{A_{Xc}}} \right) \right). \quad (20)$$

Необходимо отметить, что (19) и (20) справедливы при условии $\alpha = 0^\circ$.

Заключение

По результатам исследования можно сделать следующие выводы:

1. Если радиомаяк из двух пространственно разнесенных точек одновременно излучает сигналы с горизонтальной и вертикальной поляризациями с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн, а прием результирующих векторных сигналов на борту ПО осуществляется в линейном поляризационном базисе, то выходные сигналы ЛПР $\dot{E}_{Xc}$ и $\dot{E}_{Yc}$ всегда поляризованы линейно и их ориентации плоскости поляризации определяются только креном ПО и не зависят от его пеленга.

2. В общем случае для исследуемых ортогонально-линейно поляризованных сигналов, излучаемых радиомаяком, установить однозначную связь между амплитудами A_{Xc} , A_{Yc} и фазами ψ_{Xc} , ψ_{Yc} выходных сигналов приемника и навигационными элементами α и γ невозможно и для однозначной их оценки требуется априорная информация об одном из них.

3. В частном случае, если имеется априорная информация о крене ПО, например, $\gamma = 0$, то пеленг α может быть определен по разности фаз $\Delta\psi$ ортогонально-линейно поляризованных сигналов с выходов плеч ЛПР. В практической навигации это соответствует случаю, когда бортовая приемная антенна и её СВЧ элементы располагаются на гиростабилизированной платформе.

4. В другом частном случае, если имеется априорная информация о пеленге ПО, например, $\alpha = 0$, то крен γ ПО может быть определен по отношению амплитуд A_{Yc}/A_{Xc} синфазных ортогонально-линейно поляризованных сигналов с выходов плеч ЛПР. Примером может служить случай, когда ПО движется по направлению, совпадающему с нормалью к середине базы, образованной источниками излучений S_1 и S_2 .

Работа выполнена в рамках проекта по госзадаанию Минобрнауки № 8.7348.2017/БЧ.

Литература

1. Чуянов Г.А. Перспективы развития комплексов бортового оборудования на базе интегрированной модульной авионики / Г.А. Чуянов, В.В. Косьянчук, Н.И. Сельве-

сюк // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 3. – С. 55–62.

2. Пат. 1 251 003 РФ, МПК G 01 S 3/02. Способ измерения пеленга подвижного объекта и устройство для его осуществления / Н.Н. Бадулин, В.Л. Гулько (РФ). – № 3 848 713 24/09; заявл. 29.01.85; опубл. 15.08.86. Бюл. № 30.

3. 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.

4. Гулько В.Л. Поляризационные методы измерения угла крена подвижного объекта в радиомаячных системах навигации / В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков // Изв. вузов. Физика. – 2016. – Т. 59, № 2. – С. 81–86.

5. Гулько В.Л. Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга и угла крена подвижного объекта с использованием радиомаяка / В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2016. – Т. 19, № 1. – С. 5–8.

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

7. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. – М.: Радио и связь, 1985. – 344 с.

8. Пельпор Д.С. Гироскопические системы / Д.С. Пельпор, В.В. Ягодкин. – М.: Высшая школа, 1977. – 216 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.

Use of orthogonal linearly polarized signals in a dual channel board UHF radio beacon landing navigation systems

The signals of two spatially-separated sources can be used to evaluate the bearing and the roll angle of mobile object if these signals have the same frequency and mutually orthogonal linear polarization.

The appropriate method of amplitude-phase processing of such signals through dual-channel receiver on board the mobile object in the linear polarization basis is investigated below.

Keywords: beacon, movable object orthogonal linearly polarized signals, Jones vector, amplitude-phase processing, bearing, roll angle, linear polarization basis.