

## Способ частотно-пространственной селекции радиоизлучений с помощью триортогональной антенной системы

С. В. Дворников<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор, [orcid.org/0000-0002-4889-0001](https://orcid.org/0000-0002-4889-0001), [practicdsv@yandex.ru](mailto:practicdsv@yandex.ru)

В. С. Конюховский<sup>а</sup>, канд. физ.-мат. наук, профессор, [orcid.org/0000-0002-7001-3048](https://orcid.org/0000-0002-7001-3048)

А. Н. Симонов<sup>а</sup>, канд. техн. наук, доцент, [orcid.org/0000-0002-8826-8700](https://orcid.org/0000-0002-8826-8700)

<sup>а</sup>Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, Тихорецкий пр., 3, Санкт-Петербург, 194064, РФ

**Введение:** в настоящее время в средствах радиомониторинга нерешенной проблемой остается разделение перекрывающихся по спектру радиоизлучений от различных источников в условиях, когда ограничения на габариты антенной системы не позволяют обеспечить необходимое пространственное разрешение. **Цель:** разработка моделей радиоизлучений и процедур их обработки для селекции сигналов от различных источников из аддитивной смеси на входе малогабаритной антенной системы. **Методы:** использована точечная линейная регрессия для разложения результирующего поля на входе триортогональной антенной системы на базисные функции, согласованные с частотными параметрами радиоизлучений. **Результаты:** на геометрической основе, с использованием матрицы преобразования координат, за счет вращения системы отсчета предложены модели радиоизлучений с различной поляризацией для плоской электромагнитной волны с заданным направлением прихода. Особенностью разработанных моделей является выделение амплитудных и фазовых параметров в отдельные множители. Разработаны процедуры разделения аддитивной смеси радиоизлучений в триортогональной антенной системе на составляющие, относящиеся к различным источникам. Новизна представленного решения заключается в использовании геометрической интерпретации задачи точечной линейной регрессии, когда результирующий вектор электрического поля суммы двух радиоизлучений раскладывается на линейно независимые векторы, составленные из базисных функций, выбор которых определяет частотными параметрами сигналов. Кроме собственно селекции сигналов, обеспечивается анализ пространственных и поляризационных параметров радиоизлучений. **Практическая значимость:** реализация способа в технических средствах радиомониторинга в условиях сложной сигнальной обстановки при ограничениях на массу и габариты аппаратуры.

**Ключевые слова** – пространственно-поляризационная обработка, селекция радиоизлучений, модель радиоизлучения, интерференция радиоизлучений.

**Для цитирования:** Дворников С. В., Конюховский В. С., Симонов А. Н. Способ частотно-пространственной селекции радиоизлучений с помощью триортогональной антенной системы. *Информационно-управляющие системы*, 2020, № 1, с. 63–72. doi:10.31799/1684-8853-2020-1-63-72

**For citation:** Dvornikov S. V., Konyukhovskiy V. S., Simonov A. N. Method of frequency-spatial selection of radio emissions using a triorthogonal antenna system. *Informatsionno-upravlyaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2020, no. 1, pp. 63–72 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2020-1-63-72

### Введение

Радиопеленгование является основой определения координат источников радиоизлучений (ИРИ) в угломерных системах определения местоположения [1, 2]. При ведении радиомониторинга пространственные параметры источников, в отличие от информационных, которые могут быть умышленно скрыты или искажены, остаются объективными, надежными и достоверными [3].

Классические амплитудные, фазовые, частотные методы радиопеленгования и варианты их реализации хорошо изучены и описаны в технической литературе [1–3]. В настоящее время наиболее распространенными становятся корреляционные пеленгаторы [3]. Большой интерес проявляется к перспективным собственно-струк-

турным методам оценивания направления на источники радиоизлучений [4].

Рост числа радиоизлучающих средств и источников помех приводит к усложнению сигнально-помеховой обстановки на входе радиопеленгатора и возникновению интерференции радиоизлучений, попадающих в полосу приема. Вследствие того, что при пеленговании все принятые радиоизлучения могут являться полезными, возникает необходимость оценивать пеленг на каждый источник и в дальнейшем выделять отдельные сигналы из принятой аддитивной смеси.

Существуют методы, обеспечивающие одновременное пеленгование и оценивание параметров нескольких ИРИ [5]. Такие методы подразумевают значительные апертуры антенных систем и продолжительное время накопления сигналов. Поэтому представляет интерес решение задачи

одновременного пеленгования нескольких ИРИ и пространственного разделения радиоизлучений от них с использованием малогабаритной антенной системы в условиях интерференции.

**Основы поляризационного пеленгования**

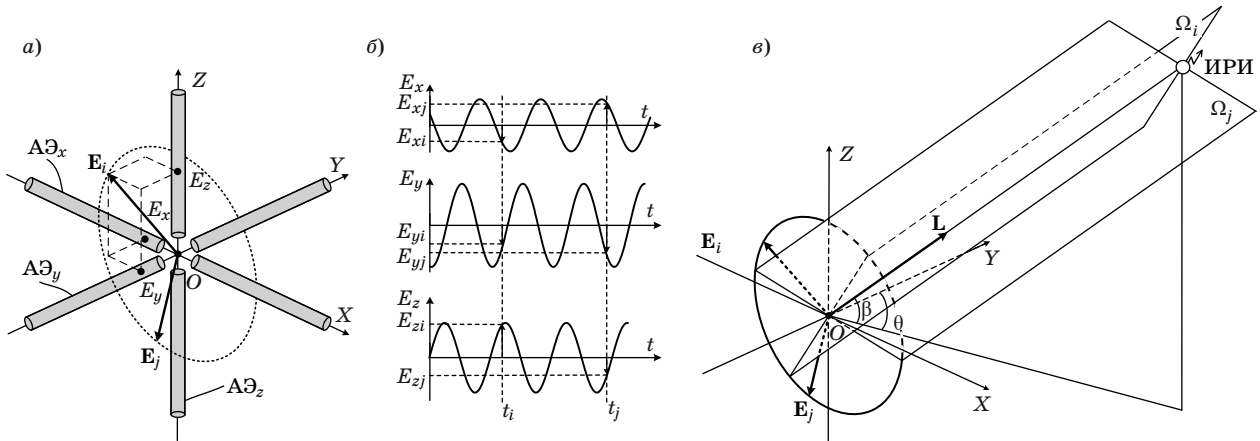
Традиционные амплитудные, фазовые, частотные и корреляционные методы радиопеленгования основаны на различии задержек на апертуре антенной системы, обусловленном ортогональностью плоскости фазового фронта к направлению распространения волны. Вместе с тем существуют методы [6–17], опирающиеся на свойство ортогональности векторов магнитного и электрического полей к направлению распространения, которые позволяют определять пеленг на источники радиоизлучений, используя поляризацию в качестве координатно-информативного параметра.

Разработан подход к пеленгованию источников радиоизлучений, основанный на сосредото-

ченной триортогональной антенной системе, способной определять поляризацию радиосигнала в точке приема [18, 19] (рис. 1, а).

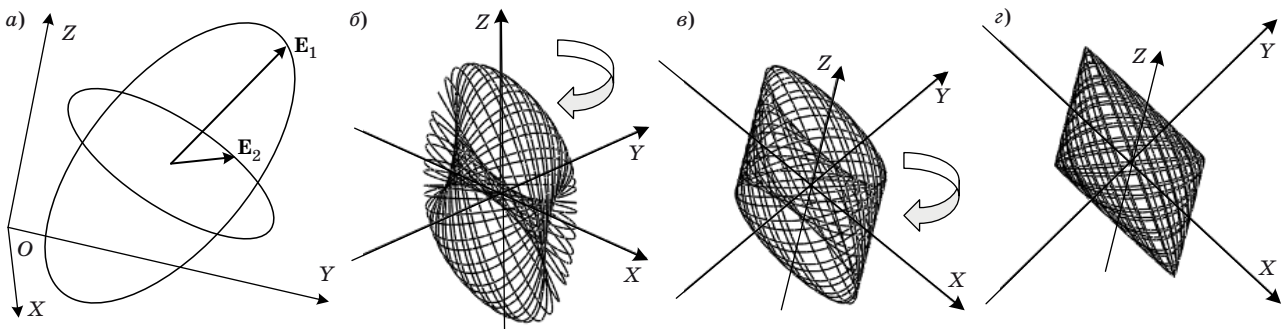
Мгновенное пространственное положение вектора напряженности электрического поля  $\mathbf{E}$  в моменты времени  $t_i$  определяется по его проекциям  $E_{xi}, E_{yi}, E_{zi}$  путем измерения электродвижущих сил (ЭДС) в антенных элементах  $A\mathcal{E}_x, A\mathcal{E}_y, A\mathcal{E}_z$  (рис. 1, а, б). Для определения пеленга, т. е. для нахождения азимута  $\theta$  и угла места  $\beta$ , измеряют два значения вектора  $\mathbf{E}_i$  и  $\mathbf{E}_j$  в различные моменты времени  $t_i$  и  $t_j$  (рис. 1, б, в), строят перпендикулярные к этим векторам плоскости положения  $\Omega_i$  и  $\Omega_j$  и на их пересечении получают направляющий вектор  $\mathbf{L}$  на ИРИ как результат векторного произведения векторов  $\mathbf{E}_i$  и  $\mathbf{E}_j$  (рис. 1, в).

Данный подход был применен [20] для пеленгования в условиях интерференции двух эллиптически поляризованных радиоизлучений (рис. 2, а), имеющих частотные различия, когда результирующий вектор поля описывает в точке приема сложную объемную фигуру (рис. 2, б).



■ **Рис. 1.** Триортогональная антенная система (а); наведенные ЭДС (б); геометрические основы поляризационного пеленгования (в)

■ **Fig. 1.** Triorthogonal antenna system (а); induced electromotive force (б); geometric principles of polarization direction finding (в)



■ **Рис. 2.** Исходные радиоизлучения (а); результат их интерференции (б); вращение объемной фигуры (в); удачный ракурс (z)

■ **Fig. 2.** The original radio emission (а); the result of their interference (б); rotation of a volumetric figure (в); good view (z)

Нахождение пеленгов на ИРИ основано на решении системы уравнений, описывающих суммарное поле, что графически эквивалентно поиску удачного ракурса (рис. 2, в), при котором указанная фигура проецируется в параллелограмм (рис. 2, з), нормали к сторонам которого указывают направления на интерферирующие радиоизлучения.

Имеющиеся частотные различия дают вторую степень свободы плоской электромагнитной волны. При этом первой степенью свободы являются измеренные значения векторов напряженности электрического поля. В этом случае появляется возможность разделения полученной аддитивной смеси на отдельные радиоизлучения, что и является предметом данной статьи. Для решения поставленной задачи в первую очередь необходимо разработать модель радиоизлучения, а затем найти эффективные процедуры частотно-пространственной обработки.

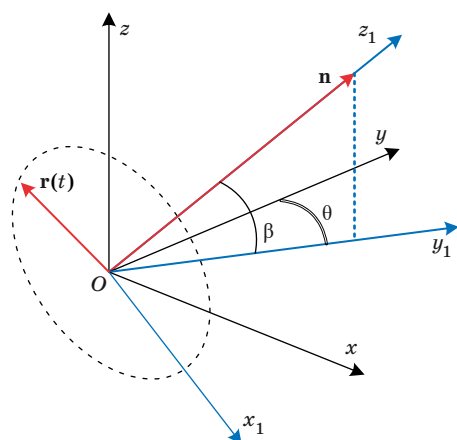
### Модель радиоизлучения

Пусть радиоизлучение, наблюдаемое в заданной точке дальней зоны источника, находящегося на направлении, совпадающем с осью  $Oz_1$ , представляет собой плоскую волну с круговой поляризацией (рис. 3). Тогда вектор поля в картинной плоскости, совпадающей с плоскостью  $x_1Oy_1$ , будет описываться выражением

$$\mathbf{r}(t) = U(\cos \omega t \quad \sin \omega t \quad 0)^T,$$

где  $U$  — амплитуда поля;  $\omega$  — круговая частота излучения;  $t$  — текущее время.

Опишем математическую модель радиоизлучения путем вращения опорной системы координат



■ **Рис. 3.** Радиоизлучение в декартовой системе координат

■ **Fig. 3.** Radio emission in a Cartesian coordinate system

нат к направлению на ИРИ. Указанные вращения осуществляются с использованием матрицы преобразования координат  $(x_1, y_1, z_1)$  в  $(x, y, z)$ . Напомним, что поворот относительно оси  $Ox$  на угол  $\alpha = \frac{\pi}{2} - \beta$  и поворот относительно оси  $Oz$  на угол  $\theta$  описываются матрицами  $\mathbf{R}_x(\alpha)$  и  $\mathbf{R}_z(\theta)$  соответственно:

$$\mathbf{R}_x(\alpha) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha & \sin \alpha \\ 0 & -\sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{R}_z(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Последовательные повороты относительно оси  $Ox$  и относительно оси  $Oz$  получают матрицей

$$\mathbf{R}_{zx}(\alpha, \theta) = \mathbf{R}_z(\theta) \mathbf{R}_x(\alpha) = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \cos \alpha & \sin \theta \sin \alpha \\ -\sin \theta & \cos \theta \cos \alpha & \cos \theta \sin \alpha \\ 0 & -\sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Вектор поля в координатах  $(x, y, z)$  получают умножением  $\mathbf{r}(t)$  на матрицу преобразования (1)

$$\mathbf{u}_k(t, \alpha, \theta) = \mathbf{R}_{zx}(\alpha, \theta) \mathbf{r}(t) = U \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \cos \alpha & \sin \theta \sin \alpha \\ -\sin \theta & \cos \theta \cos \alpha & \cos \theta \sin \alpha \\ 0 & -\sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \\ 0 \end{pmatrix} = U \begin{pmatrix} \cos \theta \cos \omega t + \sin \theta \cos \alpha \sin \omega t \\ -\sin \theta \cos \omega t + \cos \theta \cos \alpha \sin \omega t \\ -\sin \alpha \sin \omega t \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Анализ выражения (2) показывает, что его можно разделить на множители, первый из которых учитывает амплитуду соответствующей пространственной составляющей, а второй учитывает фазу:

$$\mathbf{u}_k(t, \alpha, \theta) = U \begin{pmatrix} A_x(\alpha, \theta) \cos(\omega t - \varphi_x(\alpha, \theta)) \\ A_y(\alpha, \theta) \cos(\omega t - \varphi_y(\alpha, \theta)) \\ A_z(\alpha, \theta) \cos(\omega t - \varphi_z(\alpha, \theta)) \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где

$$A_x(\alpha, \theta) = \sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta \cos^2 \alpha},$$

$$\varphi_x(\alpha, \theta) = \text{sign}(\sin \theta \cos \alpha) \arccos \frac{\cos \theta}{A_x(\alpha, \theta)};$$

$$A_y(\alpha, \theta) = \sqrt{\sin^2 \theta + \cos^2 \theta \cos^2 \alpha},$$

$$\varphi_y(\alpha, \theta) = \text{sign}(\cos \theta \cos \alpha) \arccos \frac{-\sin \theta}{A_y(\alpha, \theta)};$$

$$A_z(\alpha, \theta) = |\sin \alpha|, \quad \varphi_z(\alpha, \theta) = \text{sign}(-\sin \alpha) \frac{\pi}{2} -$$

амплитуда и начальная фаза пространственных составляющих, расположенных вдоль осей  $Ox$ ,  $Oy$ ,  $Oz$ , соответственно.

В случае радиоизлучения с эллиптической поляризацией вектор поля  $\mathbf{r}(t)$  описывает в плоскости  $x_1Oy_1$  эллипс с полуосями  $a$  и  $b$  (рис. 4), повернутый относительно оси  $Ox_1$  на угол  $\gamma \in [0; \pi]$ . Параметрические уравнения эллипса в координатах  $x_2Oy_2$

$$\begin{cases} x_2(t) = a \cos \omega t \\ y_2(t) = b \sin \omega t \end{cases}.$$

Координаты в системе  $x_1Oy_1$  выражаются как

$$\begin{cases} x_1(t) = x_2(t) \cos \gamma - y_2(t) \sin \gamma \\ y_1(t) = x_2(t) \sin \gamma + y_2(t) \cos \gamma \end{cases}. \quad (4)$$

Вектор поля в координатах  $(x, y, z)$  имеет вид

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t) &= \mathbf{R}_{zx}(\alpha, \theta) \mathbf{r}(t) = \\ &= \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \cos \alpha & \sin \theta \sin \alpha \\ -\sin \theta & \cos \theta \cos \alpha & \cos \theta \sin \alpha \\ 0 & -\sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ y_1(t) \\ 0 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (5)$$

Подстановка (4) в (5) дает модель радиоизлучения с эллиптической поляризацией

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s(t, \alpha, \theta, \gamma) &= \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \cos \alpha & \sin \theta \sin \alpha \\ -\sin \theta & \cos \theta \cos \alpha & \cos \theta \sin \alpha \\ 0 & -\sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \cos \omega t \cos \gamma - b \sin \omega t \sin \gamma \\ a \cos \omega t \sin \gamma + b \sin \omega t \cos \gamma \\ 0 \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} a[\cos \theta \cos \gamma + \sin \theta \cos \alpha \sin \gamma] \cos \omega t + b[-\cos \theta \sin \gamma + \sin \theta \cos \alpha \cos \gamma] \sin \omega t \\ a[-\sin \theta \cos \gamma + \cos \theta \cos \alpha \sin \gamma] \cos \omega t + b[\sin \theta \sin \gamma + \cos \theta \cos \alpha \cos \gamma] \sin \omega t \\ -a \sin \alpha \sin \gamma \cos \omega t + b \sin \alpha \cos \gamma \sin \omega t \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

Анализ (6) показывает возможность приведения его к виду, аналогичному (3):

$$\mathbf{u}_s(t, \alpha, \theta, \gamma) = \begin{pmatrix} A_x(\alpha, \theta, \gamma) \cos(\omega t - \varphi_x(\alpha, \theta, \gamma)) \\ A_y(\alpha, \theta, \gamma) \cos(\omega t - \varphi_y(\alpha, \theta, \gamma)) \\ A_z(\alpha, \theta, \gamma) \cos(\omega t - \varphi_z(\alpha, \theta, \gamma)) \end{pmatrix}, \quad (7)$$

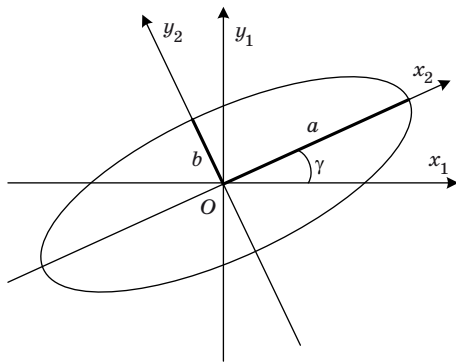
где

$$A_x(\alpha, \theta, \gamma) = \sqrt{a^2[\cos \theta \cos \gamma + \sin \theta \cos \alpha \sin \gamma]^2 + b^2[-\cos \theta \sin \gamma + \sin \theta \cos \alpha \cos \gamma]^2},$$

$$\varphi_x(\alpha, \theta, \gamma) = \arctg \frac{b[-\cos \theta \sin \gamma + \sin \theta \cos \alpha \cos \gamma]}{a[\cos \theta \cos \gamma + \sin \theta \cos \alpha \sin \gamma]},$$

$$A_y(\alpha, \theta, \gamma) = \sqrt{a^2[-\sin \theta \cos \gamma + \cos \theta \cos \alpha \sin \gamma]^2 + b^2[\sin \theta \sin \gamma + \cos \theta \cos \alpha \cos \gamma]^2},$$

$$\varphi_y(\alpha, \theta, \gamma) = \arctg \frac{b[\sin \theta \sin \gamma + \cos \theta \cos \alpha \cos \gamma]}{a[-\sin \theta \cos \gamma + \cos \theta \cos \alpha \sin \gamma]}.$$



■ **Рис. 4.** Эллипс поляризации  
 ■ **Fig. 4.** Ellipse of polarization

$$A_z(\alpha, \theta, \gamma) = \sqrt{\sin^2 \alpha (a^2 \sin^2 \gamma + b^2 \cos^2 \gamma)},$$

$$\varphi_z(\alpha, \theta, \gamma) = \arctg\left(\frac{b}{a} \operatorname{tg} \gamma\right) -$$

так же, как и в (3), амплитуда и начальная фаза пространственных составляющих, расположенных вдоль осей  $Ox, Oy, Oz$ , соответственно.

При  $a = b = U$  и  $\gamma = 0$  из (6) и (7) получают выражения (2) и (3) для модели радиоизлучения с круговой поляризацией.

Модель радиоизлучения с линейной поляризацией получают подстановкой  $a = U$  и  $b = 0$  в (6)

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_L(t, \alpha, \theta) = & \\ = U & \begin{pmatrix} (\cos \theta \cos \gamma + \sin \theta \cos \alpha \sin \gamma) \cos \omega t \\ (-\sin \theta \cos \gamma + \cos \theta \cos \alpha \sin \gamma) \cos \omega t \\ -a \sin \alpha \sin \gamma \cos \omega t \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (8)$$

**Постановка задачи селекции радиоизлучений с помощью точечной линейной регрессии**

Пусть  $f(t)$  — заданная функция, и  $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_m(t)$  — множество базисных функций, которые определены на некотором промежутке  $[a; b]$ .

Функция  $\varphi(t) = \sum_{k=1}^m a_k \varphi_k(t)$  является линейной

комбинацией функций  $\varphi_k(t)$  с коэффициентами  $a_k$  и называется обобщенным многочленом по системе базисных функций  $\varphi_k(t)$ .

Выберем на  $[a; b]$  произвольно множество точек  $D = \{t_1, t_2, \dots, t_n\}$ . Требуется найти такие коэффициенты  $a_k^*$  обобщенного многочлена

$$\varphi^*(t) = \sum_{k=1}^m a_k^* \varphi_k(t),$$

чтобы сумма квадратов отклонений многочлена  $\varphi^*(t)$  от функции  $f(t)$  в точках  $t_k \in D$  была бы минимальной, т. е. значение целе-

вой функции  $Q(\varphi(t)) = \sum_{k=1}^m (f(t_k) - \varphi(t_k))^2$  было бы

минимальным при  $\varphi^*(t)$ . Многочлен  $\varphi^*(t)$  называется многочленом наилучшего среднеквадратичного приближения и является решением задачи линейной регрессии для функции  $f(t)$  на множестве функций  $\{\varphi_k(t)\}$ . Задача допускает геометрическую интерпретацию (рис. 5).

В  $n$ -мерном линейном пространстве  $R^n$  образуют  $n$ -мерные векторы

$$\Phi_k = \begin{pmatrix} \varphi_k(t_1) \\ \varphi_k(t_2) \\ \dots \\ \varphi_k(t_n) \end{pmatrix}, \quad k=1, 2, \dots, m \text{ и } \mathbf{F} = \begin{pmatrix} f(t_1) \\ f(t_2) \\ \dots \\ f(t_n) \end{pmatrix}.$$

Скалярное произведение  $n$ -мерных векторов  $\mathbf{a} = (x_k)$  и  $\mathbf{b} = (y_k)$  находится по формуле  $(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \sum_{k=1}^n x_k y_k$ , а квадрат нормы вектора находится как  $\|\mathbf{a}\|^2 = \sum_{k=1}^n x_k^2$ .

как  $\|\mathbf{a}\|^2 = \sum_{k=1}^n x_k^2$ .

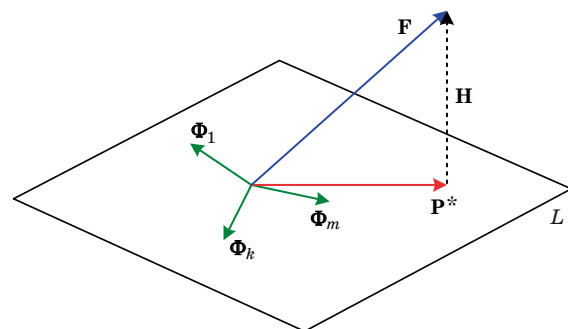
Базисность функций  $\varphi_k(t)$  означает линейную независимость векторов  $\Phi_k$ . Если линейное подпространство  $L$  натянуто на базисные векторы  $\Phi_k$ , то всякий обобщенный многочлен  $\varphi_k(t)$ , описываемый вектором

$$\mathbf{P} = (\varphi(t_1) \quad \varphi(t_2) \quad \dots \quad \varphi(t_n))^T = \sum_{k=1}^m a_k \Phi_k,$$

принадлежит  $L$ .

С учетом сказанного задача линейной регрессии может быть переформулирована следующим образом: найти вектор  $\mathbf{P}^* \in L$ , для которого норма вектора  $\mathbf{H} = \mathbf{F} - \mathbf{P}^*$  является минимальной:

$$\|\mathbf{H}\|^2 = \|\mathbf{F} - \mathbf{P}^*\|^2 = \sum_{k=1}^n (f(t_k) - \varphi^*(t_k))^2 = Q(\varphi^*(t)).$$



■ **Рис. 5.** Геометрическая интерпретация задачи линейной регрессии

■ **Fig. 5.** Geometric interpretation of the linear regression problem

Для минимизации  $Q(\varphi(t))$  (минимизации длины  $\mathbf{H}$ ) следует выбрать  $\mathbf{P}^*$  как ортогональную проекцию вектора  $\mathbf{F}$  на подпространство  $L$ . Следовательно, вектор  $\mathbf{H}$  должен быть ортогонален подпространству  $L$ . Это в свою очередь означает ортогональность  $\mathbf{H}$  всем базисным векторам  $\Phi_k$ .

Условие оптимальности вектора  $\mathbf{P}^*$  записывается как

$$(\forall k)[\mathbf{H} \perp \Phi_k] \Leftrightarrow (\forall k)[(\Phi_k, \mathbf{H}) = 0].$$

Скалярное произведение векторов будем вычислять как произведение соответствующих столбцов. Тогда  $(\Phi_k, \mathbf{H}) = \Phi_k^T \mathbf{H} = 0$ , т. е.  $(\forall k)[\Phi_k^T \mathbf{H} = 0]$ .

Образуем матрицу  $\Phi$ , столбцами которой являются векторы  $\Phi_k$ :

$$\Phi = (\Phi_1 \quad \Phi_2 \quad \dots \quad \Phi_m) = \begin{pmatrix} \varphi_1(t_1) & \varphi_2(t_1) & \dots & \varphi_m(t_1) \\ \varphi_1(t_2) & \varphi_2(t_2) & \dots & \varphi_m(t_2) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \varphi_1(t_n) & \varphi_2(t_n) & \dots & \varphi_m(t_n) \end{pmatrix}_{n \times m}.$$

Тогда

$$(\forall k)[\Phi_k^T \mathbf{H} = 0] \Leftrightarrow [\Phi^T \mathbf{H} = \mathbf{O}],$$

где  $\mathbf{O}$  — нулевой  $m$ -мерный вектор.

Учитывая, что  $\mathbf{H} = \mathbf{F} - \mathbf{P}^*$ , получим

$$[\Phi^T (\mathbf{F} - \mathbf{P}^*)] = \mathbf{O} \Leftrightarrow [\Phi^T \mathbf{P}^* = \Phi^T \mathbf{F}].$$

Вектор  $\mathbf{P}^*$  может быть представлен в виде

$$\mathbf{P}^* = \sum_{k=1}^m a_k^* \Phi_k = \Phi \mathbf{X}^*,$$

где  $\mathbf{X}^* = (a_1^* \quad a_2^* \quad \dots \quad a_m^*)^T$  —  $m$ -мерный вектор коэффициентов многочлена наилучшего среднеквадратичного приближения.

Таким образом, задача отыскания многочлена наилучшего среднеквадратичного приближения сводится к решению квадратной системы  $m$  линейных уравнений

$$\Phi^T \Phi \mathbf{X}^* = \Phi^T \mathbf{F}.$$

Решение может быть теоретически записано в виде

$$\mathbf{X}^* = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \mathbf{F},$$

но на практике систему решают численными методами, например методом Гаусса.

Если решение системы  $\mathbf{X}^*$  найдено, то многочлен наилучшего среднеквадратичного приближения записывается в виде

$$\varphi^*(t) = \sum_{k=1}^m a_k^* \varphi_k(t).$$

Оценка остаточной погрешности сводится к вычислению  $\|\mathbf{H}\|$

$$\|\mathbf{H}\|^2 = (\mathbf{H}, \mathbf{H}) = (\mathbf{F} - \mathbf{P}^*, \mathbf{H}) = (\mathbf{F}, \mathbf{H}),$$

поскольку  $\mathbf{P}^* \perp \mathbf{H}$ . Далее получаем

$$\begin{aligned} \|\mathbf{H}\|^2 &= (\mathbf{F}, \mathbf{H}) = (\mathbf{F}, \mathbf{F} - \mathbf{P}^*) = \\ &= \|\mathbf{F}\|^2 - \mathbf{F}^T \Phi \mathbf{X}^* = \|\mathbf{F}\|^2 - (\Phi^T \mathbf{F})^T \mathbf{X}^*. \end{aligned}$$

В качестве оценки погрешности целесообразно использовать среднеквадратичное отклонение

$$\sigma = \sqrt{\frac{\|\mathbf{H}\|^2}{n}} = \sqrt{\frac{1}{n} (\|\mathbf{F}\|^2 - (\Phi^T \mathbf{F})^T \mathbf{X}^*)}.$$

### Частотно-пространственная селекция радиоизлучений и анализ их параметров

Пусть поле  $\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_1(t) + \mathbf{u}_2(t)$ , где поля

$$\mathbf{u}_1(t) = \begin{pmatrix} u_{x_1}(t) \\ u_{y_1}(t) \\ u_{z_1}(t) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{u}_2(t) = \begin{pmatrix} u_{x_2}(t) \\ u_{y_2}(t) \\ u_{z_2}(t) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{u}(t) = \begin{pmatrix} u_x(t) \\ u_y(t) \\ u_z(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{x_1}(t) + u_{x_2}(t) \\ u_{y_1}(t) + u_{y_2}(t) \\ u_{z_1}(t) + u_{z_2}(t) \end{pmatrix}$$

описываются моделями (3), (7), (8) в зависимости от вида поляризации.

Предположим, что

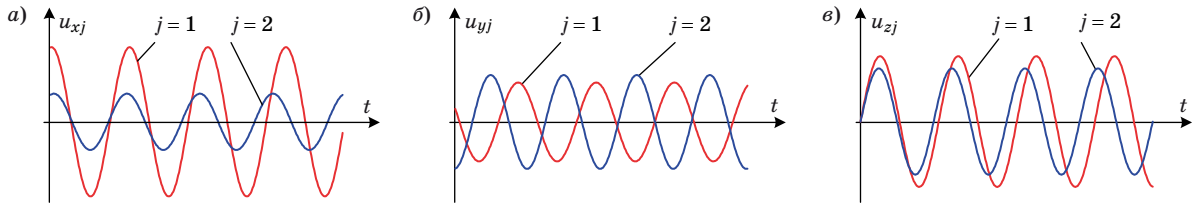
$$u_{x_1}(t) = A_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_1) = a_1 \cos \omega_1 t + b_1 \sin \omega_1 t;$$

$$u_{x_2}(t) = A_2 \cos(\omega_2 t - \varphi_2) = a_2 \cos \omega_2 t + b_2 \sin \omega_2 t,$$

причем частоты  $\omega_1$  и  $\omega_2$  известны. Тогда

$$\begin{aligned} u_x(t) &= a_1 \cos \omega_1 t + b_1 \sin \omega_1 t + \\ &+ a_2 \cos \omega_2 t + b_2 \sin \omega_2 t. \end{aligned}$$

Если выбрать достаточно большое количество точек отсчета  $\{t_1, t_2, \dots, t_n\}$ , то коэффициенты  $a_1, b_1$  и  $a_2, b_2$  можно с высокой точностью вычислить методом линейной регрессии по базису:



■ **Рис. 6.** Отселектированные сигналы  
 ■ **Fig. 6.** Selected signals

$$\varphi_1(t) = \cos \omega_1 t; \quad \varphi_2(t) = \sin \omega_1 t; \quad \varphi_3(t) = \cos \omega_2 t;$$

$$\varphi_4(t) = \sin \omega_2 t.$$

Это позволяет разделить компоненты поля  $u_{x_1}(t)$  и  $u_{x_2}(t)$ .

Аналогичным способом разделяются компоненты  $u_{y_1}(t)$ ,  $u_{y_2}(t)$  и  $u_{z_1}(t)$ ,  $u_{z_2}(t)$ , а стало быть, и  $\mathbf{u}_1(t)$ ,  $\mathbf{u}_2(t)$ .

Обобщая предложенный подход, можно предложить следующую трактовку. Пусть дано множество  $D = \{\mathbf{d}_k = \mathbf{u}(t_k)\}$  наблюдаемых значений суммарного поля  $\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_1(t) + \mathbf{u}_2(t)$ , причем известны частоты  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  полей  $\mathbf{u}_1(t)$  и  $\mathbf{u}_2(t)$ . Координатное представление суммарного поля:  $\mathbf{u}(t) = (u_x(t) \ u_y(t) \ u_z(t))^T$ . Координатные функции могут быть представлены линейной комбинацией базисных функций:

$$u_x(t) = a_{x1} \cos \omega_1 t + b_{x1} \sin \omega_1 t + a_{x2} \cos \omega_2 t + b_{x2} \sin \omega_2 t;$$

$$u_y(t) = a_{y1} \cos \omega_1 t + b_{y1} \sin \omega_1 t + a_{y2} \cos \omega_2 t + b_{y2} \sin \omega_2 t;$$

$$u_z(t) = a_{z1} \cos \omega_1 t + b_{z1} \sin \omega_1 t + a_{z2} \cos \omega_2 t + b_{z2} \sin \omega_2 t.$$

Коэффициенты линейных комбинаций находят методом линейной регрессии по некоторому ограниченному набору наблюдаемых значений  $\mathbf{d}_k = (d_{x_k} \ d_{y_k} \ d_{z_k})^T$ . Тогда компоненты поля допускают представление

$$\mathbf{u}_1(t) = \begin{pmatrix} u_{x_1}(t) \\ u_{y_1}(t) \\ u_{z_1}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{x1} \cos \omega_1 t + b_{x1} \sin \omega_1 t \\ a_{y1} \cos \omega_1 t + b_{y1} \sin \omega_1 t \\ a_{z1} \cos \omega_1 t + b_{z1} \sin \omega_1 t \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{u}_2(t) = \begin{pmatrix} u_{x_2}(t) \\ u_{y_2}(t) \\ u_{z_2}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{x2} \cos \omega_2 t + b_{x2} \sin \omega_2 t \\ a_{y2} \cos \omega_2 t + b_{y2} \sin \omega_2 t \\ a_{z2} \cos \omega_2 t + b_{z2} \sin \omega_2 t \end{pmatrix}.$$

Зависимости  $u_{x_j}(t)$ ,  $u_{y_j}(t)$ ,  $u_{z_j}(t)$  ( $j = 1, 2$ ), являющиеся проекциями эллиптических полей

на соответствующие оси, представляют собой ЭДС, наведенные в антенных элементах триортогональной антенной системы (см. рис. 1, а, б) радиоизлучением от  $j$ -го источника, и для узкополосных сигналов являются квазигармоническими колебаниями (рис. 6).

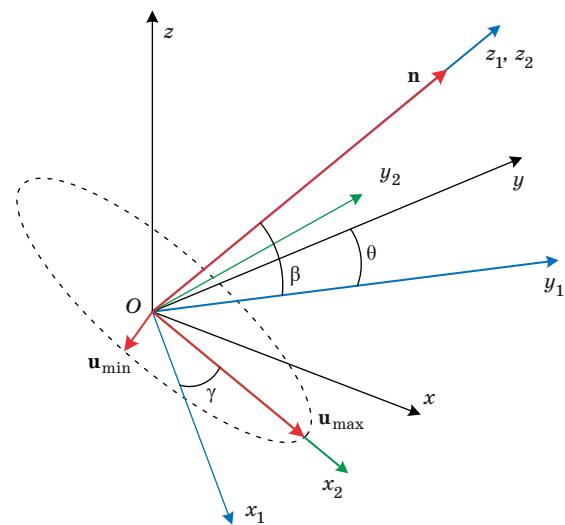
Для каждого из рассматриваемых полей  $\mathbf{u}_j(t)$  ( $j = 1, 2$ ) находятся моменты времени  $t_{\max}^{(j)}$  и  $t_{\min}^{(j)}$ , соответствующие максимуму и минимуму нормы поля:

$$t_{\max}^{(j)} = \arg \max_k |\mathbf{u}_j(t_k)|; \quad t_{\min}^{(j)} = \arg \min_k |\mathbf{u}_j(t_k)|$$

(для простоты далее индекс  $j$  в  $\mathbf{u}_j(t)$ ,  $t_{\max}^{(j)}$ ,  $t_{\min}^{(j)}$ ,  $\mathbf{u}_{\max}^{(j)}$ ,  $\mathbf{u}_{\min}^{(j)}$  и т. п. будет опущен).

Соответствующие  $t_{\max}$  и  $t_{\min}$  векторы определяют большую и малую полуоси эллиптического поля (рис. 7):

$$\mathbf{u}_{\max} = \mathbf{u}(t_{\max}); \quad \mathbf{u}_{\min} = \mathbf{u}(t_{\min}).$$



■ **Рис. 7.** Пространственные и поляризационные параметры радиоизлучения  
 ■ **Fig. 7.** Spatial and polarization parameters of radio emission

Полуоси эллиптического поля равны  $a = |\mathbf{u}_{\max}|$ ,  $b = |\mathbf{u}_{\min}|$ , а эксцентриситет

$$\varepsilon = \sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}.$$

Нормаль к плоскости поля вычисляется (с точностью до направления) как векторное произведение векторов полуосей

$$\mathbf{n} = \mathbf{u}_{\max} \times \mathbf{u}_{\min}.$$

Сферические координаты вектора  $\mathbf{n}$  соответствуют азимуту  $\theta$  и углу места  $\beta = \frac{\pi}{2} - \alpha$  (см. рис. 7).

Для вычисления угла  $\gamma$  (см. рис. 7) следует найти координаты вектора  $\mathbf{u}_{\max}$  в плоскости  $x_1Oy_1$ , которые вычисляются как

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{pmatrix} = \mathbf{R}_{zx}^T(\alpha, \theta) \mathbf{u}_{\max} = \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta \cos\alpha & \sin\theta \sin\alpha \\ -\sin\theta & \cos\theta \cos\alpha & \cos\theta \sin\alpha \\ 0 & -\sin\alpha & \cos\alpha \end{pmatrix}^T \mathbf{u}_{\max},$$

( $z_1$  теоретически должно быть равно нулю).

Тогда  $\gamma$  находится как полярный угол вектора  $(x_1 \ y_1)^T$ . Начальная фаза поля вычисляется на основе соотношения  $u(t) = a \cos(\omega t - \varphi)$  при  $t = 0$ , т. е.  $\varphi = -\arccos \frac{u(0)}{a}$ . С этой целью сначала вычисляются координаты вектора  $\mathbf{u}_{init} = \mathbf{u}(0)$  в системе  $(x_1, y_1, z_1)$ :

$$(x_1 \ y_1 \ z_1)^T = \mathbf{R}_{zx}^T(\alpha, \theta) \mathbf{u}_{init},$$

а затем координаты данного вектора в системе  $x_2Oy_2$ :

$$\begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma \\ -\sin\gamma & \cos\gamma \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix}.$$

Тогда

$$\varphi = -\arccos \frac{x_2}{|\mathbf{u}_{\max}|}.$$

Таким образом, в результате частотно-пространственной селекции получают пространственные  $\theta_j$ ,  $\beta_j$  и поляризационные  $a_j$ ,  $b_j$ ,  $\varepsilon_j$ ,  $\gamma_j$  параметры, а также временные зависимости  $u_{x_j}(t)$ ,  $u_{y_j}(t)$ ,  $u_{z_j}(t)$  ( $j = 1, 2$ ), соответствующие каждому  $j$ -му радиоизлучению.

## Выводы

Разработанный способ основан на применении малогабаритной сосредоточенной триортогональной антенной системы и позволяет разделить аддитивную смесь радиоизлучений, используя их частотные различия. Кроме, собственно, решения задачи селекции сигналов обеспечивается возможность оценивания их пространственных и поляризационных параметров. Разделение радиоизлучений обеспечивается при любых поляризации и направлении на источники. Направлением дальнейших исследований является изучение частотно-поляризационно-пространственной разрешающей способности разработанного способа.

## Литература

1. Poisel R. A. *Electronic Warfare Target Location Methods*. Artech House, Norwood MA, 2005. 272 p.
2. Симонов А. Н., Волков Р. В., Дворников С. В. *Основы построения и функционирования угломерных систем координатометрии источников радиоизлучений*. СПб., ВАС, 2017. 248 с.
3. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. *Автоматизированные системы радиоконтроля и их компоненты*. М., Горячая линия — Телеком, 2017. 424 с.
4. Paulraj A., Kailath T. Eigenstructure methods for direction of arrival estimation in the presence of unknown noise fields. *IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing*, 1986, vol. 34, no. 1, pp. 13–20. doi:10.1109/TASSP.1986.1164776
5. Комарович В. Ф., Никитченко В. В. *Методы пространственной обработки радиосигналов*. Л., ВАС, 1989. 278 с.
6. Nehorai A., Paldi E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1994, vol. 42, no. 2, pp. 376–398. doi:10.1109/78.275610
7. Козлов А. И., Логвин А. И., Сарычев В. А. *Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов*. М., Радиотехника, 2005. 704 с.
8. Пат. 2649097 РФ, МПК Н 01 Q 9/00. *Антенна триортогональная*, И. В. Демичев (РФ), Н. П. Шмаков (РФ), Р. В. Колесников (РФ), А. В. Иванов (РФ). № 2016146582; заявл. 28.11.2016; опублик. 29.03.2018, Бюл. № 10, 11 с.
9. Демичев И. В., Шмаков Н. П., Колесников Р. В., Иванов А. В. Пространственно-поляризационная обработка радиосигналов в гиперкомплексном пространстве. *Научно-технические ведомости СПбГПУ*, 2018, т. 19, № 10, с. 25–29.
10. Wong K. Direction finding/polarization estimation — dipole and/or loop triad(s). *IEEE Transactions on*



- Aerospace and Electronic Systems*, 2001, vol. 37, no. 2, pp. 679–684. doi:10.1109/7.937478
11. Kitavi D., Wong K., Zou M., Agrawal K. A lower bound of the estimation error of an emitter's direction-of-arrival/polarization, for a collocated triad of orthogonal dipoles/loops that fail randomly. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2017, vol. 11, iss. 7, pp. 961–970. doi:10.1049/iet-map.2016.0918
  12. Chintagunta S., Ponnusamy P. Integrated polarization and diversity smoothing algorithm for DOD and DOA estimation of coherent targets. *IET Signal Processing*, 2018, vol. 12, iss. 4, pp. 447–453. doi:10.1049/iet-spr.2017.0276
  13. Khan S., Wong K. Electrically long dipoles in a crossed pair for closed-form estimation of an incident source's polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, vol. 67, no. 8, pp. 5569–5581. doi:10.1109/TAP.2019.2916581
  14. Zheng G. Two-dimensional DOA estimation for polarization sensitive array consisted of spatially spread crossed-dipole. *IEEE Sensors Journal*, 2018, vol. 18, iss. 12, pp. 5014–5023. doi:10.1109/JSEN.2018.2820168
  15. Afraimovich E. L., Chernukhov V. V., Kobzar V. A., Palamartchouk K. Determining polarization parameters and angles of arrival of HF radio signals using three mutually orthogonal antennas. *Radio Science*, 1999, vol. 34, no. 5, pp. 1217–1225. doi:10.1029/1999RS900042
  16. Zhangmeng L. DOA and polarization estimation via signal reconstruction with linear polarization-sensitive arrays. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2015, vol. 28, iss. 6, pp. 1718–1724. doi:10.1016/j.cja.2015.09.005.
  17. Raimondi F., Farias R., Michel O., Comon P. Wide-band multiple diversity tensor array processing. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, vol. 65, iss. 20, pp. 5334–5346. doi:10.1109/TSP.2017.2725219
  18. Пат. 2624449 РФ, МПК G 01 S 5/04. Способ поляризации пеленгования радиосигналов, С. В. Богдановский (РФ), Р. В. Волков (РФ), В. В. Севидов (РФ), А. Н. Симонов (РФ). № 2016141188; заявл. 19.10.2016; опубл. 04.07.2017, Бюл. № 19, 14 с.
  19. Симонов А. Н., Богдановский С. В., Теслевич С. Ф. Поляризационный метод пеленгования источников радиоизлучения в пространстве. *Наукоёмкие технологии*, 2016, т. 17, № 12, с. 40–43.
  20. Дворников С. В., Конюховский В. С., Симонов А. Н. Способ оценивания пеленгов на источники радиоизлучений в условиях интерференции. *Информация и космос*, 2019, № 1, с. 6–10.

UDC 621.396.663

doi:10.31799/1684-8853-2020-1-63-72

**Method of frequency-spatial selection of radio emissions using a triorthogonal antenna system**S. V. Dvornikov<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, orcid.org/0000-0002-4889-0001, practidsv@yandex.ruV. S. Konyukhovskiy<sup>a</sup>, PhD, Phys.-Math., Professor, orcid.org/0000-0002-7001-3048A. N. Simonov<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, orcid.org/0000-0002-8826-8700<sup>a</sup>S. M. Budenny Military Academy of Communication, 3, Tikhoretskii Pr., 190064, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Introduction:** An unresolved problem in radio monitoring is the separation of overlapping radio spectrum from different sources when restricted dimensions of the antenna system do not provide the necessary spatial resolution. **Purpose:** Developing models of radio emissions and procedures for their processing in order to select signals from different sources out of their additive mixture at the antenna system input. **Methods:** Point linear regression for the decomposition of the resulting field at the triorthogonal antenna system input into basic functions which are consistent with the frequency parameters of the radio emissions. **Results:** On the geometric basis, using a coordinate transformation matrix, due to the reference system rotation, radio emission models with different polarization are proposed for a plane electromagnetic wave with a given arrival direction. The developed models have the amplitude and phase parameters split into separate factors. Procedures have been developed for separating the additive mixture of radio emissions in the triorthogonal antenna system into components related to different sources. The novelty of the presented solution lies in the use of geometric interpretation of the point linear regression problem, when the resulting vector of the electric field of the sum of two radio emissions is decomposed into linearly independent vectors composed of basic functions whose choice is determined by the frequency parameters of the signals. In addition to the actual selection of the signals, it is possible to analyze the spatial and polarization parameters of the radio emissions. **Practical relevance:** The method can be implemented in radio monitoring equipment with restrictions on the weight and dimensions, for the use in complex signal environments.

**Keywords** — spatial polarization processing, selection of radio emissions, model of radio emissions, interference of radio emissions.

**For citation:** Dvornikov S. V., Konyukhovskiy V. S., Simonov A. N. Method of frequency-spatial selection of radio emissions using a triorthogonal antenna system. *Informatsionno-upravliayushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2020, no. 1, pp. 63–72 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2020-1-63-72

**References**

1. Poisel R. A. *Electronic Warfare Target Location Methods*. Artech House, Norwood MA, 2005. 272 p.
2. Simonov A. N., Volkov R. V., Dvornikov S. V. *Osnovy postroyeniya i funktsionirovaniya uglomernykh sistem koordinatsionnoy*

*metri istochnikov radioizlucheniya* [Basics of construction and functioning of triangulation emitters location systems]. Saint-Petersburg, Voennaya akademiya svyazi imeni S. M. Budyonnogo Publ., 2017. 248 p. (In Russian).

3. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin B. A. *Avtomatizirovannye sistemy radiokontrolya i ih komponenty* [Automated radio monitoring systems and their components]. Moscow, Goryachaya Liniya — Telekom Publ., 2010. 624 p. (In Russian).
4. Paulraj A., Kailath T. Eigenstructure methods for direction of arrival estimation in the presence of unknown noise fields. *IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing*, 1986, vol. 34, no. 1, pp. 13–20. doi:10.1109/TASSP.1986.1164776
5. Komarov V. F., Nikitchenko V. V. *Metody prostranstvennoj obrabotki radiosignalov* [Methods of spatial processing of radio signals]. Leningrad, Voennaya akademiya svyazi imeni S. M. Budyonnogo Publ., 1989. 278 p. (In Russian).
6. Nehorai A., Paldi E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1994, vol. 42, no. 2, pp. 376–398. doi:10.1109/78.275610
7. Kozlov A. I., Logvin A. I., Sarychev V. A. *Polyarizatsiya radiovoln. Polyarizacionnaya struktura radiolokacionnyh signalov* [Radiowave polarization. Polarization structure of the radar signals]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2005. 704 p. (In Russian).
8. Demichev I. V., Shmakov N. P., Kolesnikov R. V., Ivanov A. V. *Antenna triortogonal'naya* [Triorthogonal Antenna]. Patent RF, no. 2649097, 2018.
9. Demichev I. V., Shmakov N. P., Kolesnikov R. V., Ivanov A. V. Spatial-polarized processing of radio signals in hypercomplex space. *Science Intensive Technologies*, 2018, vol. 19, no. 10, pp. 25–29 (In Russian).
10. Wong K. Direction finding/polarization estimation — dipole and/or loop triad(s). *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2001, vol. 37, no. 2, pp. 679–684. doi:10.1109/7.937478
11. Kitavi D., Wong K., Zou M., Agrawal K. A lower bound of the estimation error of an emitter's direction-of-arrival/polarization, for a collocated triad of orthogonal dipoles/loops that fail randomly. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2017, vol. 11, iss. 7, pp. 961–970. doi:10.1049/iet-map.2016.0918
12. Chintagunta S., Ponnusamy P. Integrated polarization and diversity smoothing algorithm for DOD and DOA estimation of coherent targets. *IET Signal Processing*, 2018, vol. 12, iss. 4, p. 447–453. doi:10.1049/iet-spr.2017.0276
13. Khan S., Wong K. Electrically long dipoles in a crossed pair for closed-form estimation of an incident source's polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, vol. 67, no. 8, pp. 5569–5581. doi:10.1109/TAP.2019.2916581
14. Zheng G. Two-dimensional DOA estimation for polarization sensitive array consisted of spatially spread crossed-dipole. *IEEE Sensors Journal*, 2018, vol. 18, iss. 12, pp. 5014–5023. doi:10.1109/JSEN.2018.2820168
15. Afraimovich E. L., Chernukhov V. V., Kobzar V. A., Palamartchouk K. Determining polarization parameters and angles of arrival of HF radio signals using three mutually orthogonal antennas. *Radio Science*, 1999, vol. 34, no. 5, pp. 1217–1225. doi:10.1029/1999RS900042
16. Zhangmeng L. DOA and polarization estimation via signal reconstruction with linear polarization-sensitive arrays. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2015, vol. 28, iss. 6, pp. 1718–1724. doi:10.1016/j.cja.2015.09.005
17. Raimondi F., Farias R., Michel O., Comon P. Wideband multiple diversity tensor array processing. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, vol. 65, iss. 20, pp. 5334–5346. doi:10.1109/TSP.2017.2725219
18. Bogdanovskij S. V., Volkov R. V., Sevidov V. V., Simonov A. N. *Sposob polyarizacionnogo pelengovaniya radiosignalov* [Method of polarisation deprecation of radiosignals]. Patent RF, no. 2624449, 2017.
19. Bogdanovsky S. V., Simonov A. N., Teslevich S. F. A polarization method of spatial radio source direction finding. *Science Intensive Technologies*, 2016, vol. 17, no. 12, pp. 40–43 (In Russian).
20. Dvornikov S. V., Simonov A. N., Konyukhovskiy V. S. Evaluation method of bearing angles in relation to the radio signal sources under interference conditions. *Information and Space*, 2019, no. 1, pp. 6–10 (In Russian).