

DOI 10.24412/2221-2574-2023-1-22-32

УДК 621.396.6

АФФИННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ КАК ИНСТРУМЕНТ РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ ОТ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

Болелов Эдуард Анатольевич

доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой технической эксплуатации радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта Московского Государственного Технического университета гражданской авиации.

E-mail: e.bolelov@mstuca.aero

Козлов Анатолий Иванович

доктор физико-математических наук, профессор, профессор кафедры технической эксплуатации радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта Московского Государственного Технического университета гражданской авиации.

E-mail: a.kozlov@mstuca.aero

Романенко Нелли Михайловна

аспирант кафедры технической эксплуатации радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта Московского Государственного Технического университета гражданской авиации.

E-mail: only_n@inbox.ru

Адрес: 125993, Российская Федерация, г. Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20.

Аннотация: Известно, что при радиолокационном зондировании отражённый сигнал несет в себе информацию обо всех объектах, находящихся в пределах элемента разрешения радиолокационной станции. Это проявляется как в изменении мощности отражённых сигналов и их частоты, так и в изменении вида поляризации отражённого сигнала. В настоящей статье рассматриваются основные принципы представления частично-поляризованных радиоволн в аффинных поляризационных базисах. Авторами получены соотношения преобразования характеристик частично-поляризованных радиоволн при переходе от одного аффинного базиса к другому. Получено общее выражение для соответствующей матрицы перехода. Полученные соотношения использованы для решения задачи разделения радиоволн, отражённых от двух объектов, находящихся одновременно в одном элементе разрешения радиолокационной станции, с учётом наличия неполяризованных составляющих в принимаемых сигналах и собственных шумов приёмного устройства. Проведена оценка коэффициента корреляции разделённых сигналов.

Ключевые слова: разделение сигналов, частично-поляризованные радиоволны, аффинный поляризационный базис.

Введение

При радиолокационном зондировании отражённый сигнал несёт в себе информацию (искажается) обо всех объектах, находящихся в пределах элемента разрешения радиолокационной станции (РЛС), что проявляется как в изменении мощности отражённых сигналов и их частоты, так и в изменении вида поляризации отражённого сигнала [1–4]. Будем считать, что отражённый сигнал представляет собой сумму двух радиоволн одинаковой частоты с различными поляризациями, и отражённых от двух целей, одновременно находящихся в одном элементе разрешения радиолокационной станции. Основная задача при анализе сум-

марной принятой антенной радиоволны, в конечном счете, состоит в разделении информации, которую несут эти радиоволны [5–7]. При этом этот процесс естественно проходит на фоне собственных шумов приёмного устройства.

Сегодня в подавляющем большинстве случаев как для передачи сигнала, так и для его приёма используют пары антенн линейной поляризации — горизонтальной (ГП) — вертикальной (ВП) или антенн круговой поляризации левого (КПЛ) и правого направления вращения (КПП) электрического вектора E .

Ясно, что в каждом из приёмных каналов, связанном с конкретной приёмной антенной,

содержится информация об обоих принимаемых сигналах. Исключение составляет ситуация, когда поляризация одной радиоволны совпадает с поляризацией одной из приёмной антенны, а поляризация другой радиоволны — с ортогональной ей поляризацией второй антенны. Чтобы провести селекцию сигналов, отражённых от двух объектов радиоволн в общем случае, необходимо создать такую пару антенн, одна из которых принимает радиоволны поляризация которых совпадает с поляризацией первой радиоволны и не реагирует на радиоволны с поляризацией второй радиоволны, и наоборот [8–11].

Данная задача применительно к геометрическим характеристикам по своей сути представляет собой задачу разложения вектора в аффинном базисе.

Рассмотрим основные принципы и методы разработки и практического применения принципов формирования и использования аффинного поляризационного базиса в радиолокационных задачах [1–4, 11].

Представление поляризованных волн в аффинных поляризационных базисах

Из геометрии известно, что всякий вектор может быть однозначно разложен по двум произвольным направлениям. На рис.1 показано разложение некоторого вектора OA в ортогональном (1) и аффинных (2) базисах.

Обратим внимание на то, что при аффинном разложении компоненты вектора OA могут быть как меньше, так и больше длины OA . Пе-

ренос принципов аффинной геометрии на комплексные векторы приводит к необходимости их разложения на неортогональные компоненты. Иначе говоря, требуется представить полностью поляризованную волну в виде суммы двух других неортогональных между собой полностью поляризованных волн, например, с горизонтальной и круговой поляризацией, эллиптической и линейной и т.д.

Преобразование ортогональных поляризационных базисов (ПБ), т.е. переход от представления поляризованной волны через его ортогональные компоненты $E_1 = \begin{pmatrix} E_{1x} \\ E_{1y} \end{pmatrix}$ к

$E_2 = \begin{pmatrix} E_{2x} \\ E_{2y} \end{pmatrix}$ осуществляется при помощи равенства [1,2]:

$$E_1 = QE_2, \quad (1)$$

где Q — унитарная матрица, определяемая в общем случае четырьмя параметрами ($\gamma, \varphi, \eta, \xi$)

$$Q = e^{j\varphi} \begin{pmatrix} e^{j\eta} \cos \gamma & -e^{-j\xi} \sin \gamma \\ e^{j\xi} \sin \gamma & e^{-j\eta} \cos \gamma \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Угол γ применительно к ортогональным ПБ характеризует угол поворота одного ПБ по отношению к другому, углы η и ξ описывают изменение начальных фаз ортогональных компонентов, а угол φ — абсолютное значение фазы.

Первая строчка матрицы Q определяет один эллипс нового базиса, которому соответствует

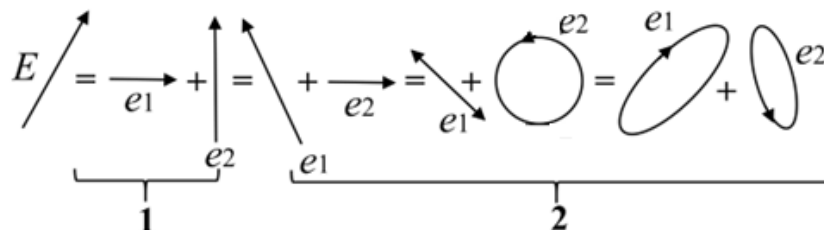


Рис. 1. Представление вектора E в ортогональном (1) и аффинных (2) базисах

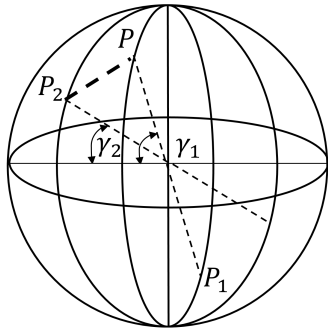


Рис. 2. Отображение на сфере Пуанкаре ортогонального ПБ (точки $P-P_1$) и аффинного ПБ (точки $P-P_2$)

некоторая точка P на сфере Пуанкаре, а вторая строчка — другой, ему ортогональный (точка P_1 на рис. 2).

Как видно, поляризационный базис в общем случае определяется четырьмя параметрами ($\gamma, \eta, \xi, \varphi$), из которых для описания вида самого эллипса поляризации достаточно двух чисел γ и, например, η . Остальные два параметра ξ и φ описывают абсолютную и начальную фазу вектора E . Следует обратить внимание, что точки на сфере Пуанкаре отображают только вид эллипса поляризации (параметры γ, η), что не учитывает фазовые соотношения.

Ортогональный поляризационный базис (ПБ) отображается на сфере Пуанкаре диаметрально противоположными точками. ПБ, изображаемый на сфере Пуанкаре недиаметрально противоположными точками, называется аффинным (например, точки P и P_2 на рис.2).

Для построения матрицы перехода к аффинному базису необходимо получить соотношения, аналогичные (1) и (2). В матрице перехода к аффинному базису первая строчка должна быть такой же, как и у матрицы Q , а вторая должна обеспечивать переход к некоторой произвольной точке P_2 (рис.2). Следовательно, матрица преобразования исходного декартового синфазного базиса в аффинный K_{12} будет иметь вид:

$$K_{12} = \begin{pmatrix} e^{i\alpha_1} \cos \gamma_1 & e^{i\beta_1} \sin \gamma_1 \\ -e^{i\beta_2} \sin \gamma_2 & e^{-i\alpha_2} \cos \gamma_2 \end{pmatrix}, \quad (3)$$

т.е. будет определяться уже восемью параметрами ($\gamma_1, \gamma_2, \eta_1, \eta_2, \beta_1, \beta_2, \alpha_1, \alpha_2$). Физический смысл этих параметров такой же, как в матрице Q . Вид эллипсов поляризации теперь описывают пары (γ_1, β_1) и (γ_2, β_2) , все остальные относятся к фазовым соотношениям.

Если орты декартова базиса обозначить $\vec{e}_0 = \begin{pmatrix} e_x \\ e_y \end{pmatrix}$, а орты аффинного базиса $\vec{e}_{1-2} = \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix}$, то очевидно

$$\vec{e}_{1-2} = K_{1-2} \vec{e}_0. \quad (4)$$

Получим формулы перехода от некоторого базиса (1–2) к другому произвольному базису (3–4). По аналогии с соотношением (4) имеем

$$\vec{e}_{3-4} = K_{3-4} \vec{e}_0. \quad (5)$$

Введем матрицу K_{1-2}^{-1} , обратную матрице K_{1-2} такую, что $K_{1-2}^{-1} K_{1-2} = I$. Тогда

$$K_{1-2}^{-1} = C \begin{pmatrix} e^{-i\alpha_2} \cos \gamma_2 & -e^{i\beta_1} \sin \gamma_1 \\ e^{-i(\alpha_2 - \beta_2)} \sin \gamma_2 & e^{i\alpha_1} \cos \gamma_1 \end{pmatrix}, \quad (6)$$

где

$$C = \frac{e^{i(\alpha_2 - \alpha_1)}}{\cos \gamma_1 \cos \gamma_2 + e^{i[(\beta_1 - \alpha_1) - (\beta_2 - \alpha_2)]} \sin \gamma_1 \sin \gamma_2}.$$

Из равенства (6) можно получить выражение для \vec{e}_0 :

$$\vec{e}_0 = K_{1-2}^{-1} \vec{e}_{1-2}, \quad (7)$$

подстановка которого в формулу (5) даст искомую формулу перехода

$$\vec{e}_{3-4} = K_{3-4} K_{1-2}^{-1} \vec{e}_{1-2}. \quad (8)$$

Модуль определителя матрицы K_{1-2} :

$$\det K_{1-2} = \sqrt{x}, \quad (9)$$

где

$$x = \cos^2(\gamma_1 + \gamma_2) + \sin 2\gamma_1 \sin 2\gamma_2 \cos^2\left(\frac{(\beta_2 - \alpha_2) - (\beta_1 - \alpha_1)}{2}\right)$$

обращается в нуль только при выполнении условий:

$$\gamma_1 + \gamma_2 = (2n + 1) \frac{\pi}{2},$$

$$(\beta_2 - \alpha_2) - (\beta_1 - \alpha_1) = (2n + 1) \frac{\pi}{2}. \quad (10)$$

Это соответствует случаю, когда первая и вторая поляризации совпадают. Выражения (4), (5) и (8) позволяют найти соотношения для расчёта аффинных компонент E_1 и E_2 полностью поляризованной волны.

Пусть в исходном базисе эти компоненты равны E_x и E_y , т.е.

$$E_0 = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} \text{ и } E_{1-2} = \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Из очевидного равенства (верхний значок «Т» означает операцию транспонирования)

$$E_0^T \vec{e}_0 = E_{1-2}^T \vec{e}_{1-2} = E_{1-2}^T K_{1-2} \vec{e}_0, \quad (12)$$

следует, что

$$E_{1-2} = K_{1-2}^{-1T} E_0. \quad (13)$$

Для перехода от базиса (1–2) к базису (3–4) можно воспользоваться соотношением, вытекающим из равенства (13):

$$E_{3-4} = K_{3-4}^{-1} K_{1-2} E_{1-2}. \quad (14)$$

Найдём абсолютные значения компонент полностью поляризованной волны в базисе (1–2). Если воспользоваться формулой (13), то для волны, заданной в декартовом базисе в виде матрицы-столбца:

$$E_0 = \begin{pmatrix} \cos \gamma_0 \\ \sin \gamma_0 \end{pmatrix} e^{2iA_0}, \quad (15)$$

проекция на первый орт будет:

$$d_1 = \sqrt{\frac{a+c}{b+d}}, \quad (16)$$

а на второй —

$$d_2 = \sqrt{\frac{\tilde{a} + \tilde{c}}{b+d}}, \quad (17)$$

где

$$a = \cos^2(\gamma_0 + \gamma_2); \quad \tilde{a} = \sin^2(\gamma_0 - \gamma_1);$$

$$b = \cos^2(\gamma_1 + \gamma_2);$$

$$c = \sin 2\gamma_0 \sin 2\gamma_2 \cos^2 \frac{A_0 + \alpha_1 - \beta_1}{2};$$

$$\tilde{c} = \sin 2\gamma_0 \sin 2\gamma_1 \sin^2 \frac{A_0 + \alpha_1 - \beta_1}{2};$$

$$d = \sin 2\gamma_1 \sin 2\gamma_2 \cos^2 \frac{\alpha_1 - \beta_1 - \alpha_2 + \beta_2}{2}.$$

Если первый орт базиса совпадает с ортом вектора поляризации волны $\gamma_0 = \gamma_1$, $\beta_1 - \alpha_1 = A_0$, то $d_1 = 1$, а проекция на второй орт независимо от выбора его параметров всегда равна нулю. При аффинном разложении всегда можно поляризационный базис выбрать таким, что компоненты волны могут стать сколь угодно большими.

Для иллюстрации рассмотрим один частный случай. Пусть

$$\gamma_0 = \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2},$$

$$A_0 = \beta_1 - \alpha_1, \quad (18)$$

$$A_0 + \frac{\pi}{2} = \beta_2 - \alpha_2.$$

В этом случае выражения для проекций принимают простой вид:

$$d_1 = \frac{\cos\left(\frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2}\right)}{\cos(\gamma_1 + \gamma_2)}, \quad d_2 = \frac{\cos\left(\frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2}\right)}{\cos(\gamma_1 + \gamma_2)}.$$

Соотношения (18) показывают, что по мере приближения суммы $(\gamma_1 + \gamma_2)$ к $\pi/2$ проекции d_1 и d_2 неограниченно возрастают.

В рамках линейных поляризаций эта ситуация соответствует случаю приближения угла $Y_2 O X_2$ к 180° . С физической точки зрения, неограниченный рост проекций волны в аффинных базисах не означает неограниченного роста мощности волны, поскольку мощности аффинных компонент могут рассматриваться как реактивные и их сумма не равна полной мощности волны. Именно для определения последней величины и необходим переход от аффинного базиса общего вида к ортогональному базису, в котором сумма мощности компонент всегда равна полной мощности волны.

Для иллюстрации полученных соотношений приведем разложение вертикально поляризованной волны на волны линейной и круговой

поляризации с углом $\gamma = \gamma_0$. Если ограничиться только синфазными базами, то необходимо положить равными нулю углы $\alpha_1, \alpha_2, A, A_2$. В соответствии с поставленной задачей необходимо потребовать, чтобы $\beta_1 - \alpha_1 = \frac{\pi}{2}$,

$$\beta_2 - \alpha_2 = \pi, \quad 2\gamma_1 = \frac{\pi}{2}, \quad \gamma_2 = \gamma_0.$$

В этом случае матрица K_{1-2}^{-1} примет вид:

$$K_{1-2}^{-1} = e^{i\gamma_0} \begin{pmatrix} \sqrt{2} \cos \gamma_0 & -i \\ -\sqrt{2} \sin \gamma_0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (19)$$

Воспользовавшись равенством (13) и представлением E_0 в виде $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$, найдём искомые коэффициенты разложения:

$$E_{CP} = -\sqrt{2}e^{i\gamma_0} \sin \gamma_0; \quad E_{LP} = e^{i\gamma_0}. \quad (20)$$

Использование принципов аффинного проектирования

Пусть на вход радиолокационной станции одновременно поступают сигналы, порождённые облучающей волной, от двух целей, находящихся в одном элементе разрешения. Пусть антенна радиолокационной станции осуществляет приём электромагнитной волны, отражённой от двух флуктуирующих целей, находящихся в одном элементе разрешения, т.е.

$$\vec{E}(t) = \vec{E}_1(t) + \vec{E}_2(t), \quad (21)$$

где векторы $\vec{E}_1(t)$ и $\vec{E}_2(t)$ соответственно описывают отражённые от первого и второго объектов частично-поляризованные радиоволны

Вполне естественным представляется предположение о независимости флуктуаций наблюдаемых объектов, что приводит к утверждению о взаимной некоррелированности векторов $\vec{E}_1(t)$ и $\vec{E}_2(t)$.

Задача, которая стоит перед потребителем информации, переносимой суммарным полем $\vec{E}(t)$, заключается в разделении сигналов $\vec{E}_1(t)$ и $\vec{E}_2(t)$, что достижимо при наличии у них каких-либо существенных различий, как

правило, в характере временного изменения их амплитудных, частотных или фазовых характеристик.

Что касается разделения радиоволн по их поляризационным характеристикам, то в «идеале» картина выглядела бы следующим образом: одна антенна принимает радиоволны одной поляризации и «закрыта» для радиоволн второй поляризации. Вторая антенна в этом случае имела бы противоположные характеристики. Классическим примером в этом случае может выступать пара ГП и ВП.

Однако, если перейти в неортогональное, иными словами, в криволинейное («аффинное») пространство, то сформулированное выше условие может быть выполнено. В этом случае базисом этого пространства будет пара:

- поляризация волны, отражённой от первого объекта (аналог ГП), отображённая на сфере Пуанкаре точками A и B с координатными углами — α_1, β_1 (рис. 3);

- поляризация волны, отражённой от второго объекта (аналог ВП), отображённая на сфере Пуанкаре точками C и D с координатными углами — α_2, β_2 (рис. 3).

Покажем, как использование принципов аффинного проектирования даёт возможность отдельного приёма двух частично-поляризованных радиоволн, порождённых отражением от двух флуктуирующих объектов, находящихся в одном элементе разрешения.

В общем случае можно считать, что отражённая от флуктуирующего объекта радиоволна $\vec{E}(t)$ представляет собой частично поляризованную радиоволну, которая является «смесью» полностью поляризованной $\vec{E}_{mn}(t)$ и неполяризованной $\vec{E}_{nm}(t)$ составляющих.

Воспользуемся сферой Пуанкаре для представления поставленной задачи [2–4, 11]. Пусть точки A_1 и A_2 на рис. 3 отображают две какие-то ортогональные поляризации, соответствующие какому-то ортогональному поляризационному базису. Пусть точки Π_1 и Π_2 на этой сфере отображают полностью поляризо-



Рис. 3. К постановке задачи

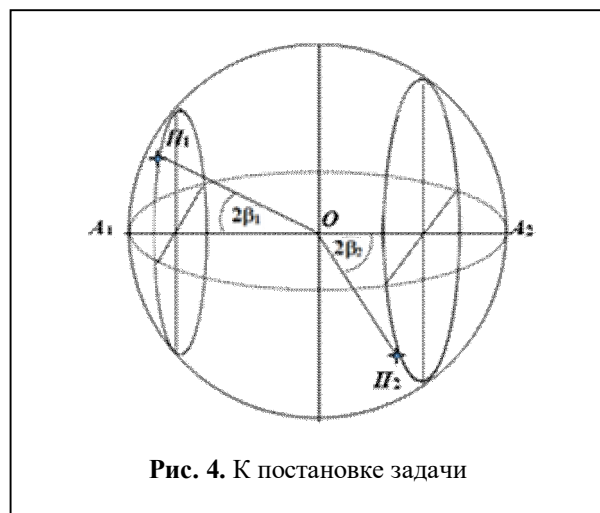


Рис. 4. К постановке задачи

ванные составляющие $\vec{E}_{1mn}(t)$ и $\vec{E}_{2mn}(t)$ разделяемых радиоволн.

В этом случае на выходе антенн, образующих поляризационный базис A_1 и A_2 , сформируются, как результат приёма полностью поляризованных частей радиоволн, сигналы:

$$\begin{pmatrix} E_{A_1mn} \\ E_{A_2mn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \beta_1 & \cos \beta_2 \\ \sin \beta_1 & \sin \beta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{H_1} \\ E_{H_2} \end{pmatrix}. \quad (22)$$

Наличие неполяризованных составляющих дадут статистически «одинаковую добавку» к каждому итоговому сигналу в каналах, что приведёт к следующему равенству:

$$\begin{pmatrix} E_{A_1} \\ E_{A_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \beta_1 & \cos \beta_2 \\ \sin \beta_1 & \sin \beta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{A_1} \\ E_{A_2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n(t) \\ n(t) \end{pmatrix}. \quad (23)$$

Следует обратить внимание, что в шумовую составляющую $n(t)$ целесообразно включать также пересчитанные на вход приёмного устройства его собственные шумовые сигналы.

Соотношение (23) представляет собой по существу запись двух радиоволн в едином поляризационном базисе A_1-A_2 .

Поскольку разделяемые сигналы $\vec{E}_{1mn}(t)$ и $\vec{E}_{2mn}(t)$ представляют собой независимые функции, то с очевидностью следует, что

$$\overline{\vec{E}_1(t)\vec{E}_2^*(t)} = \overline{n(t)n^*(t)} = 0. \quad (24)$$

Осуществим переход к аффинному базису суммарного сигнала $\vec{E}_\Sigma(t) = \vec{E}_1(t) + \vec{E}_2(t)$, у которого определяющие параметры по

отношению к поляризационному базису A_1-A_2 будут иметь значения $(\alpha_1, \gamma_1, \delta_1)$ и $(\alpha_2, \gamma_2, \delta_2)$.

Для данного случая по аналогии с соотношением (23) получим:

$$\begin{pmatrix} E_{1\Sigma aff} \\ E_{2\Sigma aff} \end{pmatrix} = \frac{1}{\det K_{1-2}} \times \begin{pmatrix} e^{-i\alpha_2} \cos \gamma_2 & e^{-i\alpha_2} e^{-2iA_2} \sin \gamma_2 \\ e^{i\alpha_1} \cos \gamma_1 & e^{i\alpha_1} e^{2iA_2} \sin \gamma_1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} E_{A_1} \cos \beta_1 + E_{A_2} \cos \beta_2 + n_1(t) \\ E_{A_1} \sin \beta_1 + E_{A_2} \sin \beta_2 + n(t) \end{pmatrix}, \quad (25)$$

где $\det K_{1-2}$ определяется соотношением (9).

Наличие в принимаемой волне неполяризованной составляющей, а также собственные шумы приёмного устройства и технологическая неточность аппаратуры являются основными физическими причинами принципиальной невозможности абсолютного разделения сигналов. В этой связи представляется естественным критерием качества разделения сигналов — взаимная корреляционная функция сигналов, формируемых в каналах принятия решения, и её количественная характеристика — коэффициент корреляции

$$\rho = \frac{\overline{|E_1(t)E_2^*(t)|}}{\sqrt{\overline{|E_1(t)|^2} \overline{|E_2(t)|^2}}}. \quad (26)$$

Чем меньше значение ρ , тем эффективнее решается задача разделения сигналов.

Проиллюстрируем возможности аффинного проектирования на примере разделения двух линейно-поляризованных сигналов.

В этом случае, как легко видеть, аффинные составляющие будут иметь следующий вид:

$$\begin{cases} E_1(t) = \frac{1}{\sin \gamma} (E_{10}(t) \sin(\beta + \beta_0) + \\ + E_{20}(t) \sin \beta + n_1(t)), \\ E_2(t) = \frac{1}{\sin \gamma} (E_{10}(t) \sin(\gamma - \beta - \beta_0) + \\ + E_{20}(t) \sin(\gamma - \beta) + n_1(t) \sin \gamma - n_2(t) \cos \gamma). \end{cases} \quad (27)$$

Учитывая независимость разделяемых сигналов, т.е. выполнение требования $\overline{E_{10}(t) E_{20}^*(t)} = \overline{n_1(t) n_2^*(t)} = 0$, и вводя обозначения для средних мощностей

$$\begin{aligned} \overline{E_{10}(t)^2} &= P_{s1}; \quad \overline{E_{20}(t)^2} = P_{s2}; \\ \overline{n_1(t)^2} &= P_{n1}; \quad \overline{n_2(t)^2} = P_{n2}. \end{aligned}$$

для искомого коэффициента корреляции, получим следующее выражение:

$$\rho = \frac{P_1}{\sqrt{P_2}}, \quad (28)$$

где

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{s1} \sin(\beta + \beta_0) \sin(\gamma - \beta - \beta_0) + \\ &+ P_{s2} \sin(\gamma - \beta_0) - P_{n1} \cos \gamma; \\ P_2 &= (P_{s1} \sin^2(\beta + \beta_0) + P_{s2} \sin^2 \beta + P_{n1}) \times \\ &\times (P_{s1} \sin^2(\gamma - \beta - \beta_0) + P_{s2} \sin^2(\gamma - \beta) + \\ &+ P_{n1} \cos^2 \gamma + P_{n2} \sin^2 \gamma). \end{aligned}$$

Минимальное значение коэффициента корреляции естественно будет иметь место в случае совпадения ортов аффинного базиса с ортами поляризаций разделяемых радиоволн, т.е. при $\beta = 0$ и $\gamma = \beta_0$.

В этом случае искомое значение минимального коэффициента корреляции будет иметь следующий вид

$$\rho_{\min} = \frac{\cos \beta_0}{\sqrt{\left(1 + \frac{P_{s1}}{P_n} \sin^2 \beta_0\right) \left(1 + \frac{P_{s2}}{P_n} \cos^2 \beta_0\right)}}.$$

Приведённые зависимости показывают достаточно высокую точность процесса разделения сигналов.

Заключение

В заключении приведём таблицу 1, иллюстрирующую изменение элементов матрицы рассеяния при работе в некоторых аффинных поляризационных базисах (линейные различных наклонов — круговые правого и левого направления вращений). В исходном прямоугольном поляризационном базисе принято, что значения элементов матрицы рассеяния имеют значения $s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}$.

Литература

1. Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покров. Л.: Гидрометеоздат, 1981. 279 с.
2. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн, том 1. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. М.: Радиотехника, 2007. 702 с.
3. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. Кн.2. Радиолокационная поляриметрия. М.: Радиотехника, 2007. 640 с.
4. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. Кн.3. Радиополяриметрия сложных по структуре сигналов. М.: Радиотехника, 2008. 688 с.
5. Ключко В.К., Хунг Ву Ба Алгоритмы повышения разрешающей способности по доплеровской частоте в системе радиоприёмников // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2022. №3. С. 31–42.
6. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: учебник для вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2007. 376 с.
7. Болелов Э.А., Козлов А.И., Лутин Э.А., Прохоров А.В., Стукалов С.Б., Яманов Д.Н. Радиолокационные системы воздушного транспорта. Учебник. М.: ИД Академии Жуковского, 2018. 288 с.
8. Галаева К.И., Болелов Э.А., Губерман И.Б., Ещенко А.А., Далецкий С.В. Обоснование задач, решаемых метеорологическим радиолокационным комплексом ближней аэродромной зоны // Научный вестник ГосНИИ ГА. 2018. №20 (331). С.74–81.

Таблица 1. Значения элементов матрицы рассеяния в различных аффинных поляризационных базисах

Приём	Облучение		
	→	↑□	↗
→	s_{11}	s_{12}	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{11} + s_{12})$
↑□	s_{21}	s_{22}	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{21} + s_{22})$
⊗	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{11} + is_{21})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{12} + is_{22})$	$\frac{1}{2}(s_{11} + s_{12} + is_{21} + is_{22})$
⊙	$\frac{\sqrt{2}}{2}(is_{11} + s_{21})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(is_{12} + s_{22})$	$\frac{1}{2}(is_{11} + is_{12} + s_{21} + s_{22})$
↗	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{11} + s_{21})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{11} - s_{22})$	$\frac{1}{2}(s_{11} - s_{12} + s_{21} + s_{22})$
↘	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{11} - s_{21})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{12} - s_{22})$	$\frac{1}{2}(s_{11} + s_{12} - s_{21} - s_{22})$
→	$s_{11} - s_{21}$	$s_{12} - is_{22}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{11} + s_{12} - is_{21} - is_{22})$
⊗	$\sqrt{2}s_{21}$	$\sqrt{2}s_{22}$	$s_{21} + s_{22}$
↑□	$is_{11} + s_{21}$	$is_{21} + s_{22}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(is_{11} + is_{12} + s_{21} - s_{22})$
⊗	$-i\sqrt{2}s_{11}$	$-i\sqrt{2}s_{12}$	$-i(s_{11} + s_{12})$
↗	$e^{i\frac{\pi}{4}}(s_{11} - is_{21})$	$e^{i\frac{\pi}{4}}(s_{12} - is_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{i\frac{\pi}{4}}(s_{11} + s_{12} - is_{21} + is_{22})$
⊗	$e^{i\frac{\pi}{4}}(-s_{11} + s_{21})$	$e^{i\frac{\pi}{4}}(-s_{12} + s_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{i\frac{\pi}{4}}(-s_{11} - s_{12} + s_{21} + s_{22})$
↘	$e^{-i\frac{\pi}{4}}(s_{11} - is_{21})$	$e^{-i\frac{\pi}{4}}(s_{12} - is_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{-i\frac{\pi}{4}}(s_{11} + s_{12} - is_{21} - is_{22})$
⊗	$e^{-i\frac{\pi}{4}}(s_{11} - s_{21})$	$e^{-i\frac{\pi}{4}}(s_{12} + s_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{-i\frac{\pi}{4}}(s_{11} + s_{12} - s_{21} + s_{22})$

9. Комплексы с беспилотными летательными аппаратами. В 2-х кн: Кн. 1. Принципы построения и особенности применения комплексов с БЛА. Монография. / Под ред. В.С. Вербы, Б.Г. Татарского. М. Радиотехника, 2016. 512 с.

10. Комплексы с беспилотными летательными аппаратами. В 2-х кн: Кн. 2. Робототехнические комплексы на основе БЛА. Монография. / Под ред.

В.С. Вербы, Б.Г. Татарского. М. Радиотехника, 2016. 824 с.

11. Akmaykin D.A.; Bolelov E.A.; Kozlov A.I.; Lezhankin B.V.; Svistunov A.E.; Shatrakov Y.G. Theoretical foundations of radar location and radio navigation. Springer Aerospace Technology, 2021. 325 p.

Продолжение таблицы 1

Приём	Облучение		
	↘	↻	↷
→	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{11} - s_{12})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{11} + is_{12})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(is_{11} + s_{12})$
↑□	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{21} - s_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{21} + is_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{11} + is_{22})$
↻	$\frac{1}{2}(s_{11} + s_{12} + is_{21} - is_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{21} + is_{22})$	$\frac{1}{2}(is_{11} + s_{12} - s_{21} + is_{22})$
↷	$\frac{1}{2}(is_{11} - is_{12} + s_{21} - s_{22})$	$\frac{1}{2}(is_{11} - s_{12} + s_{21} + is_{22})$	$\frac{1}{2}(-s_{11} + is_{12} + is_{21} + s_{22})$
↗	$\frac{1}{2}(s_{11} - s_{12} + s_{21} - s_{22})$	$\frac{1}{2}(s_{11} + is_{12} - s_{21} - is_{22})$	$\frac{1}{2}(is_{11} + s_{12} + is_{21} + s_{22})$
↙	$\frac{1}{2}(s_{11} - s_{12} - s_{21} + s_{22})$	$\frac{1}{2}(s_{11} + is_{12} - s_{21} - is_{22})$	$\frac{1}{2}(is_{11} + s_{12} - is_{21} - s_{22})$
→	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{11} - s_{12} - is_{21} + is_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(s_{11} + is_{12} - is_{21} + s_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(is_{11} - s_{12} + s_{21} - is_{22})$
↻	$s_{21} - s_{22}$	$s_{21} + is_{22}$	$is_{21} + s_{22}$
↑□	$\frac{\sqrt{2}}{2}(is_{11} - is_{12} + s_{21} - s_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(is_{11} - s_{12} - s_{21} + is_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}(-s_{11} + is_{12} + is_{21} + s_{22})$
↻	$-i(s_{11} - s_{12})$	$-is_{11} + s_{12}$	$s_{11} - is_{12}$
↗	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(s_{11} - s_{12} - is_{21} + is_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(s_{11} + is_{12} - is_{21} + s_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(is_{11} + s_{12} + s_{21} - is_{22})$
↻	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(-s_{11} + s_{12} + s_{21} - s_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(-s_{11} - is_{12} + s_{21} + is_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(-is_{11} - s_{12} + is_{21} + s_{22})$
↙	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{-i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(s_{11} - s_{12} - is_{21} + is_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{-i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(s_{11} + is_{12} - is_{21} + s_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{-i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(is_{11} + s_{12} + s_{21} - is_{22})$
↻	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{-i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(s_{11} - s_{12} + s_{21} - s_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{-i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(s_{11} + is_{12} + s_{21} + is_{22})$	$\frac{\sqrt{2}}{2}e^{-i\frac{\pi}{4}} \times$ $\times(is_{11} + s_{12} + is_{21} - s_{22})$

Поступила 16 декабря 2022 г.

English

AFFINE DESIGN AS A TOOL FOR SEPARATING SIGNALS FROM RADAR TARGETS

Eduard Anatolievich Bolelov — Grand Dr. in Engineering, Associate Professor, the Head of Department of Technical Operation of Radio-electronic Equipment of Air Transport, Moscow State Technical University of Civil Aviation.

E-mail: e.bolelov@mstuca.aero

Anatoly Ivanovich Kozlov — Grand Dr. in Math and Physics, Professor; Department of Technical Operation of Radio-electronic Equipment of Air Transport, Moscow State Technical University of Civil Aviation.

E-mail: a.kozlov@mstuca.aero

Nelli Mikhailovna Romanenko — Postgraduate student; Department of technical operation of radio-electronic equipment of air transport, Moscow State Technical University of Civil Aviation.

E-mail: only_n@inbox.ru

Address: 125993, Russian Federation, Moscow, Kronshtadtsky Boulevard, 20.

Abstract: In radar sensing, the reflected signal carries information about all objects located within the resolution element of the radar station. This manifests itself both in changing the power of the reflected signals and their frequency, and in changing the type of polarization of the reflected signal. It is accepted in the article that the reflected signal is the sum of two radio waves of the same frequency with different polarizations and reflected from two targets simultaneously located in the same resolution element of the radar station. The main task in analyzing the total radio wave received by the antenna is to separate the information carried by these radio waves. This process takes place against the background of the radar receiver's own noise. Today, in the vast majority of cases, both for signal transmission and reception, pairs of linear polarization antennas (horizontal and vertical) or circular polarization antennas (left and right) are used. Obviously, each of the receiving channels associated with a particular receiving antenna contains information about both received signals. The exception is the situation when the polarization of one radio wave coincides with the polarization of one of the receiving antenna, and the polarization of the other radio wave coincides with the orthogonal polarization of the second antenna. In order to select signals reflected from two radio wave objects in the general case, it is necessary to create such a pair of antennas, one of which receives radio waves whose polarization coincides with the polarization of the first radio wave and does not respond to radio waves with the polarization of the second radio wave, and vice versa. This problem, applied to geometric characteristics, is a problem of vector decomposition in an affine basis. This article discusses the basic principles of the representation of partially polarized radio waves in affine polarization bases. The authors obtained the relations of transformation of the characteristics of partially polarized radio waves during the transition from one affine basis to another. A general expression for the corresponding transition matrix is obtained. The obtained ratios are used to solve the problem of separation of radio waves reflected from two objects located simultaneously in one radar resolution element, taking into account the presence of unpolarized components in the received signals and the receiver's own noise. The correlation coefficient of the separated signals is estimated.

Keywords: signal separation, partially polarized radio waves, affine polarization basis.

References

1. Bogorodsky V.V., Kanareykin D.B., Kozlov A.I. Polarization of scattered and self-contained radio emission of the Earth's cover. *Gidrometeoizdat*, 1981. 279 p.
2. Kozlov A.I., Logvin A.I., Sarychev V.A. Polarization of radio waves. Book 1. Polarizing structure of radar signals. Moscow: Radiotekhnika, 2007. 702 p.
3. Kozlov A.I., Logvin A.I., Sarychev V.A. Polarization of radio waves. Book 2. Radar polarimetry. Moscow: Radiotekhnika, 2007. 640 p.
4. Kozlov A.I., Logvin A.I., Sarychev V.A. Polarization of radio waves. Book 3. Radiopolymetry of complex signals in structure. Moscow: Radiotekhnika, 2008. 688 p.
5. Klochko V.K., Hung Wu Ba. Algorithms for increasing the resolution by the pre-player frequency in the radio receiver system. *Radioengineering and Telecommunications Systems*. 2022. No. 3. Pp. 31–42.

6. *Bakulev P.A.* Radar systems: textbook for universities. Ed. 2nd, reprint. and additional. Moscow: Radio Radiotekhnika, 2007. 376 p.

7. *Bolelov E.A., Kozlov A.I., Lutin E.A., Prokhorov A.V., Stukalov S.B., Yamanov D.N.* Radar systems of air transport. Textbook. Moscow: Publishing House of the Zhukovsky Academy, 2018. 288 p.

8. *Galaeva K.I., Bolelov E.A., Guberman I.B., Eshchenko A.A., Daletsky S.V.* Substantiation of the tasks solved by the meteorological radar complex of the near airfield zone // *Nauchnyj vestnik GosNII GA*. 2018. No. 20 (331). Pp. 74–81.

9. Complexes with unmanned aerial vehicles. In 2 books: Book 1. Principles of construction and features of the use of complexes with UAVs. Monograph. Edited by *V.S. Verba, B.G. Tatarsky*. Moscow: Radiotekhnika, 2016. 512 p.

10. Complexes with unmanned aerial vehicles. In 2 books: Book 2. Robotic complexes based on UAVs. Monograph. Edited by *V.S. Verba, B.G. Tatarsky*. Moscow: Radiotekhnika, 2016. 824 p.

11. *Akmaykin D.A.; Bolelov E.A.; Kozlov A.I.; Lezhankin B.V.; Svistunov A.E.; Shatrakov Y.G.* Theoretical foundations of radar location and radio navigation. Springer Aerospace Technology, 2021. 325 p.