

УДК 519.876.5

МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ СКАЛЯРНОГО ПОЛЯ РАДИОПОМЕХ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА, РАНДОМИЗИРОВАННОГО ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

И. М. Орошук¹, А. Н. Сучков², В. А. Жариков-Горский², М. В. Соловьёв²

¹ Дальневосточный федеральный университет, 690091, Владивосток, ул. Суханова, 8

² Тихоокеанское высшее военно-морское училище им С.О. Макарова,
690062, Владивосток, Камский пер., д. 6

Статья поступила в редакцию 4 апреля 2018 г.

Аннотация. Внедрение в современные радиоэлектронные системы цифровых антенных решеток раскрывает возможности использования неклассических методов обработки сигналов и принципов построения антенных решеток. В частности, использование нелинейных методов обработки сигналов и неэквидистантного варианта построения антенных решеток может стать основой для создания перспективных радиоэлектронных систем, обладающих улучшенными направленными характеристиками, повышенной помехоустойчивостью и помехозащищенностью при значительном снижении их стоимости. Для детального анализа таких радиоэлектронных систем требуются дорогостоящие натурные эксперименты, в связи с чем целесообразнее исследовать их возможности путем имитационного моделирования. В статье рассмотрен метод имитационного моделирования пространственно-рандомизированного скалярного поля напряжений радиопомех декаметрового диапазона, формируемого в трактах первичной обработки цифровой антенной решеткой. Метод моделирования построен на основе синтеза статистически связанных реализаций радиопомех с использованием ранее полученных экспериментальных данных о пространственно-корреляционных характеристиках радиопомех. Данный метод рекомендован для исследования характеристик радиоэлектронных систем, построенных на основе цифровой антенной решетки с пространственно-корреляционным методом обработкой сигналов.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, пространственно-корреляционные характеристики, помехоустойчивость, направленные свойства, имитационное моделирование, синтез, дискретный спектр, условный гауссовый закон распределения, радиопомехи.

Abstract. Digital antenna arrays application in modern radio-electronic means discloses availabilities of non-classical signal processing methods and antenna arrays building principle. Particularly, use of nonlinear signal processing methods and non-uniformly-filled array can become a basis for perspective radio-electronic systems creation, which are characterized by improved directional properties of antennas, high interference and noise immunity along with their considerable decrease in value. For detailed analysis of radio electronic systems capabilities the expensive natural experiments are required. In this regard, it is more expedient to assess their capabilities by simulation. The simulation modeling method of spatially-randomized decimeter range scalar radiointerference field created by digital antenna array in initial preprocessing paths is presented. The method based on statistically dependent realizations of radiointerference field synthesis with the use of achieved experimental data of spatially-correlated radiointerferences characteristics. The method is recommended for the research of characteristics of radio-electronic systems constructed on the basis of digital antenna array with spatially-correlation signals processing.

Key words: digital antenna array, spatially-correlation characteristics, interference immunity, directional properties, simulation modeling, discrete spectrum, conditional Gaussian distribution law, radiointerference.

1. Введение

Тенденции развития современных радиоэлектронных систем (РЭС) основаны на внедрении цифровых антенных решеток (ЦАР), существенно повышающих эффективность их применения [1].

Дополнительные возможности ЦАР раскрываются, в частности, за счет применения нелинейных методов обработки сигналов, которые, согласно исследованиям ряда отечественных и зарубежных ученых [2–6], позволяют улуч-

шить направленные характеристики антенных систем РЭС, снизить уровень их боковых лепестков при меньшем числе элементов по сравнению с обычными антенными решетками (АР).

Предварительный анализ показал, что применение пространственно-корреляционного метода обработки сигналов в ЦАР декаметрового диапазона, как разновидности нелинейной обработки, даст возможность улучшить направленные характеристики РЭС при малых отношениях уровней сигнал/шум ≤ 1 [7–13], что определяет актуальность их исследования.

2. Пространственно-корреляционный метод обработки сигналов

Суть пространственно-корреляционного метода обработки сигналов сводится к определению функций взаимной корреляции сигналов на выходе всех пар элементов АР с последующим суммированием и принятием решения об обнаружении сигнала в пороговом устройстве [7–13].

Выходное напряжение такой ЦАР после позиционирования ее элементов ортогонально заданному направлению прихода электромагнитной волны $\theta_{\text{скан}}$ (рис. 1) может быть представлена в следующем виде [9]

$$u_{\text{вых.ЦАР}} = \frac{2}{K} \sum_{i>j}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} z_i(k) z_j(k), \quad i = \overline{0, L-1}; \quad j = \overline{0, L-1}, \quad (1)$$

где $z_i(k)$, $z_j(k)$ – соответствующие отсчеты напряжений аддитивной смеси радиосигналов $s_i(k)$, $s_j(k)$ и радиопомех $n_i(k)$, $n_j(k)$ на выходах трактов обработки i -го и j -го элементов АР, $z_i(k) = s_i(k) + n_i(k)$, $z_j(k) = s_j(k) + n_j(k)$; K – объем выборки (число отсчетов) обрабатываемых в ЦАР; L – число элементов в АР.

Анализ выражения (1) и дополнительные исследования показали [7–13], что выходное напряжение ЦАР с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов в значительной степени зависят от пространственной статистической связи радиосигналов и радиопомех.

Для проведения детальной оценки характеристик данных ЦАР и оптимизации их построения требуются дорогостоящие натурные эксперименты, в свя-

зи с чем целесообразнее решать эти задачи путем имитационного моделирования, которое представлено в данной статье.

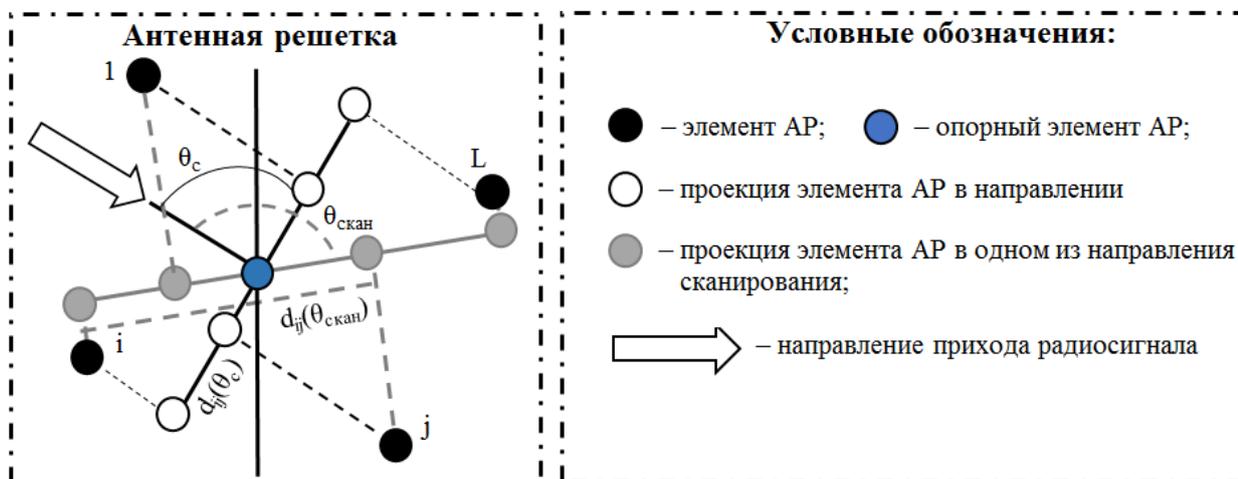


Рис. 1. Позиционирование элементов ЦАР в направлении прихода радиосигнала и для одного из углов сканирования.

3. Метод синтеза напряжений радиопомех

В основу предлагаемого метода моделирования заложены результаты статистической обработки экспериментальных данных о пространственно-корреляционных свойствах радиосигналов и радиопомех декаметрового диапазона [7, 13–14].

На рис. 2 представлен фрагмент экспериментальной реализации пространственно-корреляционной зависимости скалярного поля радиосигналов и радиопомех декаметрового диапазона с примером позиционирования i -го и j -го элементов АР.

С учетом изменений КВК для радиосигналов в пределах реальных размеров апертур АР (около 1000 м) значения ρ_s уменьшаются незначительно (до 0,81), на основании чего характеристики ЦАР в большей степени определяются значениями КВК радиопомех ρ_n , зависимость которых носит случайный осциллирующий характер вдоль оси абсцисс в небольших пределах за пределами пространственного интервала корреляции (см. рис. 2) [10, 13].

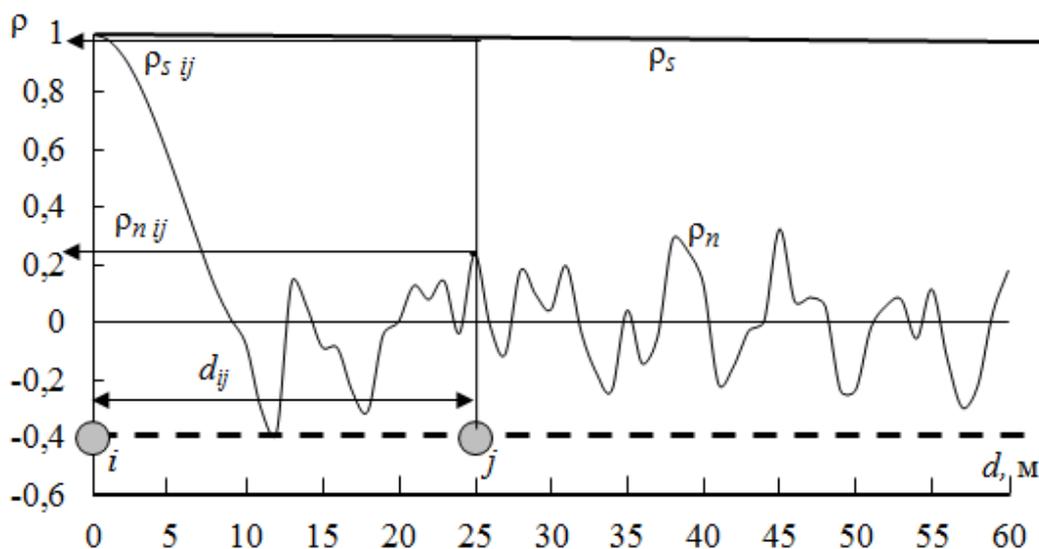


Рис. 2. Фрагмент экспериментальной пространственно-корреляционной зависимости скалярного поля радиосигналов и радиопомех декаметрового диапазона ($f_0 = 8$ МГц, $\Delta f = 20$ кГц).

На основании данных особенностей для исследования характеристик ЦАР разработана имитационная модель синтеза напряжений радиопомех, прошедших через входные тракты усиления и фильтрации с каждого элемента АР. Данные напряжения должны соответствовать пространственно-корреляционным свойствам изотропного поля радиопомех декаметрового диапазона, рандомизированного пространственным положением элементов АР.

Модель строится на результатах экспериментальных исследований пространственно-корреляционных свойств радиопомех $\rho_{n \text{ экп}}(d, f_0, \Delta f)$ [7, 13–14] либо на разработанной стохастической имитационной модели [15], которая позволяет моделировать случайные реализации пространственной зависимости КВК радиопомех $\rho_{n \text{ им}}(d, f_0, \Delta f)$ между любой парой разнесенных в пространстве элементов АР на заданных значениях средней частоты f_0 и полосы пропускания трактов обработки сигналов Δf . С помощью данных реализаций производится синтез пространственно-рандомизированного скалярного поля статистически связанных радиопомех в заданных точках пространства, взаимная корреляция $\rho_{n \text{ ij}}$ между которыми определяется расстояниями d_{ij} между элементами АР.

Синтез поля радиопомех производится в несколько этапов [15–16].

На первом этапе по координатам элементов АР для заданного угла позиционирования $\theta_{\text{скан}}$ (см. рис. 1) определяются взаимные расстояния между ними:

$$\|d_{ij}(\theta_{\text{скан}})\| = \begin{vmatrix} 0 & d_{01} & d_{02} & \dots & d_{0(L-1)} \\ & 0 & d_{12} & \dots & d_{1(L-1)} \\ & & \cdot & \dots & \cdot \\ & & & \dots & d_{(L-2)(L-1)} \\ & & & & 0 \end{vmatrix}. \quad (2)$$

На основе полученной матрицы расстояний $\|d_{ij}(\theta_{\text{скан}})\|$ в соответствии с реализацией экспериментальной зависимости взаимной корреляции радиопомех (см. рис. 2) определяется корреляционная матрица:

$$\|\rho_{n\ ij}(\theta_{\text{скан}})\| = \begin{vmatrix} 1 & \rho_{n\ 01} & \rho_{n\ 02} & \dots & \rho_{n\ 0(L-1)} \\ & 1 & \rho_{n\ 12} & \dots & \rho_{n\ 1(L-1)} \\ & & \cdot & \dots & \cdot \\ & & & \dots & \rho_{n\ (L-2)(L-1)} \\ & & & & 1 \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Вторым этапом является синтез напряжений, формируемых в ЦАР после пространственной рандомизации поля радиопомех.

Полагая ограниченность полосы пропускания первичных трактов обработки сигналов в ЦАР, для исследований характеристик радиолиний практический интерес представляют напряжения, формируемые после пространственной рандомизации поля радиопомех и их полосовой фильтрации [15 – 16], для синтеза которых используется модель белого шума, прошедшего через идеальный полосовой фильтр со средней частотой f_0 и полосой пропускания Δf , математическая модель которого определяется нормированной автокорреляционной функцией (АКФ) [17–18]:

$$\rho_{\text{бш}}(k) = \left[\frac{\sin(\pi \Delta f k \Delta \tau)}{\pi \Delta f k \Delta \tau} \right] \cos(2\pi f_0 k \Delta \tau), \quad (4)$$

где $\Delta \tau$ – шаг дискретизации АКФ; k – номер отсчета выборки АКФ, $k = \overline{0, K}$; K – объем выборки АКФ.

При этом для обеспечения заданной точности значений корреляционной связи между синтезируемыми реализациями напряжений радиопомех первоначально определяется минимальный объем выборки исходной АКФ [15–16]:

$$K > 8\Delta\tau / \left[\tau_0 (1 - P_{\text{дов}}) \varepsilon^2 \right], \quad (5)$$

где τ_0 – временной интервал корреляции радиопомехи, $\tau_0 = 1/(2\Delta f)$; ε – допустимая абсолютная погрешность отклонения КВК между формируемыми напряжениями радиопомех; $P_{\text{дов}}$ – доверительная вероятность обеспечения допустимой погрешности, $P_{\text{дов}} = P(\Delta \leq \varepsilon)$; Δ – абсолютное отклонение между вычисленными на первом этапе и синтезированными значениями КВК поля радиопомех, $\Delta = \rho_n - \rho_{n \text{ им}}$.

С другой стороны для обеспечения адекватности моделирования минимальная длительность синтезируемых реализаций напряжений радиопомех не должна превышать интервал стационарности реальных сигналов, что в целом ограничивает точность моделирования [15–18].

Дискретный спектр выходного сигнала трактов обработки ЦАР определяется прямым дискретным преобразованием Фурье:

$$\left. \begin{aligned} N_{\cos}(m) &= 4 \sum_{k=0}^{K-1} \rho_{\text{бш}}(\Delta\tau k) \cos(2\pi\Delta F m \Delta\tau k); \\ N_{\sin}(m) &= 4 \sum_{k=0}^{K-1} \rho_{\text{бш}}(\Delta\tau k) \sin(2\pi\Delta F m \Delta\tau k), \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $N_{\cos}(m)$, $N_{\sin}(m)$ – квадратурные составляющие коэффициентов m -ой гармоники спектра мощности шума, $m = \overline{M_{\min}, M_{\max}}$; M_{\min} , M_{\max} – наименьшая и наибольшая гармоники спектра в заданной полосе пропускания фильтра Δf ; ΔF – частотное разрешение спектра, $\Delta F = 1/\Delta\tau K$.

Спектр такого шума будет равномерно распределен в пределах полосы пропускания приемных трактов ЦАР (рис. 3), полная мощность которого определена дисперсией напряжений радиопомех σ^2 .

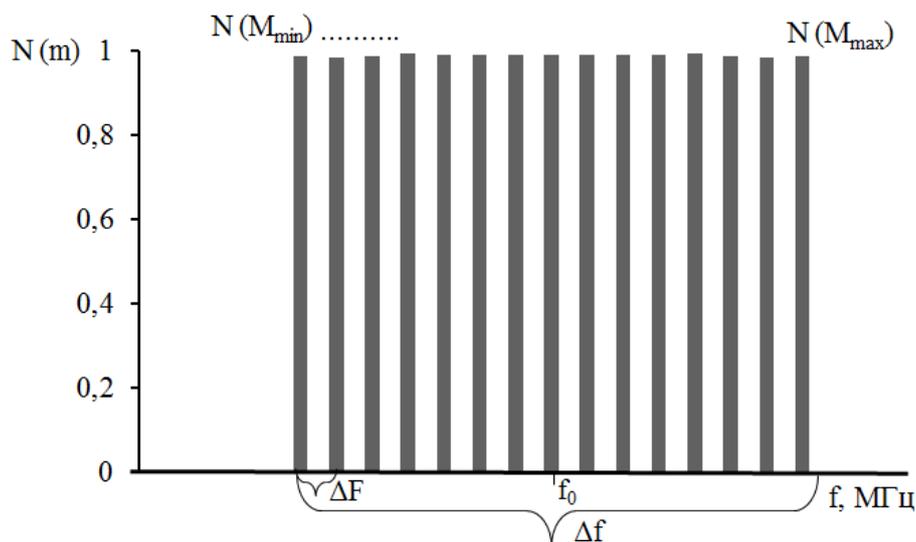


Рис 3. Нормированный спектр реализации напряжения радиопомех после фильтрации.

На основании равномерности спектра среднеквадратические отклонения (СКО) квадратурных составляющих напряжений гармоник радиопомех в пределах полосы пропускания приемного тракта будут определяться выражением

$$N(m) = \sigma = \sigma_f \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}, \quad (7)$$

где σ_f – СКО квадратурных составляющих напряжений радиопомех внутри полосы пропускания приемных трактов в начале их синтеза.

По полученным значениям СКО гармоник σ производится синтез случайных реализаций квадратурных составляющих спектра опорной радиопомехи, для чего используется генератор случайных чисел $Ra\{x\} \in (0, 1)$ с равномерным законом распределения.

Учитывая гауссовый закон плотности распределения квадратурных составляющих напряжений радиопомех (шума) [19], процесс синтеза реализации их случайного дискретного спектра производится с помощью обратных интегральных функций гауссового распределения с нулевым средним (рис. 4 и рис. 5):

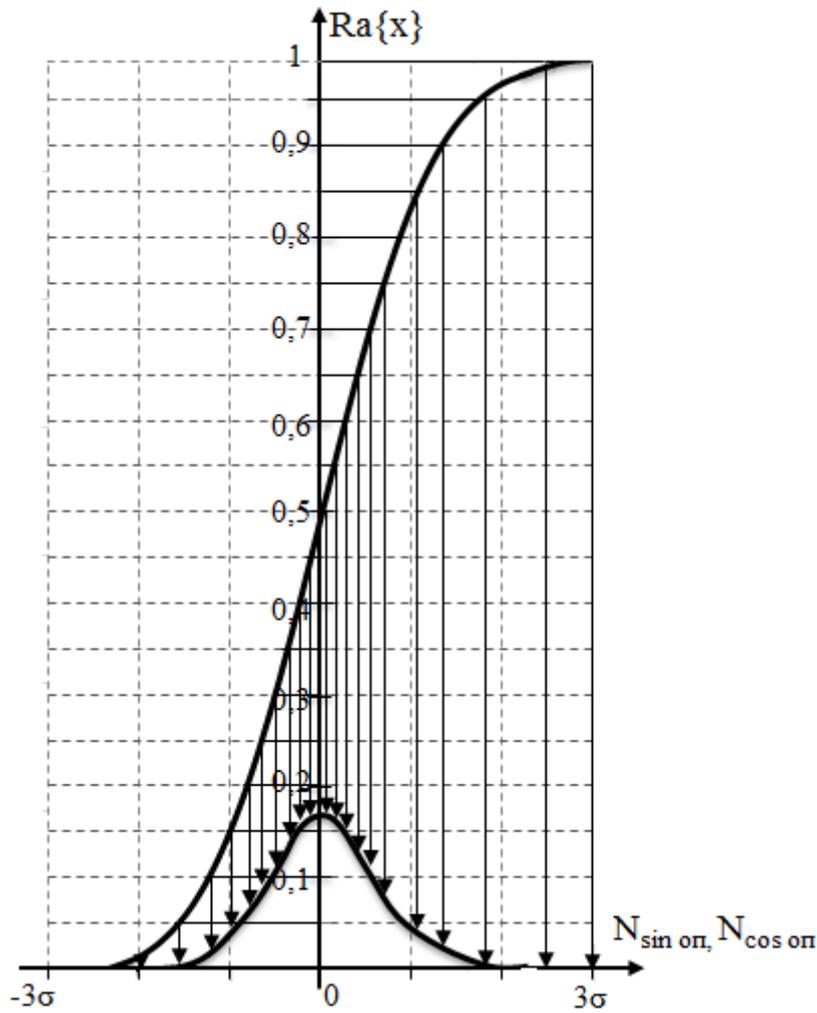


Рис. 4. Пояснение алгоритма синтеза m -ой гармоники спектра опорной радиопомехи.

$$\left. \begin{aligned} N_{\cos.оп} (m) &= F^{-1} \{ Ra \{ x \}, \sigma \}; \\ N_{\sin.оп} (m) &= F^{-1} \{ Ra \{ x \}, \sigma \}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

По полученным реализациям квадратурных составляющих спектра, пример одной из составляющих которых представлен на рис. 5, синтезируется случайная реализация действительной части опорного напряжения в масштабе времени путем обратного дискретного преобразования Фурье:

$$n_{оп} (k) = \frac{1}{M} \sum_{m=M_{\min}}^{M_{\max}} [N_{\cos.оп} (m) \cos(2\pi km/M) + N_{\sin.оп} (m) \sin(2\pi km/M)]. \quad (9)$$

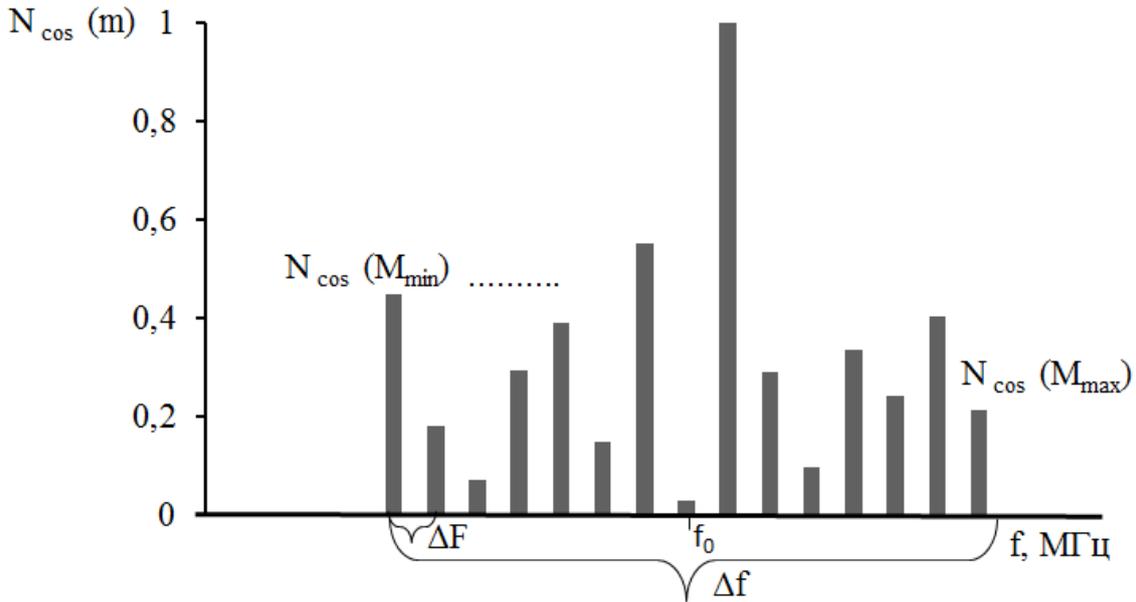


Рис. 5. Пример реализации квадратурной составляющей $N_{\cos}(m)$ нормированно- дискретного случайного спектра опорной радиопомехи.

Далее по рассчитанным значениям КВК $\rho_{n\ ij}$ [см. выражение (3)] построчно формируется пространственно-рандомизированное поле радиопомех $n_{ij}(k)$.

Для чего вначале по опорному напряжению формируется поле первой строки матрицы, значения которых в последующем используются в качестве опорных напряжений для синтеза напряжений последующих строк.

$$\|n_{ij}(k)\| = \begin{pmatrix} n_{оп}(k) & n_{01}(k) & n_{02}(k) & \dots & n_{0(L-1)}(k) \\ & n_{01}(k) & n_{12}(k) & \dots & n_{1(L-1)}(k) \\ & & \cdot & \dots & \cdot \\ & & & \dots & n_{(L-2)(L-1)}(k) \\ & & & & n_{0(L-1)}(k) \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Алгоритм синтеза статистически связанной радиопомехи основывается на использовании условного гауссового закона распределения [15–18]

$$W_{\text{син/оп}}(n) = \left[1 / (\sigma_{\text{син/оп}} \sqrt{2\pi}) \right] e^{-[(n - \bar{n}_{\text{син/оп}}) / (2\sigma_{\text{син/оп}})]^2}, \quad (11)$$

где $\sigma_{\text{син/оп}}$ – условное СКО напряжения синтезируемой радиопомехи, $\sigma_{\text{син/оп}} = \sigma_{\text{оп}} \sqrt{1 - \rho_n^2(d)}$; $\sigma_{\text{оп}}$ – СКО напряжения опорной радиопомехи,

$\sigma_{оп} = \sigma_{оп f} \sqrt{\Delta F / \Delta f}$; $\sigma_{оп f}$ – СКО гармоник внутри полосы пропускания приемных трактов; n – мгновенное значение напряжения синтезируемой радиопомехи; $\bar{n}_{син/оп}$ – условное математическое ожидание напряжения синтезируемой радиопомехи, $\bar{n}_{син/оп} = \rho_n(d) [\sigma_{оп} / \sigma_{син}] n$, $\sigma_{син}$ – СКО амплитуд напряжения гармоник синтезируемой радиопомехи.

Так как СКО для всех радиопомех $\sigma_{оп} = \sigma_{син}$, условное математическое ожидание напряжений статистически связанных радиопомех примет вид:

$$\bar{n}_{син/оп} = \rho_n(d)n. \quad (12)$$

Распространив зависимости (11) и (12) для каждой гармоники, аналогично опорной радиопомехе, с помощью обратной условной интегральной функции гауссового распределения формируется спектр статистически связанной радиопомехи, значения каждой квадратурной составляющей гармоники которого рассчитываются по формулам

$$\begin{cases} N_{cos.син/оп}(m) = F_{син/оп}^{-1} \left\{ Ra\{x\}, \bar{N}_{cos.син/оп m}, \sigma_{оп m} \right\}, \\ N_{sin.син/оп}(m) = F_{син/оп}^{-1} \left\{ Ra\{x\}, \bar{N}_{sin.син/оп m}, \sigma_{оп m} \right\}. \end{cases} \quad (13)$$

где $\bar{N}_{cos.син/оп m}$ и $\bar{N}_{sin.син/оп m}$ – квадратурные составляющие условного математического ожидания амплитуд m -ых гармоник спектра связанной радиопомехи, $\bar{N}_{cos.син/оп m} = \bar{N}_{sin.син/оп m} = \rho_n(d) N_{оп m}$.

Таким образом формируются все случайные реализации спектров радиопомех статистически связанных с опорными радиопомехами.

Далее на основе полученных квадратурных составляющих спектра путем обратного дискретного преобразования Фурье синтезируются случайные реализации действительных значений напряжений статистически связанных с опорными

$$n_{син/оп}(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=M_{min}}^{M_{max}} \left[N_{cos.син/оп}(m) \cos(2\pi km/M) + N_{sin.син/оп}(m) \sin(2\pi km/M) \right]. \quad (14)$$

где M – общее число гармоник спектра, определяемое максимальной частотой входного сигнала после его аналогово-цифрового преобразования, $M = F_{\max}/\Delta F$; F_{\max} – максимальная частота сигнала после его АЦП.

В результате, формируется матрица (поле-массив) статистически связанных напряжений радиопомех [см. выражение (10)].

В качестве примера, для оценки адекватности рассмотренного метода моделирования приведены результаты многократного синтеза реализаций напряжения радиопомех для двух пространственно-разнесенных элементов, КВК между которыми для изотропного поля радиопомех составляет $\rho_{n\ 01} = 0,22$ (см. рис. 2). Фрагмент одной из реализаций показан на рис. 6.

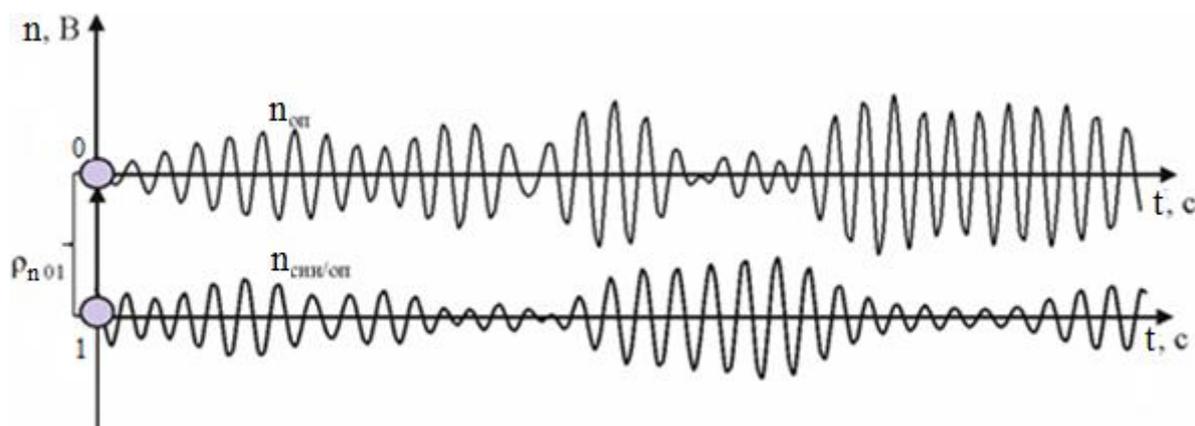


Рис. 6. Фрагмент реализаций двух статистически связанных в пространстве радиопомех декаметрового диапазона на частоте $f_0 = 8$ МГц в полосе $\Delta f = 20$ кГц при $\rho_{n\ 01} = 0,22$.

Для приведенного примера изначально была задана допустимая относительная погрешность синтеза $\delta_\varepsilon = \varepsilon / \rho_{n\ 01} \leq 5\%$ с доверительной вероятностью $P_{\text{дов}} = 0,9$. Заданное при моделировании значение $\rho_{n\ 01} = 0,22$ сопоставлялось со значениями КВК между синтезированными напряжениями радиопомех. В результате сравнения 23 реализаций таких радиопомех погрешность синтеза не превышала заданную $\delta_\varepsilon \leq 4,83\%$, что продемонстрировало реализуемость и адекватность предложенного метода моделирования.

4. Заключение

Таким образом, разработанный метод моделирования позволяет синтезировать напряжения радиопомех в аддитивной смеси входных сигналов ЦАР [см. выражение (1)], соответствующие полю радиопомех, рандомизированному пространственным положением элементов АР.

В результате, с учетом возможности синтеза напряжений радиосигналов [7], можно прогнозировать выходное напряжение ЦАР с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов [см. выражение (1)] с целью последующей оценки ее характеристик (помехоустойчивости и направленных свойств) для различных вариантов конфигурации АР, частоты сигнала и полосы пропускания трактов обработки сигналов.

Рассмотренный метод моделирования может быть рекомендован для моделирования и проектирования различных РЭС, учитывающих при обработке сигналов пространственно-корреляционные характеристики радиопомех.

Литература

1. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М.: Радиотехника, 2010.
2. Хансер Р.К. Сканирующие антенные системы. М.: Советское радио, 1966.
3. Бенесон Л.С. Антенные решетки. – М.: Советское радио, 1966. – 367 с.
4. Y. Tang, B. Jiang, T. Zhou and T. Mao. Multi-resolution composite array based radar with adaptive beamforming. IET International Radar Conference 2015, 14-16 Oct. 2015, pp. 1-4.
5. L.C. Stange, C. Metz, E. Lissel and A.F. Jacob. Multiplicatively processed antenna arrays for DBF radar applications. IEE Proceedings – Microwaves, Antennas and Propagation, 2002. Volume 149, Issue 2, pp. 106-112.
6. Weib, M. (2009) Digital Antennas, In Multistatic Surveillance and Reconnaissance: Sensor, Signals and Data Fusion (pp. 5-1 – 5-29). Educational Notes RTO-

EN-SET-133, Paper 5. Neuilly-sur-Seine, France: RTO. Available from: www.rto.nato.int/abstracts.aps (date of access: 26.11.16).

7. Орощук И.М., Сучков А.Н., Василенко А.М. Пространственно-корреляционные свойства радиосигналов декаметровых волн // Электросвязь. – 2015. – № 7. – С. 34–39.

8. Орощук И.М., Долгих В.Н., Сучков А.Н. Вероятностные характеристики пространственно-корреляционного метода обнаружения сигналов в декаметровом диапазоне // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2013. – № 12. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec13/5/text.html>.

9. Dolgikh V.N., Oroshchuk I.M., Prishchepa M.N. Probabilistic Characteristics of Signal Detection by a Spatial Correlation Filter. *Acoustical Physics*. 2007(53); 2:190-196. New York (in Engl.).

10. Орощук И.М., Сучков А.Н. Возможности применения нелинейных цифровых антенных решеток в декаметровом диапазоне // Вестник Инженерной школы ДВФУ. – 2015. – № 2. С. 17–26. URL: <http://vestnikis.dvfu.ru/images/2015-2-3.pdf>.

11. Орощук И.М., Сучков А.Н. // Пространственно-корреляционный метод обработки сигналов декаметрового диапазона: Тез. докл. 16-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение». М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова. 2014. С. 302.

12. Орощук И.М., Сучков А.Н., Василенко А.М. // Пространственно-корреляционный метод обработки сигналов в неэквидистантных цифровых антенных решетках: Тез. докл. 17-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение». М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова. 2015. С. 385.

13. Долгих В.Н., Орощук И.М., Сучков А.Н. Пространственно-корреляционные свойства сигналов и помех декаметрового диапазона. Владивосток: Филиал ВУНЦ ВМФ «ВМА им. Н.Г. Кузнецова», 2013.

14. Орощук И.М., Долгих В.Н., Сучков А.Н. Измерительное устройство для оценки пространственно- и частотно-корреляционных свойств сигналов и

помех декаметрового диапазона // Известия Волгоградского государственного технического университета. 2013. Т. 8. № 23 (126). – С. 95–99.

15. Орощук И.М., Сучков А.Н. Жариков-Горский В.А. Моделирование пространственно-корреляционных характеристик поля радиосигналов и радиопомех в цифровых антенных решетках декаметровых радиоэлектронных систем // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2017. № 3 . – С. 60–68.

16. Орощук И.М., Сучков А.Н., Жариков-Горский В.А. // Алгоритм синтеза поля статистически связанных в пространстве радиопомех декаметрового диапазона: Тез. докл. 17-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение». М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова. 2016. С. 551.

17. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. Радио, 1968.

18. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982.

19. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связь, 1972.

Для цитирования:

И. М. Орощук, А. Н. Сучков, В. А. Жариков-Горский, М. В. Соловьёв. Метод моделирования скалярного поля радиопомех декаметрового диапазона, рандомизированного цифровой антенной решеткой. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 4. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr18/4/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2018.4.4