

Пространственно-частотная модуляция зондирующих сигналов РЛС с ФАР

В. М. Кутузов[✉], В. П. Ипатов, М. А. Овчинников

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

[✉] vmkutuzov@etu.ru

Аннотация

Введение. Сложные сигналы находят широкое применение в радиолокации. Использование фазированных антенных решеток (ФАР) открывает дополнительные возможности для скрытной работы РЛС, что повышает её помехозащищенность и электромагнитную совместимость. В статье исследуется энергетическая скрытность РЛС с многочастотным зондирующим сигналом с пространственно-частотной модуляцией по сравнению с аналогичным многочастотным сигналом без дополнительной пространственной модуляции.

Цель работы. Анализ энергетической скрытности работы РЛС с пространственно-частотной модуляцией квазинепрерывного многочастотного зондирующего сигнала в приеме-передающей ФАР.

Материалы и методы. Для анализа скрытности и взаимного влияния рассматривается энергетический приемник (ЭП) с входным фильтром и амплитудным детектором. Для получения характеристик скрытности используется аппарат функций неопределенности (ФН) во временной, частотной и пространственной областях. Рассматриваются сигналы с непрерывным и квазинепрерывным излучением.

Результаты. Получены оценки выигрыша в уровне сигнала, поступающего на вход ЭП при различных углах его расположения относительно цели. Анализ проводится при совпадении спектра сигнала с полосой фильтра ЭП. Рассмотрена ситуация с известным угловым положением ЭП. Предложен алгоритм адаптивного формирования диаграммы направленности ФАР с нулем излучения в направлении на ЭП. Показано, что в этом случае возможно возникновение интерференционных боковых лепестков многомерной пространственно-временной ФН, для устранения которых рассмотрен рассогласованный алгоритм корреляционной обработки. Приведены оценки проигрыша в отношении сигнал/шум за счет рассогласования. Проводится сравнение энергетической скрытности РЛС с пространственной модуляцией и обычной РЛС с аналогичным по энергетике и числу полос многочастотным зондирующим сигналом и идентичной эквидистантной N-элементной ФАР, но без дополнительной пространственной модуляции.

Заключение. Полученные в работе результаты свидетельствуют о возможности повышения скрытности работы РЛС за счет дополнительной пространственной модуляции многочастотного зондирующего сигнала. При этом энергетические потери при использовании многоканальной пространственно-частотной корреляционной обработки отсутствуют.

Ключевые слова: многочастотный сигнал, энергетический приемник, функция неопределенности, пространственно-частотная модуляция

Для цитирования: Кутузов В. М., Ипатов В. П., Овчинников М. А. Пространственно-частотная модуляция зондирующих сигналов РЛС с ФАР // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 57–72.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-57-72

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 21.04.2025; принята к публикации после рецензирования 14.06.2025; опубликована онлайн 29.09.2025



Spatial Frequency Modulation of Probing Signals from Phased Array Radar Systems

Vladimir M. Kutuzov[✉], Valery P. Ipatov, Mihail A. Ovchinnikov

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

[✉] vmkutuzov@etu.ru

Abstract

Introduction. Complex signals are widely used in radar location. The use of phased array antennas (PAA) offers additional opportunities for covert operation of radar systems by increasing their noise immunity and electromagnetic compatibility. This article compares the energy concealment of a radar system with a multi-frequency probing signal with spatial frequency modulation and that of an analogous system without additional spatial modulation.

Aim. Analysis of the energy concealment of radar operation with spatial frequency modulation of a quasi-continuous multi-frequency probing signal in a transmitting-and-receiving PAA.

Materials and methods. The signal security and mutual influence was analyzed using an energy receiver (ER) with an input filter and an amplitude detector. The characteristics of signal security were obtained using a set of ambiguity functions (AF) in the temporal, frequency, and spatial domains. Signals with continuous and quasi-continuous radiation were considered.

Results. Estimates of the gain in the signal level received at the ER input at different angles of its location relative to the target are obtained. The analysis is performed when the signal spectrum matches the ER filter band. A situation with the known angular position of the ER is considered. An algorithm for adaptive formation of the PAA pattern with zero radiation in the direction of the ER is proposed. In this case, interference side lobes of a multi-dimensional spatiotemporal AF may occur, for which an inconsistent correlation processing algorithm is considered. Estimates of the loss in terms of signal/noise due to misalignment are given. The energy concealment of a radar system with spatial modulation and a conventional radar with a similar multi-frequency probing signal in terms of energy and the number of bands and an identical equidistant N-element FAA, but without additional spatial modulation, is carried out.

Conclusion. The results obtained indicate the possibility of increasing the communication security of radar operation due to additional spatial modulation of the multi-frequency probing signal. In this case, energy losses associated with the use of multi-channel spatial-frequency correlation processing are absent.

Keywords: multi-frequency signal, energy receiver, ambiguity function, spatial frequency modulation

For citation: Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Ovchinnikov M. A. Spatial Frequency Modulation of Probing Signals from Phased Array Radar Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 57–72.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-57-72

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 21.04.2025; accepted 14.06.2025; published online 29.09.2025

Введение. Применение широкополосных сигналов с большой базой в системах связи и радиолокации обеспечивает повышенные характеристики энергетической скрытности и электромагнитной совместимости с другими пользователями частотного диапазона [1]. Это объясняется возможностью снижения пиковой мощности сигнала РЛС и его маскировкой сопутствующими аддитивными шумами в приемниках сторонних радиоэлектронных средств, включая панорамные приемники радиомониторинга [2]. Поскольку в сторонних приемниках несущая частота, тип и параметры модуляции зондирующего сигнала априори неизвестны, их целесообразно рассматривать как энергетиче-

ские приемники (ЭП) с определенной полосой обзора и временем анализа [1, 3].

Применение дополнительной пространственной модуляции зондирующих сигналов в РЛС с фазированными антенными решетками (ФАР) улучшает скрытность и электромагнитную совместимость лоатора, а применение технологии ММО (multiple-input and multiple-output) при приеме и обработке отраженных сигналов позволяет избежать энергетических потерь в процессе формирования приемной диаграммы направленности (ДН) ФАР [4].

В современных РЛС различного функционального назначения находят широкое применение сложные сигналы с фазокодовой и ча-

стотной модуляцией, в том числе многочастотные и многополосные сигналы с частотным кодированием [5–10], что обеспечивает повышенную скрытность работы РЛС [11]. В то же время использование сигналов этого типа в качестве зондирующих допускает для повышения скрытности и улучшения электромагнитной совместимости введение дополнительной пространственной модуляции сигнала в антенной решетке на принципах, подробно изложенных в [4] в приложении к сложным фазокодовым сигналам с большой базой.

В статье рассматривается возможность и анализируется эффективность введения пространственной модуляции в когерентной РЛС с многочастотным зондирующим сигналом. Принципы формирования и алгоритмы обработки многочастотных и многополосных сигналов подробно рассмотрены в [12, 13], включая режим работы РЛС на единую приемопередающую антенну.

Цель работы. Сравнительный анализ показателей энергетической скрытности и электромагнитной совместимости РЛС с многочастотным зондирующим сигналом за счет введения дополнительной пространственно-частотной модуляции в приемопередающей ФАР.

Исходные данные. Рассмотрим многочастотный сигнал, состоящий из N гармонических поднесущих конечной длины T , которые эквидистантно расположены на частотной оси с шагом $\Delta f = f_{n+1} - f_n$, где f_n – частота поднесущей, образующей элементарный сигнал $s_n(t)$ длительностью T и амплитудой A . Энергия всех элементарных сигналов конечна, постоянна и не зависит от номера поднесущей. В комплексной форме такой сигнал представим в виде

$$s_n(t) = Ae^{j(2\pi f_n t + \varphi_n)} = Ae^{j\{2\pi t[f_1 + (n-1)\Delta f] + \varphi_n\}}; t \in [0, T], \quad (1)$$

где j – мнимая единица; f_1 – частота первой поднесущей; φ_n – начальная фаза n -й поднесущей. Воспользуемся комплексной огибающей сигнала (1) и запишем суммарный сигнал в виде [1]

$$\dot{S}(t) = A \sum_{n=1}^N e^{j[2\pi \Delta f t(n-1-N/2) + \varphi_n]}. \quad (2)$$

Отраженный от движущейся точечной цели элементарный сигнал (1) будет иметь задержку τ и доплеровский сдвиг частоты f_d :

$$s_n(t, \tau, f_d) = Ae^{j[2\pi(f_n + f_d)(t-\tau) + \varphi_n]}; \quad (3)$$

$$t \in [0, T - \tau].$$

Комплексная огибающая N -частотного сигнала (3) с учетом идентичных для всех элементарных сигналов значений задержки τ и практически равных значений доплеровского сдвига частоты f_d примет вид:

$$\dot{S}_{от}(t, \tau, f_d) = A \sum_{n=1}^N e^{j\{2\pi(t-\tau)[\Delta f(n-1-N/2) + f_d] + \varphi_n\}}; \quad (4)$$

$$t \in [0, T - \tau].$$

Далее для упрощения выкладок положим $A = 1$ на интервале времени наблюдения от 0 до T .

Спектральный состав суммарного сигнала (2) имеет вид суммы N стандартных функций вида $\sin x/x = \text{sinc } x$, сдвинутых по частотному параметру f_n , с соответствующими фазовыми множителями:

$$F(f) = T \sum_{n=1}^N e^{j\varphi_n} \frac{\sin[\pi T(f + f_n)]}{\pi T(f + f_n)} = T \sum_{n=1}^N e^{j\varphi_n} \text{sinc}[\pi T(f + f_n)]. \quad (5)$$

При $T \rightarrow \infty$ $\text{sinc}[\pi T(f + f_n)]$ стремится к дельта-функции Дирака $\delta[\pi T(f + f_n)]$, спектр сигнала (5) примет линейчатый вид с прямоугольной огибающей шириной $\Delta F = (N - 1)\Delta f$. При $\varphi_n = \text{const}$ огибающая суммарного сигнала (2) во временной области примет вид бесконечной последовательности импульсов вида

$$S(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \text{sinc}\{\pi \Delta F [t - (m-1)T_{и}]\}, \quad (6)$$

период которой $T_{и} = 1/\Delta f$, а длительность импульсов на уровне -3 дБ $\Delta \tau = 1/\Delta F$ или $2\Delta \tau = 2/\Delta F$ по первым нулевым значениям. При

конечной длительности сигналов (1) последовательность периодических импульсов будет также конечной и состоять из $M = T/T_{\text{и}} = T\Delta F$ импульсов той же длительности, что и (6).

При согласованной обработке в приемнике РЛС, основанной на вычислении корреляционного интеграла вида [9]

$$Z(\tau, f_{\text{д}}) = \int_0^T \dot{S}_{\text{от}}(t, \tau, f_{\text{д}}) \dot{S}^*(t) dt, \quad (7)$$

известные при излучении начальные фазы φ_n всех поднесущих f_n будут скомпенсированы за счет комплексного сопряжения $\dot{S}(t)$ вида (2), чему соответствует знак «*» в выражении (7), поэтому их можно положить случайными и распределенными равномерно на интервале $[0, 2\pi]$. После подстановки (2) и (4) в (7) и несложных преобразований получим выражение, модуль которого является функцией неопределенности (ФН) $\chi(\tau, f_{\text{д}})$ в области неотрицательных задержек [13]:

$$\chi(\tau, f_{\text{д}}) = \left| (T - \tau) \frac{\sin(\pi\Delta f N \tau)}{\sin(\pi\Delta f \tau)} \frac{\sin[\pi f_{\text{д}}(T - \tau)]}{\pi f_{\text{д}}(T - \tau)} \right|. \quad (8)$$

По оси задержек τ ФН вида (8) имеет периодически повторяющиеся максимумы высокого уровня в точках $m\tau_{\text{max}} = mT_{\text{и}} = m/\Delta f$ (m – целое число). Пример модуля ФН (8), нормированной к максимальному значению $\chi(0, 0)$, в области первых 6 максимумов, которые спадают пропорционально сомножителю $(T - \tau)$, представлен на рис. 1, а для $N = 100$ при $\Delta f = 10$ кГц и $T = 1$ мс.

В области главного лепестка ФН при больших $N \Delta f |\tau| \ll 1$, поэтому можно положить $\sin(\pi\Delta f \tau) \approx \pi\Delta f \tau$. Выражение (8) упростится:

$$\chi(\tau, f_{\text{д}}) = \left[N(T - |\tau|) \right] \text{sinc}\{\pi\Delta F \tau\} \text{sinc}\{\pi f_{\text{д}}(T - |\tau|)\}. \quad (9)$$

График нормированной ФН в области главного лепестка представлен на рис. 1, б.

Как видно из рис. 1, б, первый ноль главного лепестка ФН (9) по оси задержек определяется как $\tau = 1/\Delta f N = 1/\Delta F$. По оси доплеровских частот первый ноль у главного лепестка ФН определяется длительностью сигнала T : $f_{\text{д}} = 1/T$. В дальнейшем у ФН (рис. 1, а) наблюдается линейное снижение максимумов, следующих по оси задержек с периодом $T_{\text{и}}$, до уровня, пропорционального $(T - |\tau|) = [T - (n - 1)T_{\text{и}}]$, где n – номер максимума ФН. При этом наблюдается расширение этих максимумов по оси доплеровских частот в соответствии с последним сомножителем в (8).

При работе РЛС на одну антенну необходимо использовать квазинепрерывный режим [9]. Воспользуемся сигналом развязки работы приемников и передатчиков в отдельных модулях ФАР в виде регулярной импульсной последовательности (РИП) с длительностью импульса $\tau_{\text{РИП}}$ и интервалом следования импульсов $T_{\text{РИП}}$. Временная структура многочастотного квазинепрерывного сигнала представлена на рис. 2.

Спектральная структура сигнала на каждой частоте также изменится и будет содержать дополнительные максимумы, зеркально распо-

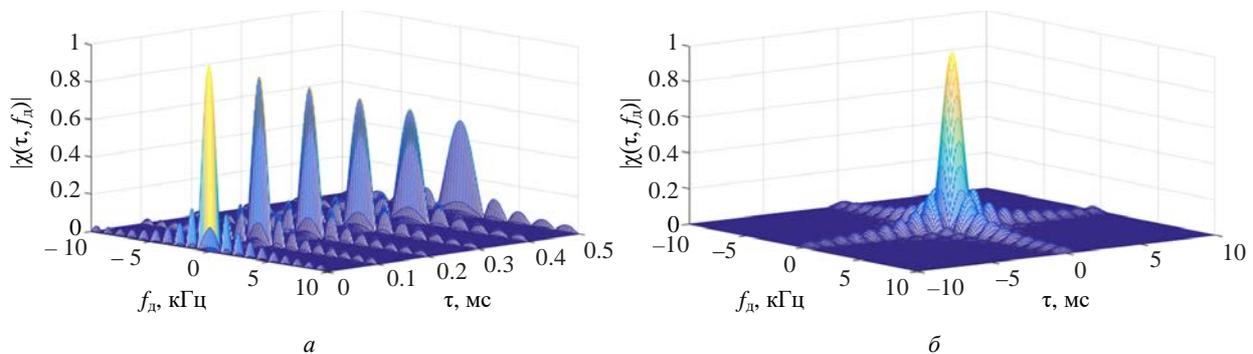


Рис. 1. Модуль ФН $|\chi(\tau, f_{\text{д}})|$ многочастотного сигнала (4) в области: а – первых 6 максимумов; б – главного лепестка

Fig. 1. Module of the multi-frequency signal (4) AF $|\chi(\tau, f_{\text{д}})|$ in the area of the: а – first 6 maxima; б – main lobe

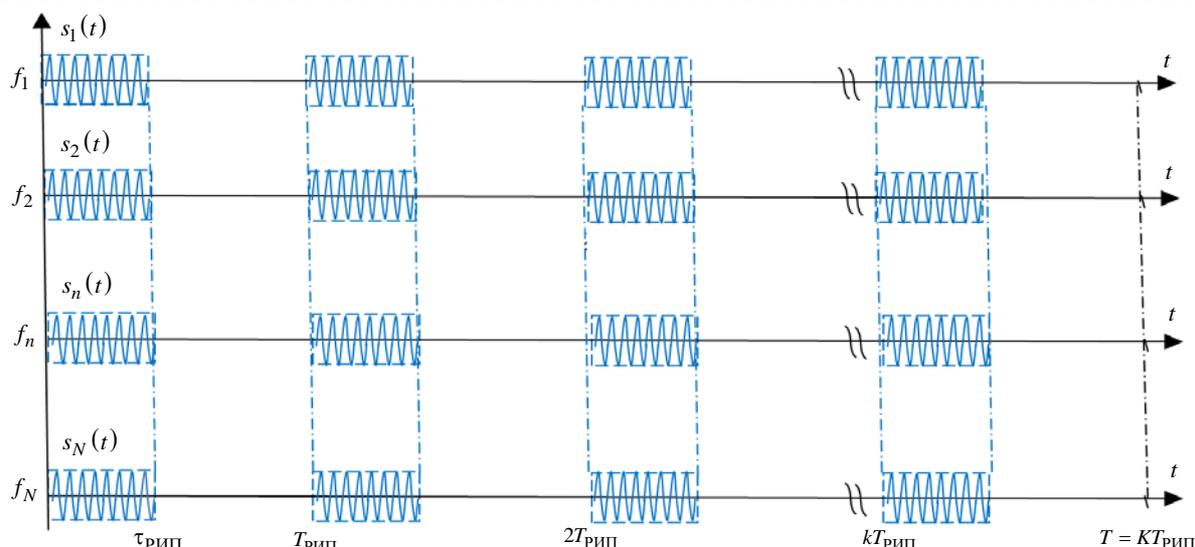


Рис. 2. Структура многочастотного сигнала на основе РИП

Fig. 2. Structure of a multi-frequency signal based on regular impulse sequence

ложенные вокруг несущей частоты f_n каждой импульсной последовательности. Учитывая, что каждой несущей частоте при излучении многочастотного сигнала будет соответствовать свой пространственный канал n , пространственно-частотную структуру сигнала удобно представить в виде, приведенном на рис. 3, где по оси ординат отложены номера поднесущих частот f_n , а по оси абсцисс – номера пространственных каналов антенных элементов ФАР ($AЭ_n$), по которым осуществляется излучение соответствующих частот. Все спектральные сечения на рис. 3 представляют собой амплитудный спектр импульсной последовательности $|F(f)|$. Ширина спектральных линий по-прежнему определяется как величина, обратная длительности сигнала T , а форма описывается выражением $\text{sinc}\{\pi(f - f_n)T\}$. Раз-

ность между соседними частотами в пространственных каналах $\Delta f = 1/T_{\text{РИП}}$, поэтому главные максимумы спектра для всех f_n расположены в точках $\Delta f(n-1)T_{\text{РИП}} = 0, 1, 3, 5, \dots$. При скважности $Q = 2$ в этих же точках со сдвигом на нечетное целое число $\Delta f(n-1)T_{\text{РИП}} \pm 1, 3, 5, \dots$ располагаются остальные максимумы, уровень которых пропорционален величине $\text{sinc}\{\pi(f - f_n)\tau_{\text{РИП}}\}$. Нулевые значения спектральных сечений находятся в точках, также определяемых огибающей вида $\text{sinc}\{\pi(f - f_n)\tau_{\text{РИП}}\}$.

Функция приема квазинепрерывного сигнала на основе РИП в общем виде имеет вид периодической трапеции, вырождающейся при $Q = 2$ в треугольник [4], поэтому рабочая область без слепых зон по задержке τ_{max} определяется как $\tau_{\text{max}} = T_{\text{РИП}} - \tau_{\text{РИП}}$.

Если при построении ФН для одного многочастотного импульса РИП $\chi_{\text{и}}(\tau, f_{\text{д}})$ на интервале $|\tau| \leq \tau_{\text{РИП}}$ воспользоваться (8), то, положив $T = \tau_{\text{РИП}}$, при единичной амплитуде импульса $A(t) = 1$ можно записать:

$$\chi_{\text{и}}(\tau, f_{\text{д}}) = \left| \left(\tau_{\text{РИП}} - |\tau| \right) \frac{\sin(\pi \Delta f N \tau)}{\sin(\pi \Delta f \tau)} \frac{\sin\left[\pi f_{\text{д}}(\tau_{\text{РИП}} - |\tau|)\right]}{\pi f_{\text{д}}(\tau_{\text{РИП}} - |\tau|)} \right|. \quad (10)$$

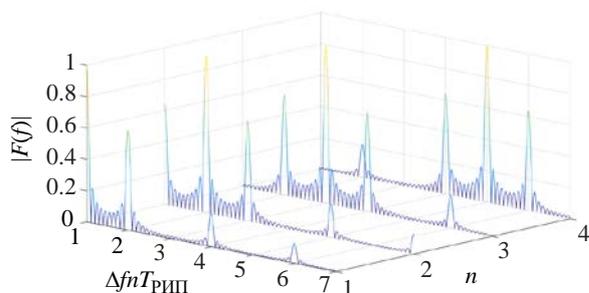


Рис. 3. Пространственно-частотная структура многочастотного сигнала при скважности $Q = 2$

Fig. 3. Spatial-frequency structure of a multi-frequency signal with a duty cycle of $Q = 2$

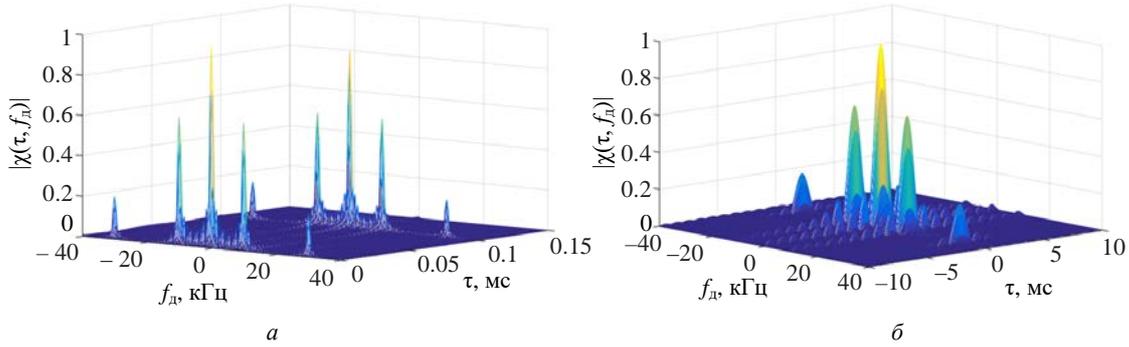


Рис. 4. Модуль ФН $|\chi(\tau, f_d)|$ многочастотного квазинепрерывного сигнала: a – первые два пика; b – главный лепесток
 Fig. 4. Module of the multi-frequency quasi-continuous signal AF $|\chi(\tau, f_d)|$: a – first two peaks; b – main lobe

Тогда ФН всего сигнала $\chi(\tau, f_d)$, представленного на рис. 2 и состоящего из K многочастотных импульсов РИП на интервале T , можно записать как сумму частных ФН $\chi_k(\tau, f_d)$ для отдельных импульсов РИП (10) с учетом их запаздывания на $T_{РИП}(k-1)$ [12]:

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \sum_{k=1}^K \chi_k(\tau, f_d) = \sum_{k=1}^K \chi_n(\tau', f_d) = \\ &= \chi_n(\tau, f_d) \sum_{k=1}^K e^{-j2\pi f_d(k-1)T_{РИП}}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\chi_n(\tau', f_d)$ – ФН первого многочастотного импульса с учетом задержки $\tau' = \tau + (k-1)T_{РИП}$. Сделав в (11) замену $\exp\{j2\pi f_d k T_{РИП}\} = z^k$ и используя свойство геометрической прогрессии [14], преобразуем (11) к виду для всего интервала задержек $|\tau| \leq T$, разбитого на равные и примыкающие интервалы $(k-1)\tau_{РИП} < |\tau| \leq k\tau_{РИП}$, где $k = 1, 2, \dots, K$:

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \left| (T - |\tau|) \frac{\sin(\pi f_d T)}{\sin(\pi f_d T_{РИП})} \frac{\sin(\pi \Delta F \tau)}{\sin(\pi \Delta f \tau)} \times \right. \\ &\left. + \sum_{k=1}^K (k\tau_{РИП} - |\tau|) \frac{\sin[\pi f_d (k\tau_{РИП} - |\tau|)]}{\pi f_d (k\tau_{РИП} - |\tau|)} \right|, \end{aligned} \quad (12)$$

где задержка в зависимости от k принимает значение от 0 до T . В области главного лепестка $k = 1$ в силу малости аргументов синусов в знаменателях первых двух дробей (12) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \left| NK(\tau_{РИП} - |\tau|) \operatorname{sinc}\{\pi \Delta F \tau\} \times \right. \\ &\left. \times \operatorname{sinc}\{\pi f_d T\} \operatorname{sinc}\{\pi f_d (\tau_{РИП} - |\tau|)\} \right|. \end{aligned} \quad (13)$$

Модуль нормированной к $\chi(0, 0)$ ФН $|\chi(\tau, f_d)|$ в области первых двух пиков при скважности сигнала развязки РИП $Q = 2$ представлен на рис. 4, a . Главный лепесток этой ФН отдельно представлен на рис. 4, b .

Как видно из графиков, зона однозначных измерений задержек ограничена величиной $\tau = T_{РИП}$, а зона однозначных измерений по доплеровскому сдвигу частоты ограничена обратной величиной $f_d = 1/T_{РИП}$. Разрешение по задержке при согласованной обработке $\Delta\tau$ определяется шириной спектра всего сигнала: $\Delta\tau = 1/\Delta f N = 1/\Delta F$, а разрешение по доплеровской частоте Δf_d – длительностью сигнала: $\Delta f_d = 1/K T_{РИП} = 1/T$.

Методы и основные соотношения. Рассмотрим линейную ФАР с эквидистантным расположением N антенных элементов в виде приемо-передающих модулей [15], число которых примем равным числу частот в многочастотном сигнале (см. рис. 2). При этом каждая частота f_n излучается соответствующим АЭ с тем же номером: АЭ $_n$. Излучаемый сигнал отдельного АЭ $_n$ (1) получит дополнительный фазовый множитель и примет вид

$$s_n(t) = A e^{j(2\pi f_n t + \varphi_n)} e^{j \frac{2\pi(n-1)d}{\lambda_n} \sin \theta}, \quad t \in [0, T], \quad (14)$$

где d – шаг ФАР; λ_n – длина волны, соответствующая несущей частоте f_n ; θ – угол, отсчи-

тываемый от нормали к линии апертуры ФАР. Учитывая, что $f_n \gg \Delta f$, можно положить длины волн равными $\lambda_n = \lambda$. Тогда при $d = \lambda/2$ фазовый набег между соседними АЭ равен $U = \pi \sin \theta$, где U – нормированная пространственная частота, определяемая как скорость изменения фазы вдоль пространственной координаты [4]. Выражение (14) примет вид

$$s_n(t) = Ae^{j(2\pi f_n t + \varphi_n)} e^{j(n-1)U}. \quad (15)$$

Если начальные фазы на каждой несущей частоте идентичны и $\varphi_n = \varphi$, то суммарный излучаемый всеми АЭ сигнал (2) с учетом (15) примет вид

$$S(t) = A \sum_{n=1}^N s_n(t) = Ae^{j\varphi} \sum_{n=1}^N e^{j2\pi f_n t} e^{j(n-1)U}, \quad (16)$$

а его спектр с точностью до несущественного фазового множителя можно записать как преобразование Фурье (16):

$$\begin{aligned} F(f) &= Ae^{j\varphi} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)U} \int_0^T e^{j2\pi(f_n - f)t} dt = \\ &= ATe^{j\varphi} \sum_{n=1}^N \text{sinc}\{\pi T(f + f_n)\} e^{j(n-1)U}. \quad (17) \end{aligned}$$

На входе ЭП сигнал (16) получит задержку τ :

$$\begin{aligned} S(t - \tau) &= \sum_{n=1}^N s_n(t - \tau) = \\ &= Ae^{j\varphi} \sum_{n=1}^N e^{j2\pi f_n(t - \tau)} e^{j(n-1)U}. \quad (18) \end{aligned}$$

Первый сомножитель под суммой в (18) определяет временную зависимость суммарного сигнала на входе стороннего ЭП, а второй – угловую зависимость при отклонении углового положения ЭП от нормали к апертуре ФАР.

В частотной области задержка приводит к сдвигу фазового спектра сигнала на величину $-2\pi f \tau$. Спектр задержанного сигнала $F'(f)$ с учетом (17) можно записать как

$$F'(f) = e^{-j2\pi f \tau} F(f). \quad (19)$$

Во временной области первый сомножитель в (19) приведет к сдвигу исходной импульсной

последовательности с огибающей вида (6) на время $t = \tau$:

$$\begin{aligned} S(t - \tau) &= \\ &= AT_{\text{и}} \sum_{m=1}^M \text{sinc}\{\pi \Delta F [(t - \tau) - (m-1)T_{\text{и}}]\}, \quad (20) \end{aligned}$$

где M определяется отношением общей длительности сигнала T и периодом $T_{\text{и}}$: $M = T/T_{\text{и}}$.

Результаты. Для определенности предположим, что спектр многочастотного сигнала с шириной ΔF целиком попадает в полосу входного фильтра ЭП $\Delta F_{\text{ф}} \approx \Delta F$, а центральная частота настройки фильтра $f_{\text{ф}}$ и средняя частота спектра сигнала $f_{\text{ср}} = (f_N - f_1)/2$ равны $f_{\text{ср}} = f_{\text{ф}}$. Если входной фильтр ЭП может быть аппроксимирован прямоугольной частотной характеристикой, как в [1], то спектр сигнала поступает на вход ЭП без ослабления отдельных частотных составляющих, и огибающая сигнала без учета пространственной модуляции будет иметь вид (20). Пространственная и временная составляющие сигнала в данном случае легко разделяются и могут анализироваться отдельно [13]. При равных начальных фазах $\varphi_n = \varphi$ пространственная модуляция обеспечит известную угловую зависимость интенсивности сигнала на входе ЭП вида $F(U) = N \text{sinc}\{UN/2\}$, где N – число АЭ, равное числу частот сигнала.

Если входной фильтр имеет стандартную характеристику отдельного частотного канала преобразования Фурье с постоянной времени $T_{\text{ф}}$, что справедливо при выполнении на входе ЭП дискретного преобразования Фурье [2], то сигнал на выходе фильтра ЭП в момент времени $t = T_{\text{ф}}$ можно записать как

$$\begin{aligned} F(U) &= \int_0^{T_{\text{ф}}} S(t - \tau) e^{-j2\pi f_{\text{ф}} t} dt = \\ &= A \sum_{n=1}^N e^{j\varphi_n} e^{j(n-1)U} \int_0^{T_{\text{ф}}} s_n(t - \tau) e^{-j2\pi f_{\text{ф}} t} dt. \quad (21) \end{aligned}$$

После взятия интеграла и исключения несущественных фазовых множителей вида

$\exp\{-j2\pi f_n \tau\}$, которые не повлияют на случайный характер фаз φ_n , выражение (21) позволяет вычислить угловой спектр $F(U)$, характеризующий зависимость уровня сигнала от азимутальной пространственной частоты U :

$$F(U) = NT_\Phi \sum_{n=1}^N e^{j\varphi_n} \operatorname{sinc}\{\pi(f_n - f_\Phi)T_\Phi\} e^{j(n-1)U}. \quad (22)$$

Как видно из (22), спектральные составляющие многочастотного сигнала в результате суммируются с весами, определяемыми частотной характеристикой входного фильтра. На рис. 5 синим цветом представлен модуль углового спектра для случая равных фаз $\varphi_n = \varphi$, полученный при $N = 32$. Как видно из графика, кривая близка к традиционной зависимости вида $N\operatorname{sinc}\{\pi UN\}$, но с несколько пониженными боковыми лепестками, что объясняется весовой обработкой исходного спектра сигнала во входном фильтре. Красным цветом приведен пример зависимости модуля углового спектра $F(U)$ при случайных равномерно распределенных на интервале от 0 до 2π начальных фазах φ_n . Как показало моделирование, средний уровень зависимости модуля $F(U)$ при случайных фазах, полученный при усреднении результатов 1000 экспериментов с различным набором случайных фаз и приведенный на рис. 5 штриховой линией, в \sqrt{N} раз меньше максимального значения аналогичной зависимости, полученной при равных начальных фа-

зах гармоник многочастотного сигнала. Это объясняется тем, что при больших N в соответствии с центральной предельной теоремой при суммировании узкополосных сигналов происходит нормализация плотности распределения вероятности совокупного сигнала, дисперсия которого растет пропорционально \sqrt{N} .

Из приведенных на рис. 5 графиков можно сделать вывод, что многочастотный сигнал с дополнительной пространственной модуляцией имеет выигрыш по скрытности его обнаружения ЭП в \sqrt{N} раз при случайном законе распределения начальных фаз и совпадении азимута обнаруживаемой цели и носителя ЭП. При отклонении азимута носителя ЭП от направления на цель преимущества случайности фаз пространственно модулированного многочастотного сигнала утрачиваются, а при больших отклонениях наблюдается проигрыш. Однако при сканировании пространства главный лепесток в режиме излучения не будет сформирован ни в одном направлении.

При известном угловом положении носителя ЭП этот проигрыш может быть устранен за счет коррекции распределения случайных, но известных при излучении сигнала начальных фаз поднесущих частот f_n . Если ФАР в режиме передачи и приема сигнала ориентирована на просмотр угловой частоты U_0 , а азимуту ЭП соответствует пространственная частота $U_{ЭП}$, то согласно (22) для конкретного набора случайных фаз φ_n можно записать угловые зависимости $F_0(U) = F(U - U_0)$ и $F_{ЭП}(U) = F(U - U_{ЭП})$, аналогичные приведенной на рис. 5, но с соответствующим сдвигом U_0 или $U_{ЭП}$ по пространственной частоте. В [7] приведена известная методика формирования адаптивных ДН ФАР в режиме приема с нулевым значением в направлении на помеху с известным углом прихода. Эта методика упрощается при бесконечно большом отношении сигнал/шум и гарантирует точное формирование нуля ДН в направлении на помеху. Такой подход можно использовать и при формировании характеристик направленности ФАР в режиме передачи. Отличие будет заключаться в снятии условия максимизации ДН ФАР в направлении на цель в режиме передачи.

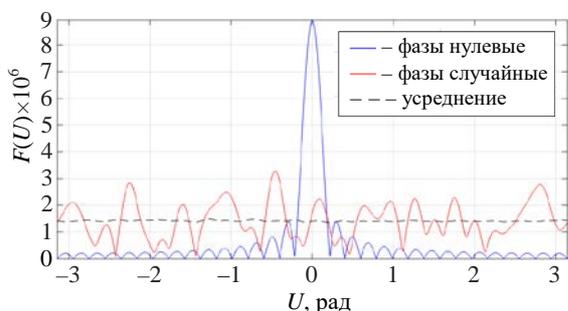


Рис. 5. Угловые зависимости интенсивности сигналов на входе ЭП при фиксированных (синяя линия) и случайных (красная линия) начальных фазах частот

Fig. 5. Angular dependencies of the signal intensity at the ER input for fixed (blue line) and random (red line) initial frequency phases

Искомую ДН в режиме передачи $F_{\Sigma}(U)$ с нулем в направлении $U = U_{\text{ЭП}}$ можно найти из уравнения

$$F_{\Sigma}(U) = F_0(U) - kF_{\text{ЭП}}(U), \quad (23)$$

где k – комплексный коэффициент, который находится из условия равенства нулю ДН $F_{\Sigma}(U)$ при $U = U_{\text{ЭП}}$: $F_{\Sigma}(U_{\text{ЭП}}) = 0$, откуда

$$k = F_0(U_{\text{ЭП}})/F_{\text{ЭП}}(U_{\text{ЭП}}). \quad (24)$$

Подставив (24) в (23), получим искомую ДН в режиме излучения многочастотного сигнала:

$$F_{\Sigma}(U) = F_0(U) - F_{\text{ЭП}}(U)F_0(U_{\text{ЭП}})/F_{\text{ЭП}}(U_{\text{ЭП}}). \quad (25)$$

Примеры формирования $F_{\Sigma}(U)$ вида (25) при $N = 32$ приведены на рис. 6 для случая $U_0 = 0$ рад при $U_{\text{ЭП}}$: $a - \pi/32$ рад; $b - \pi/16$ рад; $v - \pi/4$ рад; $z - \pi/2$ рад, что соответствует азимутальным углам θ , равным 1.8, 3.6, 14.5 и 30° соответственно. Направление на ЭП отмечено на рис. 6 стрелками.

Для нахождения комплексных весовых коэффициентов $x(n)$ для каждого из N АЭ $_n$ раз-

бьем интервал пространственных частот от $-\pi$ до $+\pi$ на N равных интервалах $\Delta U = 2\pi/N$ и вычислим N значений $F_0(U)$ в точках $U = n\Delta U$: $F_0(n\Delta U)$. Весовые коэффициенты $x(n)$ для формирования требуемой ДН $F_{\Sigma}(U)$ можно вычислить на основе обратного преобразования Фурье [16]:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=1}^N F_0(m\Delta U) e^{j2\pi n \frac{m}{N}}. \quad (26)$$

Здесь угловая и пространственная переменные для разделения обозначены как m и n соответственно, но размерность обоих рядов одинакова и равна N . На основании (22) с учетом (26) можно записать требуемую ДН с гарантированным нулем в направлении на ЭП $U_{\text{ЭП}}$:

$$F_{\Sigma}(U) = NT_{\Phi} \sum_{n=1}^N x(n) \text{sinc}\{\pi(f_n - f_{\Phi})T_{\Phi}\} e^{j(n-1)U}. \quad (27)$$

Случайные начальные фазы поднесущих φ_n в (27) вошли в аргументы весовых коэффициентов $x(n)$.

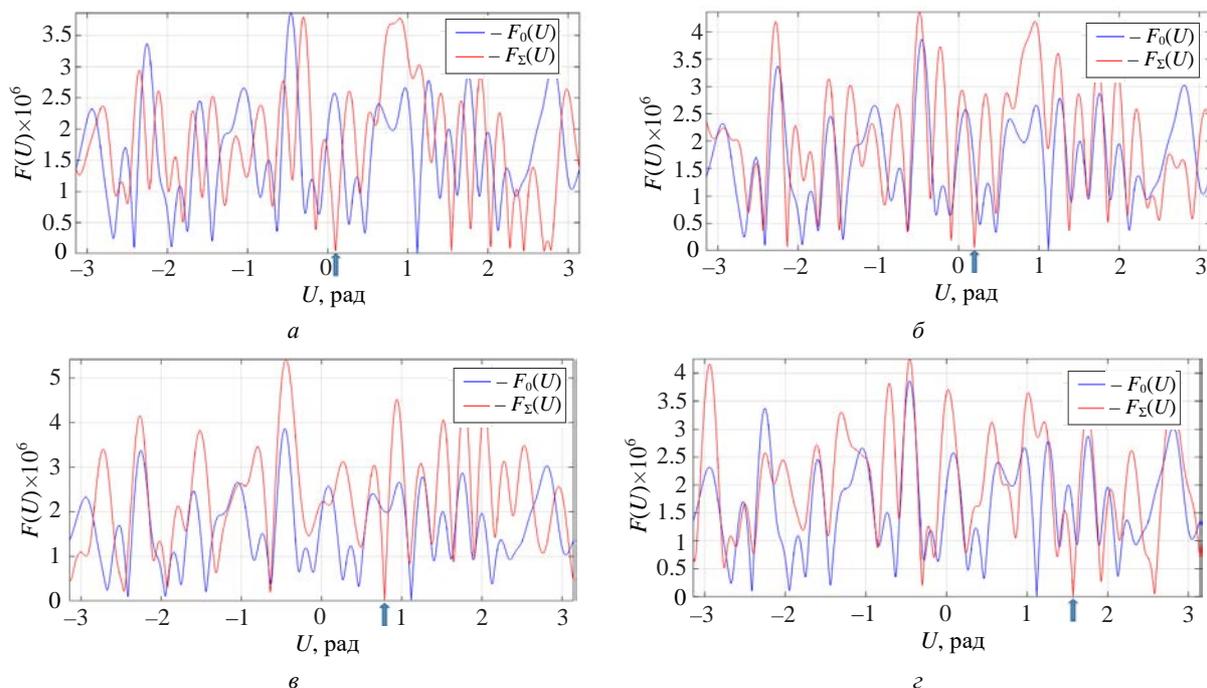


Рис. 6. Модули ДН в режиме излучения при различных $U_{\text{ЭП}}$ [рад]: $a - \pi/32$; $b - \pi/16$; $v - \pi/4$; $z - \pi/2$

Fig. 6. Array pattern modules in the radiation mode for different $U_{\text{ЭП}}$ [rad]: $a - \pi/32$; $b - \pi/16$; $v - \pi/4$; $z - \pi/2$

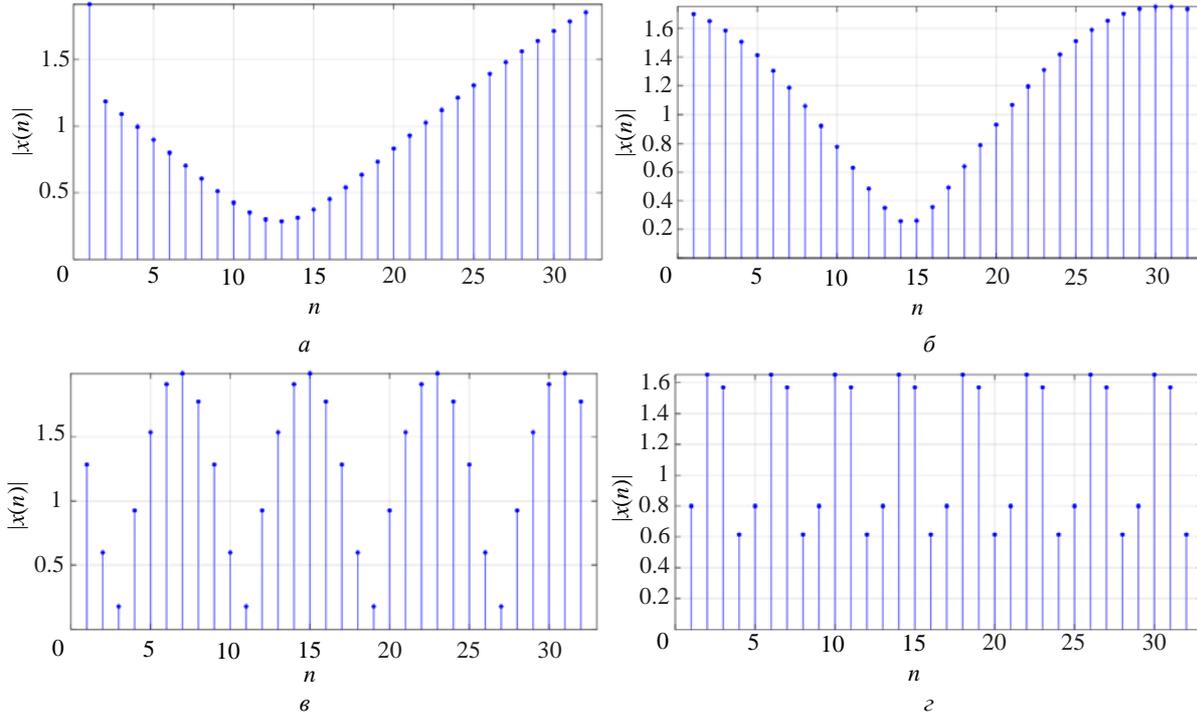


Рис. 7. Распределение модулей весовых коэффициентов $|x(n)|$ при числе АЭ ФАР $N = 32$ и различных $U_{ЭП}$ [рад]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; г – $\pi/2$

Fig. 7. Distribution of the modules of weighting coefficients $|x(n)|$ for the number of AEs of the phased array $N = 32$ for different $U_{ЭП}$ [rad]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; г – $\pi/2$

На рис. 7 приведены значения модулей весовых коэффициентов $x(n)$ для формируемой ДН с нулем в направлении на ЭП $F_{\Sigma}(U)$ при $U_{ЭП}$: а – $\pi/32$ рад; б – $\pi/16$ рад; в – $\pi/4$ рад; г – $\pi/2$ рад. В исходном распределении все модули равны 1, а фазы случайны. В случае формирования ДН с нулем в направлении ЭП модули весовых коэффициентов $|x(n)|$ отличаются от 1, однако фазы остаются случайными и, как показало моделирование, с равномерным распределением на интервале $[0, 2\pi]$. При этом наблюдается своеобразная модуляция уровня модулей коэффициентов $|x(n)|$ по апертуре ФАР с пространственным периодом D , пропорциональным пространственной частоте $U_{ЭП}$. Если нормировать D к шагу решетки $d = \lambda/2$, то период можно определить как $D \approx 2\pi/U_{ЭП}$. Глубина возникающей модуляции, оцениваемая как отклонение максимального и минимального значений $|x(n)|$ от 1, определяется отношением модулей ДН $F_0(U)$ и $F_{ЭП}(U)$ или, в соответствии с (24), модулем $|k|$.

При расчете $F_{\Sigma}(U)$ тип входного фильтра ЭП, как правило, неизвестен, поэтому при расчетах $F_0(U)$ и $F_{ЭП}(U)$ использовалась прямоугольная аппроксимация частотной характеристики фильтра. Как показали исследования, выполненные вычисления $F_0(U)$ и $F_{ЭП}(U)$ с реальным фильтром как каналом преобразования Фурье слабо влияют на форму ДН. При этом у весовых коэффициентов $x(n)$ не меняется фазовая структура, а наблюдается спад модулей $|x(n)|$ по краям апертуры ФАР, что объясняется весовой обработкой уровня излучаемого сигнала в зависимости от номера АЭ, поскольку номер поднесущей f_n жестко привязан к номеру АЭ.

Рассмотрим излучаемый сигнал вида (16), заменив в нем постоянную амплитуду A на $A(t)$, которая описывает двоичную амплитудную модуляцию вида РИП, а также учтя корректирующие комплексные весовые коэффициенты (26):

$$\begin{aligned}
 S(t) &= A(t) \sum_{n=1}^N x(n) s_n(t) = \\
 &= A(t) \sum_{n=1}^N x(n) e^{j2\pi f_n t} e^{j(n-1)U}. \quad (28)
 \end{aligned}$$

Принятый в m -м АЭ сигнал (28) с учетом фазового сдвига при приеме в ФАР $e^{j(m-1)(U-U_0)}$, где U_0 – направление на цель, запишется как

$$s_m(t, \tau, f_d, U) = A(t - \tau) \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N x(n) e^{j2\pi(f_n - f_d)(t - \tau)} \times e^{j(m+n-2)(U_0 - U)}, \quad (29)$$

где f_d – доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала, принятый единым для всех поднесущих f_n , что справедливо при $f_n \gg \Delta F$. Если рассматривать τ , f_d и U как расстройки по соответствующим параметрам между принятым и ожидаемым сигналами, то опорный сигнал $s_{om}(t)$ для сигнала m -го АЭ $_m$ (29) запишется как

$$s_{om}(t) = A(t) \sum_{n=1}^N x^*(n) s_n^*(t) = A(t) \sum_{n=1}^N |x(n)| e^{-j \arg\{x(n)\}} \times e^{-j2\pi f_n t} e^{-j(m+n-2)U_0}. \quad (30)$$

Пространственно-временная функция неопределенности $\chi(\tau, f_d, U)$ может быть найдена как

$$\chi(\tau, f_d, U) = \left| \sum_{m=1}^N \int_0^T s_m(t, \tau, f_d, U) s_{om}(t) dt \right|. \quad (31)$$

Подставим (29) и (30) в (31) и положим $A(t)$ в виде РИП с единичной амплитудой, воспользовавшись записью ФН $\chi(\tau, f_d)$ вида (12), для удобства разделив нумерацию частот и АЭ как n и m соответственно:

$$\chi(\tau, f_d, U) = \left| \chi(\tau, f_d) \sum_{n=1}^N |x(n)|^2 e^{-j2\pi f_n \tau} e^{-j(n-1)U} \times \sum_{m=1}^N e^{-j(m-1)U} \right|. \quad (32)$$

Суммирование по m приведет к выражению $\frac{\sin(NU/2)}{\sin(U/2)}$, которое описывает ДН ФАР из N элементов. В области главного лепестка ФН вида (32) для $|\tau| \leq T_{РИП}$ можно приближенно записать как

$$\chi(\tau, f_d, U) \approx \left| KN(\tau_{РИП} - |\tau|) \text{sinc}\{\pi f_d T\} \text{sinc}\{NU/2\} \times \sum_{n=1}^N |x(n)|^2 e^{-j[2\pi f_n \tau + (n-1)U]} \right|. \quad (33)$$

Сомножитель $\text{sinc}\{\pi f_d T\}$ в (33), как и в выражении (13), определяет сечение ФН в области доплеровских сдвигов частоты $f_d < \pm 1/T_{РИП}$. Сомножитель $\text{sinc}\{NU/2\}$ определяет направленность ФАР. Дальномерная зависимость $\chi(\tau, f_d, U)$ имеет более сложный характер и определяется выражением под знаком суммы по n .

На рис. 8 приведены примеры модуля нормированной ФН $|\chi(\tau, f_d, U)|$ при фиксированном значении $f_d = 0$ для четырех значений угловых параметров $U_{ЭП}$ ЭП: $a - \pi/32$ рад; $b - \pi/16$ рад; $v - \pi/4$ рад; $z - \pi/2$ рад. Приведенные зависимости иллюстрируют появление боковых лепестков (БЛ) достаточно высокого уровня, положение которых зависит от $U_{ЭП}$. При уменьшении расстройки по угловой частоте $U_{ЭП}$ ЭП и цели U_0 наблюдается приближение БЛ к главному вплоть до интерференционного слияния при одновременном росте остальных БЛ (рис. 8, a).

Рассмотрим отдельно сечение $\chi(\tau, f_d, U)$ вида (32) по задержке τ при фиксированных $f_d = 0$ и $U = 0$. На рис. 9 приведены примеры модулей сечений $|\chi(\tau, 0, 0)| = |\chi(\tau)|$, полученные при различных угловых частотах ЭП: $a - \pi/32$ рад; $b - \pi/16$ рад; $v - \pi/4$ рад; $z - \pi/2$ рад. Как видно из графиков, приведенных на рис. 9 красным цветом, согласованная обработка, оптимальная при независимых и стационарных по апертуре ФАР нормальных шумах одинаково

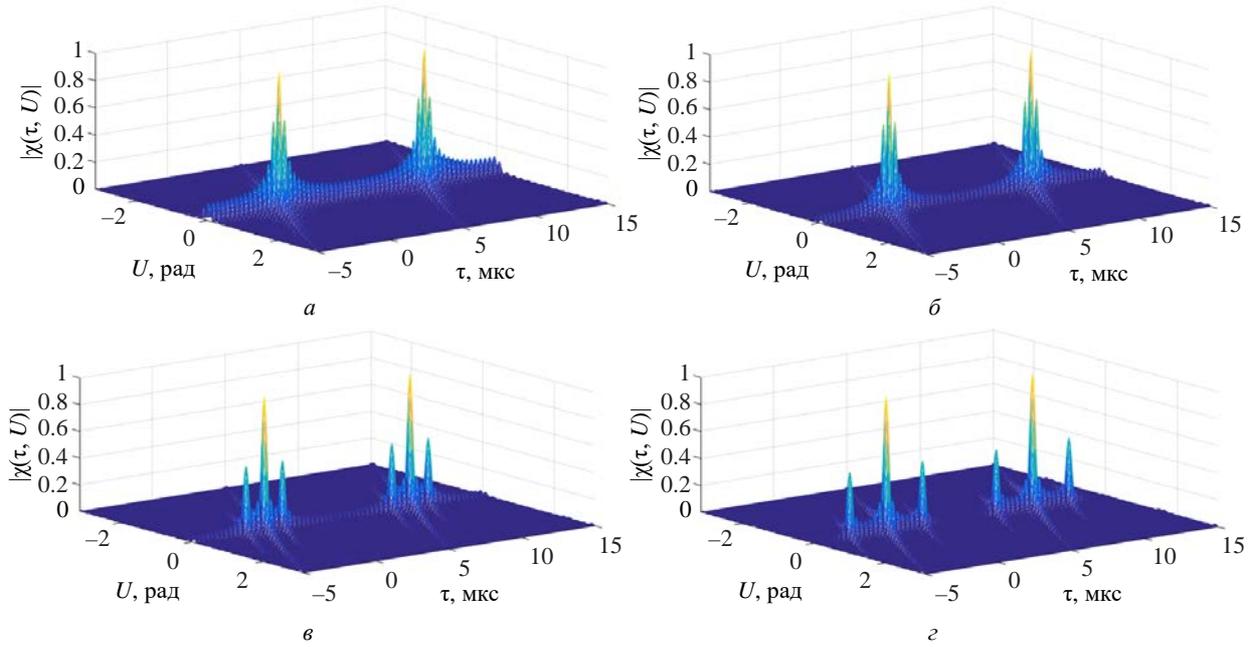


Рис. 8. ФН $\chi(\tau, f_d, U)$ при $f_d = 0$ и различных угловых положениях ЭП $U_{ЭП}$ [рад]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; з – $\pi/2$

Fig. 8. AF $\chi(\tau, f_d, U)$ at $f_d = 0$ and different angular positions of the ER $U_{ЭП}$ [rad]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; з – $\pi/2$

вой мощности, приводит к появлению БЛ неприемлемо высокого уровня. Это объясняется наличием амплитудной модуляции огибающей весовых коэффициентов $|x(n)|$ с частотой, пропорциональной $U_{ЭП}$ (см. рис. 7). ДН ФАР в

режиме передачи работает как фильтр-пробка в направлении на ЭП. Поскольку поднесущие частоты f_n и $AЭ_n$ соответствующих номеров однозначно связаны, положение модуляционных БЛ на оси задержек $\tau_{БЛ}$ также определя-

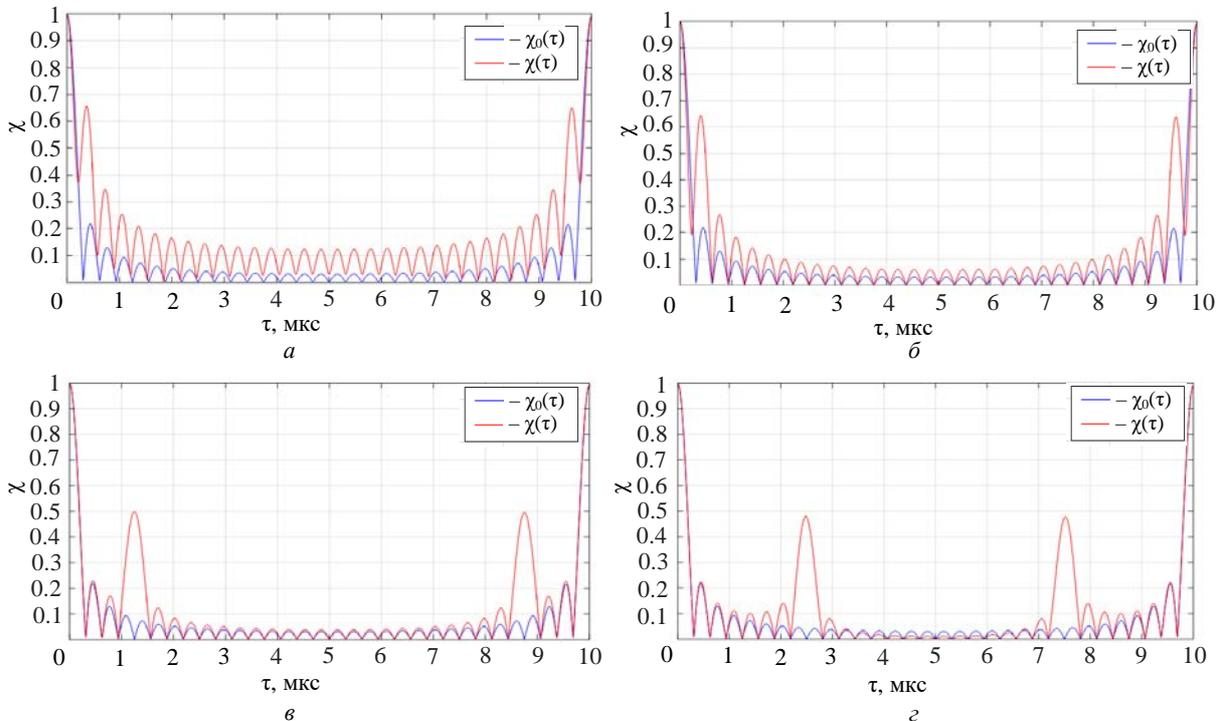


Рис. 9. Сечение ФН $|\chi(\tau)|$ при различных угловых положениях ЭП $U_{ЭП}$ [рад]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; з – $\pi/2$

Fig. 9. AF section $|\chi(\tau)|$ at different angular positions of the ER $U_{ЭП}$ [rad]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; з – $\pi/2$

ется положением нулей ДН в направлении $U = U_{ЭП}$ и может быть определено из соотношения $U_{ЭП} = 2\pi\tau_{БЛ}\Delta f$.

Устранению модуляционных БЛ $|\chi(\tau)|$ будет способствовать компенсация модуляции уровня принимаемого пространственного сигнала ФАР. Для этого необходимо провести инверсную нормировку сигнала под знаком суммы в (32) так, чтобы модули всех нормированных сигналов $|x_H(n)| = 1$, для чего необходимо умножить выражение под суммой на $|x(n)|^{-2}$. Полученное таким образом сечение $|\chi(\tau)|$ приведено на рис. 9 синим цветом. Как видно из графиков, модуляционные БЛ отсутствуют, однако из-за отклонения от согласованной обработки отраженного пространственного сигнала $x_H(n)$ наблюдаются потери в отношении сигнал/шум. Это проявляется в уменьшении главного лепестка ФН при инверсной нормировке.

ФН при инверсном нормировании пространственного сигнала ФАР после преобразований примет вид

$$\chi(\tau, f_d, U) = \chi(\tau, f_d) \frac{\sin(NU/2) \sin[N(\pi\Delta f\tau + U/2)]}{\sin(U/2) \sin(\pi\Delta f\tau + U/2)}. \quad (34)$$

На рис. 10 приведен модуль ФН $|\chi(\tau, f_d, U)| = |\chi(\tau, 0, U)|$, полученный из (34) при $f_d = 0$.

В области главного лепестка ФН (34) можно описать приближенно в виде

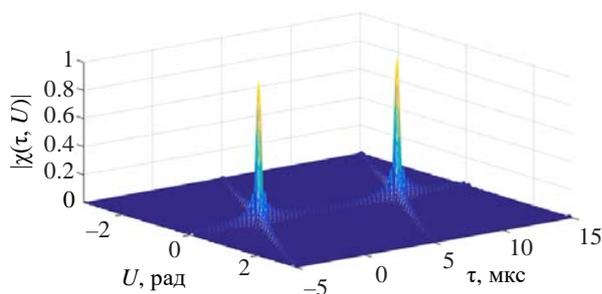


Рис. 10. ФН $|\chi(\tau, f_d, U)|$ при $f_d = 0$ и инверсной нормировке сигнала

Fig. 10. AF $|\chi(\tau, f_d, U)|$ for $f_d = 0$ and inverse signal normalization

$$\chi(\tau, f_d, U) = |KN^2 \text{sinc}(NU/2) \times \text{sinc}[N(\pi\Delta f\tau + U/2)] \text{sinc}(\pi f_d T)|. \quad (35)$$

Числовой множитель N^2 в (35) свидетельствует об отсутствии энергетических потерь при приеме и передаче пространственно-частотного модулированного зондирующего сигнала по сравнению с РЛС с ФАР и обычным многочастотным сигналом.

Сравнение полученного результата при инверсной нормировке принимаемого сигнала $x_H(n)$, представленного на рис. 7, показывает отсутствие модуляционных БЛ при любых $U_{ЭП}$ от $-\pi$ до $+\pi$. В то же время графики на рис. 10 демонстрируют наклонное смещение БЛ ДН, описываемых стандартной зависимостью вида $\text{sinc}(NU/2)$. Наклон оси смещения определяется аргументом синусов в последнем сомножителе (34). Если это рассматривать как некую слабо выраженную неоднозначность по угловой частоте и задержке, то её уменьшения можно достичь за счет случайного или специального псевдослучайного распределения номеров частот и АЭ ФАР.

Потери в отношении сигнал/шум за счет рассогласованной обработки и инверсной нормировки принимаемого пространственного сигнала $x(n)$ можно оценить по следующим соотношениям. Для N -элементной ФАР при согласованной обработке отношение сигнал/шум по мощности q^2 запишется как

$$q^2 = \frac{1}{\sigma_{Ш}^2} \sum_{n=1}^N |x(n)|^2,$$

где $\sigma_{Ш}^2$ – дисперсия нормального дельта-коррелированного по пространственным каналам приема шума. Для инверсно-нормированной обработки отношение сигнал/шум примет вид

$$q^2 = \frac{N^2}{\sigma_{Ш}^2 \sum_{n=1}^N |x(n)|^{-2}}.$$

Относительный проигрыш не зависит от мощности шума и определяется средним значением

квадратов модулей весовых коэффициентов $|x(n)|^2$ и средним значением квадратов их обратных величин $|x(n)|^{-2}$. Величина проигрыша зависит от глубины амплитудной модуляции весовых коэффициентов $x(n)$, которая, в свою очередь, зависит от соотношения значений ДН в режиме излучения в направлении ЭП $F_0(U_{ЭП})$ и $F_{ЭП}(U_{ЭП})$. Чем ближе эти два значения, тем меньше индекс амплитудной модуляции $x(n)$ и меньше потери в отношении сигнал/шум.

Обсуждение результатов. Для сравнения характеристик энергетической скрытности рассмотрим РЛС с таким же по энергетике многочастотным зондирующим сигналом и идентичной эквидистантной N -элементной ФАР, но без дополнительной пространственной модуляции. Это означает, что на АЭ ФАР в режиме излучения поступают полностью идентичные в частотно-временной области сигналы. При этом сигнал может формироваться на интервале времени T либо как сумма одновременно излучаемых частот f_n общей мощностью P_Σ , каждая с равной мощностью $P_n = P_\Sigma/N$, либо как последовательно излучаемые посылки на частотах f_n , длительностью $T_n = T/N$ и мощностью P_Σ каждая.

При случайных фазах гармоник φ_n и расположении ЭП на обнаруживаемом объекте в первом варианте получим такой же эффект, как и при дополнительной пространственной модуляции: сигналы отдельных частот будут суммироваться пропорционально \sqrt{N} . Однако этот вариант формирования сигнала неприемлем на практике при использовании типовых приемопередающих модулей СВЧ-диапазона из-за не-

линейных искажений в передающем тракте, которым будут подвергаться интерферирующие между собой сигналы отдельных частот [15]. Для второго варианта, подробно описанного в [13], характерны соотношения между параметрами входного фильтра ЭП T_Φ и параметрами многочастотного сигнала: $T_\Phi \ll T$ и $T_\Phi \leq T_n$. В этом случае на входе ЭП будет формироваться сигнал с амплитудой, пропорциональной числу АЭ N . Таким образом, для первого, нереализуемого на практике варианта формирования сигнала, справедлива зависимость, приведенная на рис. 5 красным цветом. Для второго, применяемого на практике варианта, справедлива зависимость, приведенная на рис. 5 синим цветом. Выигрыш за счет дополнительной пространственной модуляции в среднем составит величину \sqrt{N} .

Заключение. Проведенные исследования продемонстрировали значительный выигрыш в скрытности работы РЛС с ФАР при дополнительной пространственной модуляции многочастотного зондирующего сигнала при совпадении направлений на цель и носитель ЭП. При отклонении этих направлений более, чем на ширину луча ДН ФАР, дополнительный выигрыш может быть получен за счет формирования нуля ДН в режиме излучения в направлении на носитель ЭП. Возникающие при этом боковые лепестки многомерной ФН имеют детерминированное положение по оси задержек и могут быть устранены за счет инверсной весовой обработки пространственно-частотного сигнала. Реализуемая в приемнике согласованная обработка отраженных сигналов исключает энергетические потери при приеме и передаче многочастотного пространственно-модулированного сигнала.

Список литературы

1. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 487 с.
2. Шевченко М. Е., Чемаров А. О. Обнаружение и оценивание параметров источников радиоизлучения в широкой полосе обзора. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 136 с.
3. Козлов С. В. Методы и средства радиоэлектронной защиты. Минск: БГУИР, 2019. 188 с.
4. Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Оценка энергетической скрытности РЛС с пространственно-временной модуляцией зондирующего сиг-

- нала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 6. С. 30–43. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-30-43
5. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. New Jersey: John Wiley & Sons, 2004. 432 p.
6. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 400 с.
7. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справ. 2-е изд. / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

8. Нахмансон Г. С. Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов. М.: Радиотехника, 2015. 256 с.

9. Кутузов В. М., Коновалов А. А., Михайлов В. Н. Морская радиолокация / под ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 146 с.

10. Principles & Applications of Random FM Radar Waveform Design / S. D. Blunt, J. K. Jakobosky, C. A. Mohr, P. M. McCormick, J. W. Owen, B. Ravenscroft, C. Sahin, G. D. Zook, C. C. Jones, J. G. Metcalf, T. Higgins // IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine. 2020. Vol. 35, № 10. P. 20–28.

doi: 10.1109/MAES.2019.2953763

11. Пискунов А. В., Литвинов Н. Н., Энверов А. И. Применение частотно-фазоманипулированных сигналов в целях повышения скрытности излучения РЛС // Вестн. Концерна ВКО "Алмаз–Антей". 2023. № 2. С. 11–18.

12. Морская радиолокация / В. И. Винокуров, В. А. Генкин, С. П. Калениченко и др.; под ред. В. И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.

13. Основы проектирования многопозиционных декаметровых РЛС пространственной волны / В. М. Кутузов, А. В. Бархатов, А. В. Безуглов, В. И. Веремьев, А. А. Коновалов; под ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. 191 с.

14. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. Для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1974. 832 с.

15. Приемопередающие модули АФАР СВЧ-диапазона / В. А. Иовдальский, А. Г. Далингер, И. А. Соколов, М. С. Карасев; под ред. А. А. Борисова. М.: КУРС, 2025. 200 с.

16. Кутузов В. М., Овчинников М. А., Виноградов Е. А. Характеристики обнаружения параметрического метода обработки сигналов в неэквидистантной антенной решетке транспортируемой декаметровой радиолокационной станции // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 43–58.
doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58

Информация об авторе

Кутузов Владимир Михайлович – доктор технических наук (1997), профессор (1998), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), советник при ректорате университета. Автор более 270 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

Ипатов Валерий Павлович – доктор технических наук (1983), профессор (1985), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: vripatov@etu.ru

Овчинников Михаил Александрович – окончил аспирантуру по направлению "Электроника, радиотехника и системы связи" (2023, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), инженер НИИ "Прогноз", ассистент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: mixovchinnikov@list.ru

References

1. Ipatov V. P. *Shirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov. Printsipy i prilozheniya* [Broadband Systems and Code Division of Signals. Principles and Applications]. Moscow, *Tekhnosfera*, 2007, 487 p. (In Russ.)

2. Shevchenko M. E., Chemarov A. O. *Obnaruzhenie i otsenivanie parametrov istochnikov radioizlucheniya v shirokoi polose obzora* [Detection and Estimation of Parameters of Radio Emission Sources in a Wide Viewing Band. Spb., *Izd. SPbGETU "LETI"*, 2011, 136 p. (In Russ.)

3. Kozlov S. V. *Metody i sredstva radioelektronnoi*

zashchity [Methods and Means of Electronic Protection]. Minsk, BSUIR, 2019, 188 p. (In Russ.)

4. Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Sokolov S. S. Energy Stealth Evaluation of Radar Systems with a Space-Time Modulated Probing Signal. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2024, vol. 27, no. 6, pp. 30–43.
doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-30-43

5. Levanon N., Mozeson E. *Radar Signals*. New Jersey, John Wiley & Sons, 2004, 432 p.

6. Gantmakher V. E., Bystrov N. E., Chebotarev D. V. *Shumopodobnye signaly. Analiz, sintez, obrabotka*

[Noise-Like Signals. Analysis, Synthesis, Processing]. SPb., Science and Technology, 2005, 400 p. (In Russ.)

7. *Radioelektronnyye sistemy. Osnovy postroeniya i teoriya* [Radioelectronic Systems. Basics of Design and Theory. Handbook.] 2nd Ed. Ed. by Ya. D. Shirman. Moscow, Radio Engineering, 2007, 512 p. (In Russ.)

8. Nakhmanson G. S. *Prostranstvenno-vremennaya obrabotka shirokopolosnykh signalov* [Spatial-Temporal Processing of Broadband Signals]. Moscow, Radio Engineering, 2015, 256 p. (In Russ.)

9. Kutuzov V. M., Konovalov A. A., Mikhailov V. N. *Morskaya radiolokatsiya* [Marine Radar]. Ed. by V. M. Kutuzov. SPb., *Izd. SPbGETU "LETI"*, 2016, 146 p. (In Russ.)

10. Blunt S. D., Jakabosky J. K., Mohr C. A., McCormick P. M., Owen J. W., Ravenscroft B., Sahin C., Zook G. D., Jones C. C., Metcalf J. G., Higgins T. Principles & Applications of Random FM Radar Waveform Design. *IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine*. 2020, vol. 35, no. 10, pp. 20–28. doi: 10.1109/MAES.2019.2953763

11. Piskunov A. V., Litvinov N. N., Enverov A. I. Application of Frequency-Shift and Phase-Shift Keyed Signals to Improve Radar Emission Secrecy. *Bulletin of*

the Almaz-Antey Air and Space Defence Corporation. 2023, no. 2, pp. 11–18. (In Russ.)

12. Vinokurov V. I., Genkin V. A., Kalenichenko S. P., et al. *Morskaya radiolokatsiya* [Marine Radar]. Ed. by V. I. Vinokurov. Leningrad, Shipbuilding, 1986, 256 p. (In Russ.)

13. Kutuzov V. M., Barkhatov A. V., Bezuglov A. V., Verem'ev V. I., Konovalov A. A. Fundamentals of Design of Multi-Position Decameter Sky-Wave Radars. Ed. by V. M. Kutuzov. St Petersburg, *Izd-vo SPbSETU "LETI"*, 2012, 191 p. (In Russ.)

14. Korn G. A., Korn T. M. *Mathematical Handbook for Scientists and Engineers*. 2nd ed. New York, McGraw-Hill Book Company, 1968.

15. Iovdal'skij V. A., Dalinger A. G., Sokolov I. A., Karasev M. S. *Priemoperedayushchie moduli AFAR SVCh-diapazona* [Microwave Apaa Transceiver Modules]. Moscow, KURS, 2025, 200 p. (In Russ.)

16. Kutuzov V. M., Ovchinnikov M. A., Vinogradov E. A. Detection Characteristics of the Parametric Method of Signal Processing in a Sparse Antenna Array of a Transportable Decameter Range Radar. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58

Information about the author

Vladimir M. Kutuzov, Dr Sci. (Eng.) (1997), Professor (1998) of the Department of Radio Engineering Systems, Advisor to the Rector's Office of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 270 scientific publications. Area of expertise: radiolocation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

Valery P. Ipatov, Dr Sci. (Eng.) (1983), Professor (1985) of Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Honored scientist of the RF (2001), honorable radioman of the USSR (1983). The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: radio-electronic system engineering; statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: vpipatov@etu.ru

Mihail A. Ovchinnikov, completed postgraduate studies in "Electronics, radio engineering and communication systems" (2023, Saint Petersburg Electrotechnical University), Engineer of the Research Institute "Prognoz", assistant of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 10 scientific publications. Area of expertise: radiolocation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: mixovchinnikov@list.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0814-5370>
