

## МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ КРЕНА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ПО ИЗЛУЧЕННЫМ ГОРИЗОНТАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫМ СИГНАЛАМ РАДИОМАЯКА

В. Л. ГУЛЬКО, А. А. МЕЩЕРЯКОВ

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,  
634050, Томск, Россия  
E-mail: rwplab@tusur.ru*

Рассмотрен поляризационно-модуляционный метод измерения угла крена летательного аппарата по излученным горизонтально поляризованным сигналам радиомаяка, расположенного в точке с известными координатами. На борту летательного аппарата сигналы радиомаяка принимаются антенной, в одноканальном СВЧ-тракте которой установлен поляризационный модулятор, выполненный в виде вращающейся секции круглого волновода с вмонтированной полуволновой фазовой пластиной. Крен измеряется на выходе одноканального радиоприемного устройства по фазе четвертой гармоники частоты поляризационной модуляции.

**Ключевые слова:** радиомаяк, горизонтально поляризованные сигналы, вектор Джонса, поляризационный модулятор, полуволновая фазовая пластина, угол крена, летательный аппарат

Современные угломерные радиомаячные системы, используемые в практической навигации, не предназначены для измерения таких навигационных параметров, как крен и тангаж, характеризующих перемещение летательного аппарата (ЛА) относительно его центра масс в горизонтальной плоскости. Традиционно для их измерения используются гироскопические устройства [1], работа которых основана на другом физическом принципе. Одним из перспективных путей совершенствования бортового навигационного оборудования является создание комплексных систем, совмещающих как радиотехнические, так и не радиотехнические устройства для определения одних и тех же навигационных параметров [2].

В работах [3—5] предложены поляризационно-амплитудные и поляризационно-фазовые методы измерения угла крена ЛА, основанные на использовании радиотехнических средств измерений. Суть этих методов заключается в том, что радиомаяк из точки с известными координатами излучает горизонтально поляризованные сигналы, вектор напряженности электрического поля которых лежит в горизонтальной плоскости. При использовании поляризационно-амплитудного метода сигналы радиомаяка принимаются на борту ЛА в декартовом поляризационном базисе. Угол крена ЛА определяется отношением амплитуд синфазных линейно-ортогонально-поляризованных составляющих принятых сигналов радиомаяка с выходов плеч линейного поляризованного разделителя, ориентированного под углом  $-45^\circ$  к поперечной оси ЛА. При использовании поляризационно-фазового метода горизонтально поляризованные сигналы радиомаяка принимаются на борту ЛА в круговом синфазном поляризационном базисе. Угол крена ЛА определяется сигналами с выходов плеч кругового поляризационного разделителя по измеренной разности фаз ортогонально-поляризованных по кругу составляющих принятых сигналов.

Предложенные поляризационные методы измерений угла крена ЛА имеют существенный недостаток — бортовое приемное навигационное оборудование является СВЧ-двухка-

нальным, что увеличивает его габариты и вес и ограничивает практическое использование этих методов.

В работе [6] рассматривается поляризационно-модуляционный метод измерения угла крена подвижного объекта (далее — объекта). Суть метода заключается в том, что излучаемые радиомаяком горизонтально поляризованные сигналы принимаются на борту объекта приемной антенной, в одноканальный СВЧ-тракт которой вмонтирован поляризационный модулятор. Последний выполнен в виде ферритового (фарадеевского) вращателя плоскости поляризации принимаемых сигналов [7]. Крен объекта оценивается на выходе приемного устройства по фазе второй гармоники частоты вращения плоскости поляризации. Недостаток метода заключается в том, что не обеспечивается линейность модуляционной характеристики ферритового вращателя плоскости поляризации при периодическом изменении напряженности магнитного поля [7]. Это неизбежно приводит к ошибкам измерения крена подвижного объекта.

В работе [8] рассмотрен поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга и угла крена подвижного объекта для случая, когда радиомаяк из двух пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости точек одновременно излучает ортогонально-линейно-поляризованные сигналы с вертикальной и горизонтальной поляризациями с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн. На борту объекта результирующий сигнал принимается приемной антенной, в одноканальном СВЧ-тракте которой установлен поляризационный модулятор, выполненный в виде вращающейся с частотой  $\Omega$  секции круглого волновода с вмонтированной полуволновой  $\lambda/2$  фазовой пластиной. Крен объекта измеряется на выходе приемного устройства по фазе четвертой гармоники частоты вращения фазовой пластины. Однако функциональность этого метода ограничена, так как амплитуда четвертой гармоники частоты вращения фазовой пластины в спектре огибающей выходного сигнала приемника зависит от углового положения объекта в горизонтальной плоскости относительно радиомаяка. Например, при угловых положениях объекта, когда результирующая волна в точке приема поляризована по левому или правому кругу, четвертая гармоника частоты вращения пластины в спектре огибающей выходного сигнала приемника отсутствует, и поэтому крен подвижного объекта невозможно измерить в принципе.

В настоящей статье исследуется возможность использования предложенного поляризационного модулятора [8] для случая, когда радиомаяк из точки с известными координатами излучает горизонтально поляризованные сигналы.

Рассмотрим в различных системах координат векторные свойства сигналов, излучаемых радиомаяком, а также принимаемых на борту ЛА сигналов, поляризованных определенным образом. При этом выбор опорной системы координат (ОСК), связанной с радиомаяком, собственной системы координат (ССК), связанной со строительными осями ЛА, и выбор поляризационных модуляторов определяется физическим смыслом решаемой задачи.

Предположим, что радиомаяк помещен в начало декартовой системы координат (в начало неподвижной ОСК), оси  $OX$  и  $OZ$  которой лежат в горизонтальной плоскости  $XOZ$ , а ось  $OY$  направлена вертикально вверх (рис. 1, *a*). Пусть радиомаяк излучает в направлении оси  $OZ$  сигнал в виде плоской монохроматической волны горизонтальной поляризации. Представим излучаемую волну в поляризационном базисе, орты которого совпадают с положительными направлениями осей  $OX$  и  $OY$ , как проекцию вектора  $\mathbf{E}$  электрического поля на плоскость  $XOY$ , перпендикулярную направлению распространения волны  $OZ$ . Тогда графическое представление горизонтально поляризованной волны есть вектор  $\mathbf{E}$ , совпадающий с положительным направлением оси  $OX$ , находящийся в горизонтальной плоскости  $XOZ$ .

Предположим, что ЛА находится в точке  $O_c$  и движется вдоль оси  $OZ$  в направлении на радиомаяк и углы его тангажа и рыскания равны нулю. Определим ССК, связанную

с корпусом ЛА, как подвижную декартову систему координат, образованную поперечной  $O_c X_c$ , продольной  $O_c Z_c$  и вертикальной  $O_c Y_c$  строительными осями ЛА. Ее начало находится в точке  $O_c$  и совпадает с центром масс ЛА. Тогда угол крена  $\gamma$  относительно вектора  $\mathbf{E}$ , совпадающего с положительным направлением оси  $OX$  ОСК, будет равен углу поворота, относительно центра масс, поперечной оси  $O_c X_c$  в плоскости  $XOY$ . Очевидно, что когда крен ЛА отсутствует, то направления оси  $O_c X_c$  и вектора  $\mathbf{E}$  совпадают и лежат в горизонтальной плоскости  $XOZ$  (см. рис. 1, б). В случае появления крена (когда  $\gamma \neq 0$ ) ось  $O_c X_c$  будет повернута по часовой или против часовой стрелки в плоскости  $XOY$ , а угол между вектором  $\mathbf{E}$  и положительным направлением оси  $O_c X_c$  составит величину, равную соответственно углу крена  $\pm\gamma$ . Это и определяет физическую основу измерения угла крена ЛА (рис. 1, в, г).

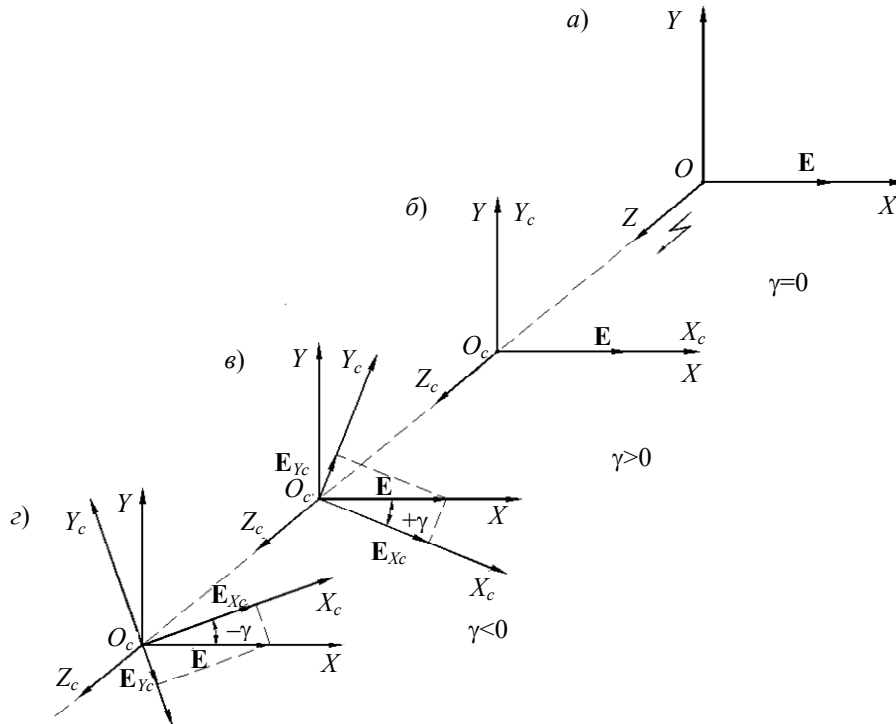


Рис. 1

Возникновение крена ЛА эквивалентно операции поворота ССК в ту или другую сторону на угол  $\pm\gamma$  относительно ОСК в плоскости  $XOY$ . При этом вектор  $\mathbf{E}$ , ориентированный вдоль положительного направления оси  $OX$  ОСК, может быть найден в ССК, повернутой в ту или другую сторону на угол  $\pm\gamma$ , с помощью соответствующих операторов поворота [4, 5], которые будут рассмотрены далее.

Операция поворота ССК в линейном поляризационном базисе описывает процесс разложения вектора  $\mathbf{E}$  на составляющие  $\mathbf{E}_{Xc}$  и  $\mathbf{E}_{Yc}$ , ориентированные по осям  $O_c X_c$  и  $O_c Y_c$ , повернутым на угол  $+\gamma$  или  $-\gamma$  соответственно. Графически эта процедура отображена на рис. 1, в и г. Для определения угла крена ЛА в дальнейшем будем рассматривать вектор  $\mathbf{E}_{Xc}$ , ориентированный вдоль правой поперечной оси  $O_c X_c$ .

Предположим, что расстояние от радиомаяка до ЛА велико и фазовый фронт волны вблизи ЛА можно считать плоским. Тогда, используя представление плоской однородной электромагнитной волны вектором Джонса [9], излучаемые радиомаяком горизонтально поляризованные электромагнитные волны можно представить в ОСК в линейном поляризационном базисе в виде вектора (опуская временную зависимость)

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Допустим, что в СВЧ-тракт приемной антенны бортового одноканального радиоприемного устройства вмонтирован предложенный поляризационный модулятор [8]. Для описания взаимодействия горизонтально поляризованной волны (1) с высокочастотным трактом приемной антенны бортового устройства и вмонтированным поляризационным модулятором воспользуемся оператором Джонса [8]. Тогда вектор Джонса  $\mathbf{E}_{X_c}$  на выходе линейного поляризатора в ОСК может быть найден как результат преобразования

$$\mathbf{E}_{X_c}(\pm\gamma) = C [R^{-1}(\mp\gamma)] [\Pi] [R(\pm\gamma)] [M] \mathbf{E}, \quad (2)$$

где  $[M] = \begin{bmatrix} \cos 2\alpha & \sin 2\alpha \\ \sin 2\alpha & -\cos 2\alpha \end{bmatrix}$  — оператор Джонса поляризационного модулятора, записанный в линейном поляризационном базисе [8] и заданный в ОСК  $XOY$ ;  $\alpha = \Omega t$  — угол ориентации полуволновой фазовой пластины;

$$[R(\pm\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \mp \sin \gamma \\ \pm \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \text{ — прямой оператор перехода из опорной ОСК в собственную систему координат поляризатора; } +\gamma \text{ — положительный угол крена, когда правая поперечная ось } O_c X_c \text{ (или правое крыло ЛА) ниже горизонтальной плоскости } XOZ; -\gamma \text{ — отрицательный угол крена, когда правая поперечная ось } O_c X_c \text{ выше горизонтальной плоскости [2];}$$

$[R(\pm\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \mp \sin \gamma \\ \pm \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix}$  — прямой оператор перехода из опорной ОСК в собственную систему координат поляризатора;  $+\gamma$  — положительный угол крена, когда правая поперечная ось  $O_c X_c$  (или правое крыло ЛА) ниже горизонтальной плоскости  $XOZ$ ;  $-\gamma$  — отрицательный угол крена, когда правая поперечная ось  $O_c X_c$  выше горизонтальной плоскости [2];

$$[\Pi] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ — оператор Джонса линейного поляризатора (переход с круглого волновода на прямоугольный с направлением горизонтальной собственной поляризации, совпадающим с поперечной осью } O_c X_c), \text{ записанный в собственной системе координат;}$$

$[\Pi] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$  — оператор Джонса линейного поляризатора (переход с круглого волновода на прямоугольный с направлением горизонтальной собственной поляризации, совпадающим с поперечной осью  $O_c X_c$ ), записанный в собственной системе координат;

$$[R^{-1}(\mp\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \pm \sin \gamma \\ \mp \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \text{ — оператор обратного перехода из собственной системы координат поляризатора в ОСК;}$$

координат поляризатора в ОСК;

$C$  — постоянная, учитывающая потенциал радиомаяка и расстояние от него до ЛА.

Выполнив в (2) необходимые преобразования, получим вектор Джонса выходной волны линейного поляризатора в виде

$$\mathbf{E}_{X_c}(\pm\gamma) = C \cos(2\alpha \pm \gamma) \cdot \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \mp \sin \gamma \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Анализ выражения (3) показывает, что волна на выходе линейного поляризатора всегда поляризована линейно по оси пропускания поляризатора и ориентация ее плоскости поляризации определяется только углом крена  $\gamma$ . Таким образом, выходная волна (выходной вектор) есть не что иное, как проекция входного вектора на ось пропускания поляризатора, ориентированного под углом крена  $\pm\gamma$ . Отсюда следует, что линейный поляризатор осуществляет операцию проецирования входной волны на ось пропускания. Действительно, если крен ЛА отсутствует, то подставив  $\gamma = 0$  в (3), получим

$$\mathbf{E}_{X_c} = C \cos(2\alpha) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Из выражения (4) следует, что в этом случае волна сохраняет свою поляризацию, плоскость которой горизонтальна и совпадает с плоскостью поляризации излучаемых радиомаяком сигналов.

С учетом (3) сигнал на входе приемника, как функцию угла ориентации  $\alpha$  полуволновой фазовой пластины, можно описать выражением

$$E_{\text{вх}}(\alpha) = C \cos(2\alpha \pm \gamma). \quad (5)$$

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

$$E_{\text{вых}}(\alpha) = \lg C + \lg |\cos(2\alpha \pm \gamma)|. \quad (6)$$

После преобразований выражения (6), с учетом того что уровень сигнала в случае логарифмического приемника обычно измеряется в децибелах, получим

$$E_{\text{вых}}(\Omega t) = 20 \lg C + 10 \lg \{0,5(1 + \cos(4\Omega t \pm 2\gamma))\}, \quad (7)$$

откуда следует, что в спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приемника присутствует только спектральная составляющая на частоте  $4\Omega$  и ее фаза  $\varphi_{4\Omega}$  определяется только углом крена  $\gamma$  и не зависит от постоянной  $C$ . Энергетические параметры определяют постоянную составляющую, причем ее амплитуда не зависит от угла крена, а ее фаза, с учетом (7), связана с углом крена соотношением

$$\gamma = \pm \frac{\varphi_{4\Omega}}{2}. \quad (8)$$

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

При использовании в качестве фазометрического устройства фазового детектора разность фаз между выделенной из принятого сигнала на выходе приемника спектральной составляющей на частоте  $4\Omega$  и опорным сигналом  $\sin(4\Omega t)$  будет пропорциональна  $\sin(\pm 2\gamma)$ . В этом случае однозначное измерение угла крена возможно в диапазоне  $\pm 45^\circ$ , а точность определяется инструментальной ошибкой измерительной системы.

Соотношение (7) позволяет рассчитать зависимость амплитуды выходного сигнала от углового положения полуволновой фазовой пластины при различных значениях  $\gamma$ . Результаты расчета приведены на рис. 2, где 1 —  $\gamma = 0$ , 2 —  $\gamma = 15^\circ$ , 3 —  $\gamma = -15^\circ$ .

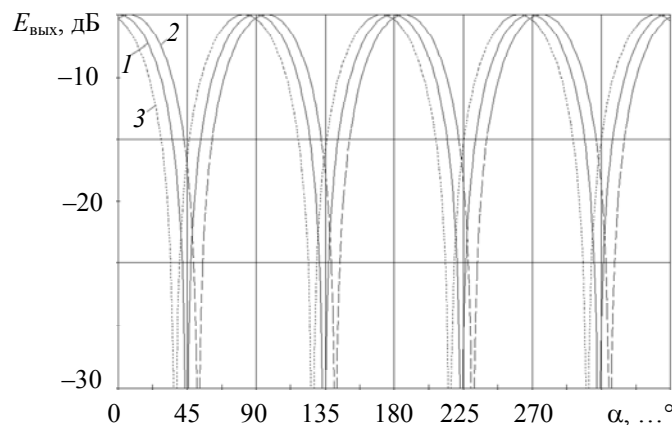


Рис. 2

Как видно из графиков, амплитудная модуляция сигнала на выходе логарифмического приемника достигает 100%. При этом угол крена не влияет на форму этой зависимости и на глубину амплитудной модуляции, а определяет только ее сдвиг по фазе. Причем за полный оборот пластины амплитуда выходного сигнала модулируется частотой  $4\Omega$ .

Применив преобразование Фурье к соотношению (7), амплитуду спектральной составляющей на частоте  $4\Omega$  можно определить как

$$A_{4\Omega} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} E_{\text{ВЫХ}}(\Omega t) \cos(4\Omega t) d(\Omega t), \quad (9)$$

и при  $\gamma = 0$  она достигает своего максимального значения:  $A_{4\Omega} = 8,69$  дБ. В случае если  $\gamma \neq 0$ , то амплитуду  $A_{4\Omega}$  и фазу  $\varphi_{4\Omega}$  можно рассчитать по найденным значениям амплитуд косинусной  $A_{c4\Omega}$  и синусной  $A_{s4\Omega}$  квадратурных составляющих на частоте  $4\Omega$  выходного сигнала приемника (7), которые связаны соотношениями

$$A_{4\Omega} = \sqrt{A_{c4\Omega}^2 + A_{s4\Omega}^2}, \quad \varphi_{4\Omega} = \arctg \frac{A_{s4\Omega}}{A_{c4\Omega}}, \quad (10)$$

где

$$A_{c4\Omega} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} E_{\text{ВЫХ}}(\Omega t) \cos(4\Omega t) d(\Omega t), \quad (11)$$

$$A_{s4\Omega} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} E_{\text{ВЫХ}}(\Omega t) \sin(4\Omega t) d(\Omega t). \quad (12)$$

В соответствии с выражениями (10)—(12) рассчитаны зависимости амплитуды спектральной составляющей  $A_{4\Omega}$  и фазы  $\varphi_{4\Omega}$  от угла крена  $\gamma$  ЛА. Результаты расчетов показали, что амплитуда  $A_{4\Omega}$  постоянна, равна максимальному значению 8,69 дБ и не зависит от угла крена. Этот результат физически очевиден, так как принятая волна на выходе линейного поляризатора всегда поляризована линейно и при изменении  $\gamma$  происходит только изменение угла ориентации ее плоскости поляризации. В то же время фаза  $\varphi_{4\Omega}$  спектральной составляющей на частоте  $4\Omega$  определяется только углом крена  $\gamma$ , и эта зависимость носит линейный характер (рис. 3), что согласуется с соотношением (8).

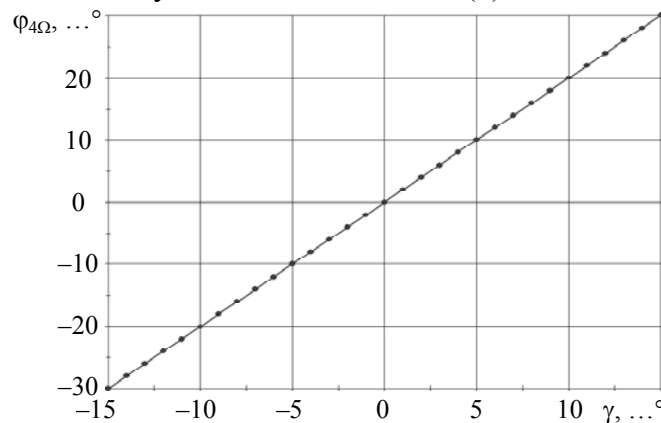


Рис. 3

Предложенный поляризационно-модуляционный метод измерения угла крена ЛА отличается простотой технической реализации, так как бортовое приемное оборудование является одноканальным, а измерения производятся на выходе приемника на частоте, кратной частоте поляризационной модуляции.

По сравнению с широко используемыми на практике инерциальными средствами измерений угла крена ЛА, представленный метод основан на другом физическом принципе с применением радиотехнических средств измерений и использованием векторных свойств излучаемых радиомаяком сигналов и поляризационно-модуляционной обработки сигналов, принимаемых на борту ЛА. Последнее, с одной стороны, позволяет избежать накопления ошибок

измерений с течением времени, а с другой — дает возможность производить совместные комплексные измерения угла крена инерциальными и радиотехническими средствами навигации. Это в целом позволит повысить достоверность получаемой навигационной информации и обеспечить безопасное судовождение ЛА.

В практической навигации поляризационно-модуляционный метод может использоваться совместно с пилотажно-навигационными системами ориентации ЛА при заходе на посадку по приборам, а также в космической навигации при стыковке космических аппаратов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пельпор Д. С., Ягодкин В. В. Гироскопические системы. М.: Высшая школа, 1977. 216 с.
2. Ярлыков М. С. Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985. 344 с.
3. Пат. 2475863 РФ. Способ измерения угла крена летательного аппарата и устройство для его реализации / В. Л. Гулько. 2013.
4. Пат. 2516697 РФ. Способ измерения угла крена летательного аппарата и устройство для его реализации / В. Л. Гулько. 2014.
5. Gulko V. L., Meshcheryakov A. A. Polarization methods of measuring the roll angle of an object in motion in radio beacon navigation systems // Russian Physics Journal. 2016. Vol. 59, N 2. P. 256—262. DOI: 10.1007/s11182-016-0765-0.
6. Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Поляризационно-модуляционный метод измерения угла крена подвижного объекта в угломерных радиомаячных системах // Тр. XXV Междунар. конф. „СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии“, „КрыМиКо’2015“. Севастополь, 2015. Т. 2. С. 914—915.
7. Канарейкин Д. Б., Павлов Н. Ф., Потехин В. А. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1966. 440 с.
8. Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга и угла крена подвижного объекта с использованием радиомаяка // Докл. ТУСУР. 2016. Т. 19, № 1. С. 5—8. DOI: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-5-8.
9. Аззам Р. Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. М.: Мир, 1981. 583 с.

#### Сведения об авторах

- Владимир Леонидович Гулько** — канд. техн. наук, доцент; ТУСУР, кафедра радиотехнических систем; E-mail: gulkovl@sibmail.com
- Александр Алексеевич Мещеряков** — канд. техн. наук, доцент; ТУСУР, НИИ радиотехнических систем; вед. научный сотрудник; E-mail: msch@rts.tusur.ru

Рекомендована кафедрой радиотехнических систем

Поступила в редакцию 16.12.16 г.

**Ссылка для цитирования:** Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Метод измерения крена летательного аппарата по излученным горизонтально поляризованным сигналам радиомаяка // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. Т. 60, № 5. С. 412—419.

#### METHOD OF AIRCRAFT ROLL ANGLE MEASUREMENT BY HORIZONTALLY POLARIZED SIGNALS OF RADIO BEACON

V. L. Gulko, A. A. Meshcheryakov

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics,  
634050, Tomsk, Russia  
E-mail: rwplab@tusur.ru

A method for measuring aircraft roll with the use of horizontally polarized signals of a radio beacon positioned in a point with known coordinates is considered. The beacon signals are received by an on-board antenna with a polarization modulator implemented in its UHF channel. The modulator is constructed as a

rotating circular waveguide section with a half-wave phase plate. The roll angle is determined by the phase of the fourth harmonics of polarization modulation frequency at the output of the single-channel radio receiving device.

**Keywords:** radio-beacon system, horizontally polarized signals, Jones vector, polarization modulator, a half-wave phase plate, roll, aircraft

**Data on authors**

- Vladimir L. Gulko** — PhD, Associate Professor; Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Department of Radio-Engineering Systems; E-mail: gulkovl@sibmail.com
- Alexander A. Meshcheryakov** — PhD, Associate Professor; Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Institute of Radio-Engineering Systems; Leading Researcher; E-mail: msch@rts.tusur.ru

**For citation:** *Gulko V. L., Meshcheryakov A. A. Method of aircraft roll angle measurement by horizontally polarized signals of radio beacon // Journal of Instrument Engineering. 2017. Vol. 60, N 5. P. 412—419 (in Russian).*

DOI: 10.17586/0021-3454-2017-60-5-412-419