

Среднеквадратическая ошибка пеленгования сверхширокополосных источников радиоизлучения при пространственной фильтрации помех

С.Н. Разиньков

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
394064, Российская Федерация, г. Воронеж
ул. Старых Большевиков, 54а

С использованием оценок максимального правдоподобия времени прихода и парциальных характеристик передачи-приема негармонических волновых процессов исследована среднеквадратическая ошибка определения угловых координат сверхширокополосных источников радиоизлучения в пространственно распределенных системах с линейными антенными решетками. Проведен анализ точности пеленгования излучателей при пространственной фильтрации импульсных и квазинепрерывных помех путем формирования нулей парциальных диаграмм направленности с минимизацией потерь энергетических коэффициентов направленного действия решеток.

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал, пространственно распределенная система пеленгования, пространственная фильтрация помех, парциальная диаграмма направленности и энергетический коэффициент направленного действия антенны.

Введение

В [1] представлен способ пеленгования сверхширокополосных (СШП) источников радиоизлучения (ИРИ) по измерениям времени прихода сигналов в пространственно разнесенных точках; оценкой углового положения излучателя является направление из центра пеленгационной базы на точку пересечения лучей, построенных из позиций измерительных приемников.

Показано, что при равных погрешностях измерений моментов времени прихода сигналов и высокой апостериорной точности определения их разности в точках приема [2] дисперсия пеленга обратно пропорциональна значению интеграла от квадрата крутизны формы сигнала по времени [1]. При некоррелированных оценках времени прихода сигналов на фоне собственных шумов приемников и внешних помех ошибка пеленгования возрастает пропорционально проигрышу в точности выполняемых измерений относительно максимально правдоподобных значений [1].

Вместе с тем, приведенные закономерности получены при условии, что пространственная и временная обработка сигналов реализуется в виде отдельных процедур, форма сигнала, на входе приемника не зависит от направления на его источник, а также характеристик передающей и приемной антенн.

Однако, согласно [3; 4], данное требование может быть выполнено только при использовании в СШП ИРИ и приемниках электрически малых антенных систем, парциальные коэффициенты направленного действия (КНД) [4; 5] которых представимы произведениями независимых частотных и угловых распределений [5].

Устройства, оснащенные такими антеннами, имеют ограниченную область применения вследствие малой дальности действия и низкой скорости передачи информации по радиоканалам [6]. Вследствие ограничений по уровню средней мощности генераторов и предельной чувствительности приемно-усилительных каскадов для передачи-приема СШП импульсов, как правило, применяются антенные решетки (АР) с синхронным сложением сигналов элементов [4–7].

В [8; 9] с использованием парциальных показателей направленности антенн [5; 6] и энергетических уравнений передачи-приема негармонических волновых процессов [10] установлено, что дисперсия оценки максимального правдоподобия угловых координат СШП ИРИ убывает по мере увеличения значений интегралов от произведений спектральной плотности излучаемой энергии и парциального КНД приемной антенны в эквивалентной полосе [6] рабочих циклических частот каждого приемника. Ввиду амплитудно-частотной модуляции сигналов в антеннах

и радиоканале [6–10] их форма и параметры, в общем случае, различны в каждой точке пространства [9].

В предлагаемой работе в развитие результатов [8; 9] проводится анализ эффективности оценки угловых координат СШП ИРИ при пространственной фильтрации импульсных и квазипрерывных помех в приемниках с линейными АР. Фильтрация помех осуществляется путем формирования нулей парциальных диаграмм направленностей (ДН) решеток в направлениях, опасных для воздействия мешающих излучений, при минимизацией потерь энергетических КНД.

Цель работы – исследование влияния изменения характеристик АР при пространственной фильтрации помех на среднеквадратическую ошибку (СКО) пеленгования источников СШП сигналов.

1. Точность пеленгования излучателей сверхширокополосных сигналов в системах с линейными антенными решетками

Для задания пространственного положения приемников-измерителей времени прихода сигналов введем декартову систему координат XOY , а для характеристики направленных свойств антенн и местоопределения СШП ИРИ и поставщиков помех – полярную систему координат (ρ, θ) , начало которой совпадает с точкой O ; угол θ отсчитывается от оси Ox против часовой стрелки.

Будем полагать, что приемники, обладающие тождественными характеристиками, располагаются на оси Ox в точках $x_k = (-1)^k L/2$, где L – длина пеленгационной базы, $k = 1, 2$. Передаточные функции их входных усилительных каскадов являются постоянными в диапазоне циклических частот $\omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$, а собственные шумы могут быть представлены гауссовским белым шумом с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 . Приемные АР выполнены из N_R диапазонных элементов [4], размещенных на оси Ox с шагом d_R удовлетворяющим условию

$$d_R \ll \frac{L}{2(N_R - 1)};$$

токи на выходах решеток характеризуются комплексными спектральными плотностями $\dot{I}_n^{(R)}(\omega)$, $n = 1 \dots N_R$.

Пеленгуемый объект расположен в точке $(R_0; \theta_0)$; для излучения СШП сигналов приме-

няется линейная решетка из N_T элементарных электрических диполей с шагом d_T , возбуждаемых негармоническим процессом со спектральной плотностью энергии $w_{T0}(\omega)$ и циклической частотой несущей $\omega_0 = (\omega_{\max} + \omega_{\min})/2$; антенные элементы идеально согласованы с питающей линией, их токи $\dot{I}_n^{(T)}(\omega)$, $n = 1 \dots N_T$, для каждого текущего значения циклической частоты имеют равные амплитуды. Расстояние $R_k = R_0 \xi_k(L, R_0, \theta_0)$ между ИРИ и k -м приемником, $k = 1, 2$, где

$$\xi_k(L, R_0, \theta_0) = \sqrt{1 + (-1)^k (L \cos \theta_0 / R_0) + (L / 2R_0)^2}$$

– геометрический фактор пространственно распределенной приемной системы [8], удовлетворяет условию дальней зоны для АР [7], поэтому энергия сигналов в точках приема убывает по закону R_{0k}^{-2} .

При $L/R_k \ll 1$, $k = 1, 2$, дисперсия оценки направления прихода СШП сигнала определяется выражением [9]

$$\sigma_\theta^2 = \pi N_0 \left(\frac{2R_0}{L \sin \theta_0} \right)^2 \sum_{k=1}^2 \xi_k^2(L, R_0, \theta_0) \times \left[\int_{\Omega_{\min}(\theta_{0k})}^{\Omega_{\max}(\theta_{0k})} G_T(\theta_{0k}, \omega) w_T(\omega) G_R(\theta_{0k}, \omega) d\omega \right]^{-1} \quad (1)$$

где $G_T(\theta, \omega)$ и $G_R(\theta, \omega)$ – парциальные КНД антенных систем ИРИ и приемника соответственно, $\Omega_{\min}(\theta)$ и $\Omega_{\max}(\theta)$ – нижняя и верхняя границы эквивалентной полосы рабочих циклических частот приемника, удовлетворяющие уравнению [10]:

$$\Omega_{\max}(\theta) - \Omega_{\min}(\theta) = \frac{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} G_T(\theta, \omega) w_T(\omega) G_R(\theta, \omega) d\omega}{\max_{\omega \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]} (G_T(\theta, \omega) w_T(\omega) G_R(\theta, \omega))} \quad (2)$$

при

$$\min_{\theta} \Omega_{\min}(\theta) \geq \omega_{\min}, \quad \max_{\theta} \Omega_{\max}(\theta) \leq \omega_{\max}; \quad (3)$$

$$\theta_{0k} = \begin{cases} \arctg \left(\frac{R_0 \sin \theta_0}{R_0 \cos \theta_0 + (-1)^{k-1} L/2} \right) \\ \text{при } R_0 \cos \theta_0 + (-1)^{k-1} L/2 \geq 0; \\ \pi - \arctg \left(\frac{R_0 \sin \theta_0}{R_0 \cos \theta_0 + (-1)^{k-1} L/2} \right) \\ \text{при } R_0 \cos \theta_0 + (-1)^{k-1} L/2 < 0 \end{cases} \quad (4)$$

– направление прихода пеленгуемого сигнала к k -му измерителю, $k = 1, 2$.

Входящие в (1) парциальные КНД линейных АР $G_{T[R]}(\theta, \omega)$ с ненормированными парциальными ДН [4]

$$D_{T[R]}(\theta, \omega) = \left| \sum_{n=1}^{N_{T[R]}} i_n^{(T[R])}(\omega) f_n^{(T[R])}(\theta, \omega) \right|, \quad (5)$$

где

$$f_n^{(T[R])}(\theta, \omega) = \exp\left(-j \frac{\omega d_{T[R]}}{c} (n-1) \cos \theta\right)$$

– парциальная угло-частотная характеристика n -го ($n = 1 \dots N_{T[R]}$) элемента [4]; c – скорость света; «*» – знак комплексного сопряжения, имеют вид [11]

$$G_{T[R]}(\theta, \omega) = \frac{\sum_{n=1}^{N_{T[R]}} \sum_{p=1}^{N_{T[R]}} i_n^{(T[R])}(\omega) C_{np}^{(T[R])}(\theta, \omega) i_n^{(T[R])}(\omega)}{\sum_{n=1}^{N_{T[R]}} \sum_{p=1}^{N_{T[R]}} i_n^{(T[R])}(\omega) S_{np}^{(T[R])}(\omega) i_n^{(T[R])}(\omega)}, \quad (6)$$

где

$$C_{np}^{(T[R])}(\theta, \omega) = f_n^{(T[R])}(\theta, \omega) f_p^{(T[R])}(\theta, \omega),$$

$$S_{np}^{(T[R])}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} C_{np}^{(T[R])}(\theta, \omega) d\theta$$

– коэффициенты взаимного влияния n -го и p -го элементов, $n, p = 1 \dots N_{T[R]}$.

Энергетический КНД приемной АР, характеризующий степень повышения энергии волнового процесса при замене данной решетки гипотетической изотропной антенной, необходимую для сохранения отношения сигнал-шум на входе приемника [6], определяется выражением [12]

$$G_R^E(\theta) = \frac{\sum_{n=1}^{N_R} \sum_{p=1}^{N_R} \int_{\Omega_{\min}(\theta)}^{\Omega_{\max}(\theta)} i_n^{(R)}(\omega) C_{np}^{(R)}(\theta, \omega) i_n^{(R)*}(\omega) d\omega}{\sum_{n=1}^{N_R} \sum_{p=1}^{N_R} \int_{\Omega_{\min}(\theta)}^{\Omega_{\max}(\theta)} i_n^{(R)}(\omega) S_{np}^{(R)}(\omega) i_n^{(R)*}(\omega) d\omega}, \quad (7)$$

На основе (1)–(4), (6) при равных амплитудах токов $i_n^{(T[R])}(\omega)$, $n = 1 \dots N_R$, проведен анализ точности пеленгования излучателей СШП радиоимпульсов с прямоугольной и гауссовской огибающими. Спектральные плотности энергии этих сигналов соответственно имеют вид [1]:

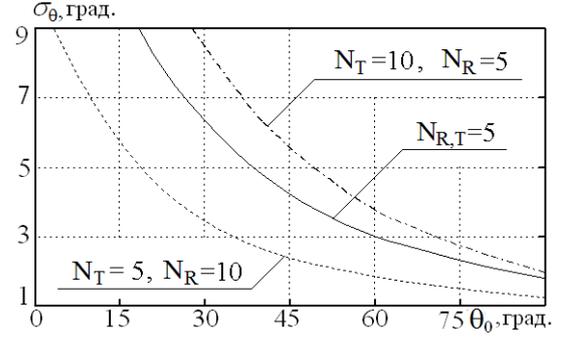


Рис. 1. Зависимость СКО оценки направления прихода СШП сигнала от углового положения ИРИ

$$w_T(\omega) = W_T \frac{\sin^2(0,5(\omega - \omega_0)\tau)}{(\omega - \omega_0)^2 \tau}, \quad (8)$$

где $W_T = 2 \int_0^{\infty} w_T(\omega) d\omega$ – энергия, τ – длительность импульса, и

$$w_T(\omega) = \frac{W_T \tau^2}{4\tau_w} \exp\left(-(\omega - \omega_0)^2 \tau^2\right), \quad (9)$$

где τ_w – эффективная длительность сигнала [6], в пределах которой сосредоточено до 90 % его энергии.

На рис. 1 приведены зависимости СКО пеленгования σ_θ излучателей радиоимпульсов с прямоугольной огибающей длительностью $\tau = 3\pi / (5\omega_0)$ от углового положения θ_0 при $W_T / N_0 = 60$ дБ и $R_0 / L = 10$. Результаты получены при использовании в излучателе и измерительных приемниках решеток из $N_{T[R]} = 5$ элементов с нормированным шагом $\omega_0 d_{T[R]} / c = \pi / 6$ (сплошная линия), а также при $N_T = 5$ и $N_R = 10$ (пунктирная линия), $N_T = 10$ и $N_R = 5$ (штриховая линия).

Из анализа зависимостей следует, что точность пеленгования объекта возрастает по мере увеличения угла θ_0 в секторе $\theta_0 \in [0; \pi/2]$ вследствие повышения эффективности перехвата излучений по главному лучу ДН АР. При уменьшении $\omega_0 d_R / c$ в 5,5...6 раз СКО оценки направления прихода сигнала снижается в 2,9...3,4 раз ввиду того, что приемные АР приобретают характеристики диполей с малыми (2,4 дБ) парциальными КНД. Также погрешность пеленгования ИРИ повышается с ростом $(N_T - 1) d_T$ вследствие снижения среднего уровня боковых лепестков парциальных ДН передающей АР $D_T(\theta, \omega)$ и убывает по мере увеличения электрических габаритов приемных АР за счет повышения парциальных КНД $G_R(\omega, \theta)$.

Для излучателей радиоимпульсов с гауссовской огибающей величина σ_θ превосходит значения, представленные на рис. 1, в 1,1...1,2 раз

виду более резкого изменения крутизны распределения спектральной плотности энергии (9) по сравнению с (8).

2. Исследование среднеквадратических ошибок пеленгования сверхширокополосных источников радиозлучения при пространственной режекции импульсных помех

Будем полагать, что на пеленгационную систему воздействует J_R импульсных помех от внешних источников, расположенных в точках с координатами $(R_j; \theta_j)$; полосы мешающих излучений ограничены значениями циклических частот $\tilde{\omega}_{\min}^j$ и $\tilde{\omega}_{\max}^j$, $j = 1 \dots J_R$ принадлежащими полосе рабочих циклических частот пеленгационной системы $[\omega_{\min}; \omega_{\max}]$. Расстояния R_j выбраны таким образом, чтобы дистанция между j -м постановщиком помех и k -м приемником, $j = 1 \dots J_R$, $k = 1, 2$, превышало границу дальней зоны для приемной АР; угловые координаты $\theta_j \neq \theta_0$, $j = 1 \dots J_R$, определены из условия, что направление θ_{jk} прихода помехи j -го источника к k -му приемнику, $k = 1, 2$, определяемое по аналогии с (4) при замене R_0 и θ_0 на R_j и θ_j соответственно, находится в области боковых лепестков парциальной ДН приемной решетки.

Согласно [12; 13], для минимизации потерь энергии пеленгуемого сигнала при пространственной фильтрации импульсных помех требуется сформировать на множестве M_R дискретных отсчетов $\omega_m \in [\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k]$, $m = 0 \dots M_R - 1$, в J_R направлениях на их источники $P_R = J_R M_R$ нулей парциальных ДН АР по критерию [12]

$$\begin{cases} D_R(\theta_{jk}, \omega_m) = \alpha_{jm}^k, & k = 1, 2; \\ m = 0 \dots M_R - 1, & j = 1 \dots J_R, & P_R \leq N_R - 1; \\ G_R^E(\pi/2) \Rightarrow \max, \end{cases} \quad (10)$$

где α_{jm}^k – экстремумы (нули) парциальной ДН АР k -го приемника, $k = 1, 2$, в направлении θ_{jk} , $j = 1 \dots J_R$, $k = 1, 2$, на циклической частоте $\omega_m \in [\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k]$, $m = 0 \dots M_R - 1$. Границы полосы циклических частот, в которой выполняется фильтрация мешающих излучений, выбираются из условий:

$$\tilde{\omega}_{\min}^k = \max_{j=1 \dots J_R} \left[\Omega_{\min}(\theta_{jk}); \tilde{\omega}_{\min}^j \right],$$

$$\tilde{\omega}_{\max}^k = \min_{j=1 \dots J_R} \left[\Omega_{\max}(\theta_{jk}); \tilde{\omega}_{\max}^j \right], \quad k = 1, 2,$$

значения M_R и J_R – из теоремы С.А. Щелкунова [14] о максимальном числе подавляемых помех

при наибольшем усилении принимаемого сигнала: $P_R \leq N_R - 2$.

Технически фильтрация импульсных помех осуществляется с применением трансверсальных фильтров на основе многоотводных линий задержки [4; 14].

При выполнении (10) достигается минимум среднеквадратического отклонения сформированной парциальной ДН АР в области главного луча от первоначальной формы и, как следствие, наименьшие потери их энергетических КНД [15].

С использованием метода множителей Лагранжа [16] установлено, что распределение токов решеток $\hat{i}_n^{(R)}(\omega_m)$, $n = 1 \dots N_R$, $m = 0 \dots M_R - 1$, при котором $G_R^E(\theta)$ и $D_R(\theta, \omega)$ удовлетворяют (10), находится путем минимизации функционала [12]

$$\begin{aligned} & \Phi_k \left[\hat{i}_n^{(R)}(\omega_m); m = 0 \dots M_R - 1, n = 1 \dots N_R \right] \approx \\ & \approx \sum_{m=0}^{M_R-1} B_m \sum_{n=1}^{N_R} \sum_{p=1}^{N_R} \hat{i}_n^{(R)*}(\omega_m) S_{np}^{(R)}(\omega_m) \hat{i}_p^{(R)}(\omega_m) + \\ & + \sum_{m=0}^{M_R-1} \sum_{j=1}^{J_R} \tilde{\lambda}_{jm}^k \sum_{n=1}^{N_R} f_n^{(R)}(\theta_{jk}, \omega_m) \hat{i}_n^{(R)*}(\omega_m), \\ & \omega_m \in [\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k], \quad k = 1, 2, \end{aligned} \quad (11)$$

где B_m – весовые коэффициенты квадратурного суммирования подынтегрального выражения в знаменателе (7) в M_R точках дискретизации полосы циклических частот $\omega_m \in [\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k]$, $\tilde{\lambda}_{jm}^k$ – неизвестные множители Лагранжа, $k = 1, 2$, $m = 0 \dots M_R - 1$, $j = 1 \dots J_R$. Знак приближенного равенства в (11) используется вследствие погрешности вычисления интеграла в знаменателе (7) методом квадратурного суммирования значений подынтегральной функции на множестве циклических частот $\omega_m \in [\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k]$, $m = 0 \dots M_R - 1$.

Распределение токов $\hat{i}_n^{(R)}(\omega_m)$, $\omega_m \in [\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k]$, $m = 0 \dots M_R - 1$, $k = 1, 2$, минимизирующее функционал (11), позволяет получить максимальный энергетический КНД АР с парциальными ДН, принимающими P_R фиксированных значений на множестве циклических частот $\omega_m \in [\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k]$, $m = 0 \dots M_R - 1$, и направлений θ_j , $j = 1 \dots J_R$.

Приравнивая нулю первую вариацию (11) по $\hat{i}_n^{(R)}(\omega_m)$, $\omega_m \in [\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k]$, $m = 0 \dots M_R - 1$, и выполняя обращение оператора полученного уравнения, находим

$$\begin{aligned} \hat{I}_n^{(R)}(\omega_m) &\equiv \\ &\equiv \arg \min_{i_n^{(R)}(\omega_m)} \Phi_k \left[i_n^{(R)}(\omega_m); m = 0 \dots M_R - 1 \right] = \\ &= -\frac{1}{B_m} \sum_{s=0}^{M_R-1} \sum_{j=1}^{J_R} \tilde{\lambda}_{js}^{k*} \sum_{p=1}^{N_R} \left[S_{np}^{(R)}(\omega_m) \right]^{-1} \times \\ &\times f_p^{(R)}(\theta_{jk}, \omega_s), \quad \omega_{m[s]} \in \left[\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k \right], \\ &m = 0 \dots M_R - 1, \quad n, p = 1 \dots N_R, \quad k = 1, 2, \end{aligned} \quad (12)$$

где $\left[S_{np}^{(R)}(\omega_m) \right]^{-1}$ – элементы матрицы, обратной $S_{np}^{(R)}(\omega_m)$, $n, p = 1 \dots N_R$.

Подставляя (12) в (5), а полученное выражение – в первое уравнение системы (10), находим систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно неопределенных множителей Лагранжа

$$\begin{aligned} \frac{1}{B_m} \sum_{s=0}^{M_R-1} \sum_{i=1}^{J_R} \sum_{n=1}^{N_R} \sum_{p=1}^{N_R} f_n^{(R)*}(\theta_{jk}, \omega_m) \times \\ \times \left[S_{np}^{(R)}(\omega_m) \right]^{-1} f_p^{(R)}(\theta_{ik}, \omega_s) \tilde{\lambda}_{is}^{k*} = -\alpha_{jm}^{k*}, \\ \omega_m \in \left[\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k \right], \\ m = 0 \dots M_R - 1, \\ j = 1 \dots J_R, \quad n = 1 \dots N_R, \\ k = 1, 2. \end{aligned} \quad (13)$$

По результатам численного решения СЛАУ (13) с использованием (12) найдено распределение токов, при котором направленные свойства АР удовлетворяют (10), а на путем подстановки в (6) комплексных амплитуд токов $\hat{I}_n^{(R)}(\omega_m)$, $\omega_m \in \left[\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k \right]$, вместо $i_n^{(R)}(\omega)$, $\omega \in \left[\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k \right]$, $n = 1 \dots N_R$, определены парциальные КНД приемных решеток.

Установлено, что за счет формирования в парциальной ДН пятиэлементной АР с нормированным шагом $\omega_0 d_R / c = \pi / 6$ на циклической частоте ω_0 одного нуля глубиной $\alpha_{10}^k = 0,01$ в области боковых лепестков парциальные КНД в полосе циклических частот $\omega \in \left[\omega_{\min}; \omega_{\max} \right]$ при $\omega_{\max} / \omega_{\min} = 1,75 \dots 1,85$ снижаются на $0,5 \dots 2,3$ дБ вследствие расширения главного луча ДН в $1,1 \dots 1,15$ раз. За счет формирования двух нулей ДН решетки на множестве эквидистантных циклических частотах $\omega_{1,2} \in \left[\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k \right]$ при $\tilde{\omega}_{\max}^k / \tilde{\omega}_{\min}^k = 1,67$ снижение парциальных КНД достигает $1,3 \dots 3,6$ дБ. При фиксации одного экстремума $\alpha_{10}^k = 0,01$ в парциальной ДН решет-

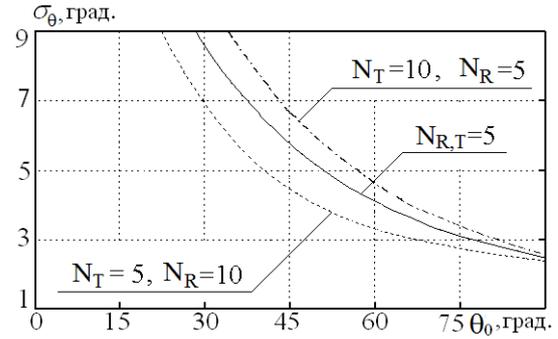


Рис. 2. Зависимость СКО оценки направления прихода СШП сигнала от углового положения ИРИ при пространственной фильтрации импульсных помех

ки из $N_R = 10$ элементов ее парциальные КНД снижаются на $1,2 \dots 2,7$ дБ, а при создании двух нулей – на $1,6 \dots 3,1$ дБ.

При задании в парциальной ДН решетки из 10 элементов с нормированным шагом $\omega_0 d_R / c = (0,5 \dots 2) \pi$ трех нулей глубиной $\alpha_{10}^k = \alpha_{20}^k = \alpha_{30}^k = 0,01$ в области боковых лепестков на циклической частоте ω_0 уровень бокового излучения снижается на $1,3 \dots 2,7$ дБ; при фиксации локальных экстремумов ДН $\alpha_{10}^k = \alpha_{11}^k = \alpha_{12}^k = 0,01$ на трех равномерно отстоящих циклических частотах в полосе с отношением граничных циклических частот $\tilde{\omega}_{\max}^k / \tilde{\omega}_{\min}^k = 1,67$ он дополнительно уменьшается на $1,1 \dots 1,3$ дБ.

На основе (1), (8), (9) с учетом (2)–(4) проведен анализ точности пеленгования излучателей радиоимпульсов с прямоугольной и гауссовской огибающими при пространственной режекции импульсных помех.

На рис. 2 приведены зависимости СКО определения направления прихода прямоугольных радиоимпульсов длительностью $\tau = 3\pi / (5\omega_0)$ от углового положения θ_0 при формировании провалов парциальных ДН приемных АР глубиной $\alpha_{10}^k = \alpha_{20}^k = 0,01$ для $\theta_1 = 155^\circ$ и $\theta_2 = 165^\circ$ при $\tilde{\omega}_{\max}^k / \tilde{\omega}_{\min}^k = 1,67$.

Из сравнения полученных результатов с зависимостями, представленными на рис. 1, следует, что СКО пеленгования СШП ИРИ при пространственной фильтрации импульсных помех снижается относительно показателей, достижимых при оценке направления прихода сигнала на фоне собственных шумов приемников, на $0,5 \dots 0,9^\circ$ за счет снижения парциальных КНД приемных АР на $0,6 \dots 1,2$ дБ. Максимальное снижение СКО пеленгования излучателей радиоимпульсов с гауссовской огибающей составляет $1,8^\circ$.

3. Исследование средне- квадратических ошибок пеленгования сверхширокополосных источников ради излу чения при пространственной режекции квази- непрерывных помех

При анализе точности оценки угловых координат СШП ИРИ в условиях пространственной режекции J_R квазинепрерывных помех, $J_R \leq N_R - 1$, будем полагать, что основная доля энергии мешающих излучений сосредоточена в окрестности циклической частоты несущей ω_0 , поэтому помехи могут быть представлены монохроматическими волновыми процессами с циклическими частотами несущей ω_0 .

Для минимизации снижения КНД k -й АР, $k = 1, 2$, при пространственной фильтрации помех нули ДН формируются в соответствии с критерием [7]

$$\begin{cases} D_R(\theta_{jk}, \omega_0) = \alpha_{j0}^k, & j = 1 \dots J_R, \\ J_R \leq N_R - 1, & k = 1, 2; \\ G_R(\theta_{0k}, \omega_0) \Rightarrow \max. \end{cases} \quad (14)$$

В качестве технических средств фильтрации квазинепрерывных помех могут применяться компенсаторы с квадратурными каналами приема [4; 14].

На основе метода неопределенных множителей Лагранжа [16], получаем, что распределение токов $\hat{I}_n^{(R)}(\omega_0)$, при котором парциальные ДН $D_R(\theta, \omega_0)$ и КНД АР удовлетворяют (14), должно обеспечивать минимум функционала [12]

$$\begin{aligned} \Phi_k \left[\hat{I}_n^{(R)}(\omega_0); n = 1 \dots N_R \right] = & \\ = \sum_{n=1}^{N_R} \sum_{p=1}^{N_R} \hat{I}_n^{(R)*}(\omega_0) S_{np}^{(R)}(\omega_0) \hat{I}_p^{(R)*}(\omega_0) + & \\ + \sum_{j=0}^{J_R} \tilde{\lambda}_{j0}^k \sum_{n=1}^{N_R} f_n^{(R)}(\theta_{jk}, \omega_0) \hat{I}_n^{(R)*}(\omega_0), & \\ k = 1, 2. & \end{aligned} \quad (15)$$

Это требование выполняется при

$$\begin{aligned} \hat{I}_n^{(R)}(\omega_0) \equiv & \\ \equiv \arg \min_{\hat{I}_n^{(R)}(\omega_0)} \Phi_k \left[\hat{I}_n^{(R)}(\omega_0); n = 1 \dots N_R \right] = & \\ = - \sum_{j=0}^{J_R} \tilde{\lambda}_{j0}^k \sum_{p=1}^{N_R} \left[S_{np}^{(R)}(\omega_0) \right]^{-1} f_n^{(R)}(\theta_j, \omega_0), & \\ n = 1 \dots N_R, \quad k = 1, 2. & \end{aligned} \quad (16)$$

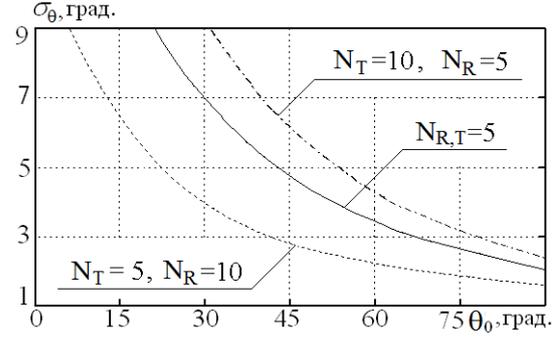


Рис. 3. Зависимость СКО оценки направления прихода СШП сигнала от углового положения ИРИ при пространственной фильтрации квазинепрерывных помех

Входящие в (16) неопределенные множители Лагранжа $\tilde{\lambda}_{j0}^k$, $j = 1 \dots J_R$, $k = 1, 2$, удовлетворяют СЛАУ [12; 16]

$$\begin{aligned} \sum_{j=0}^{J_R} \tilde{\lambda}_{j0}^k \sum_{n=1}^{N_R} \sum_{p=1}^{N_R} f_n^{(R)}(\theta_{jk}, \omega_0) \left[S_{np}^{(R)}(\omega_0) \right]^{-1} \times & \\ \times f_p^{(R)}(\theta_{jk}, \omega_0) = -\alpha_{j0}^k, & \\ j = 1 \dots J_R, \quad k = 1, 2, & \end{aligned} \quad (17)$$

полученной в результате подстановки (16) в первое уравнение системы (14).

Заметим, что при переходе от пространственной фильтрации импульсных помех на множестве циклических частот $\omega_m \in [\tilde{\omega}_{\min}^k; \tilde{\omega}_{\max}^k]$, $m = 0 \dots M_R - 1$, $k = 1, 2$, по критерию (10) к режекции квазинепрерывных мешающих волновых процессов на циклической частоте несущей ω_0 , согласно (14), выражения (11)–(13) соответственно преобразуются в (15)–(17).

Путем последовательной подстановки корней СЛАУ (17) в (16), а полученного результата – в (6) определены парциальные КНД приемных АР, а по (1)–(4), (6), (8), (9) найдена точность пеленгования излучателей СШП ИРИ при пространственной фильтрации квазинепрерывных помех.

Установлено, что за счет последовательной коррекции ДН АР с $N_R = 5$ и $\omega_0 d_R / c = \pi / 6$ на циклической частоте ω_0 добавлением $J_R = 3$ контролируемых значений $\alpha_{j0}^k = 0,02$, $j = 1 \dots J_R$, в направлении наибольшего бокового лепестка обеспечивается подавление помех в секторе углов $\theta_{jk} \in [150^\circ; 170^\circ]$ по уровню 0,05. При увеличении глубины нулей до $\alpha_{j0}^k = 0,01$, $j = 1 \dots J_R$, $k = 1, 2$, средний уровень боковых лепестков ДН решетки дополнительно снижается на 1,2 дБ, а дальние боковые лепестки возрастают на 1,5...1,7 дБ.

На рис. 3 приведены зависимости СКО оценки направления прихода прямоугольных радиоим-

пульсов длительностью $\tau = 3\pi / (5\omega_0)$ от углового положения θ_0 при формировании $J_R = 2$ провалов парциальных ДН приемных АР глубиной $\alpha_{j0}^k = 0,01$, $j = 1 \dots J_R$, для $\theta_1 = 155^\circ$ и $\theta_2 = 165^\circ$.

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод, что при пространственной фильтрации квазинепрерывных помех СКО пеленгования СШП ИРИ снижается относительно показателей, достижимых при оценке направления прихода сигнала на фоне собственных шумов приемников, на $0,2 \dots 0,5^\circ$ за счет снижения парциальных КНД приемных АР на $0,3 \dots 0,7$ дБ.

Максимальное снижение СКО пеленгования излучателей радиоимпульсов с гауссовской огибающей при указанных условиях фильтрации помех в пространственно распределенных системах составляет $0,6^\circ$.

При превышении помехами уровней собственных шумов приемников N_0 с сохранением значительного отношения сигнал-(помеха+шум) в случае, когда направления θ_{0k} и θ_{jk} , $j = 1 \dots J_R$, $k = 1, 2$, разнесены на большие углы, оценки моментов времени прихода сигналов в различных точках пространства некоррелированы. Поэтому, как показано в [1], дисперсия пеленга возрастает линейно с увеличением суммарного проигрыша в точности измерения времени прихода сигналов. Для приемников с направленными (электрически большими) антеннами точность выполняемых измерений зависит от эквивалентной полосы циклических частот сигнала в направлении θ_{0k} , $k = 1, 2$, и полосы циклических частот, где выполняется фильтрация помех.

Заключение

Таким образом, с использованием оценок максимального правдоподобия времени прихода и парциальных характеристик передачи-приема негармонических волновых процессов исследованы СКО определения угловых координат СШП ИРИ в пространственно распределенных системах с линейными АР.

Проведен анализ точности пеленгования излучателей при пространственной фильтрации импульсных и квазинепрерывных помех путем формирования нулей парциальных ДН с минимизацией потерь энергии обрабатываемых сигналов. Фильтрацию импульсных помех требуется осуществлять, формируя нули парциальных ДН приемных антенных систем в направлениях на мешающие излучатели на множестве дис-

кретных значений в полосе их рабочих циклических частот; для режекции квазинепрерывных помех нули парциальных ДН антенн формируются на их циклических частотах несущих.

Установлено, что СКО пеленгования СШП ИРИ зависит от распределения парциальных КНД АР измерительных приемников в эквивалентных полосах циклических частот обрабатываемых сигналов. При подавлении помех до уровней собственных шумов приемников степень снижения точности пеленгования СШП ИРИ, главным образом, определяется потерями парциальных КНД АР в эквивалентных полосах циклических частот сигналов.

Список литературы

1. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. М.: Радиотехника, 2009. 288 с.
2. Кондратьев В.С., Котов А.В., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы / под ред. В.В. Цветнова. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.
3. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных систем. М.: Радио и связь, 1981. 288 с.
4. Проблемы антенной техники / под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1989. 368 с.
5. Авдеев В.Б. Энергетические характеристики направленности антенн и антенных систем при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов // Антенны. 2002. № 7 (62). С. 5–27.
6. Моделирование малогабаритных сверхширокополосных антенн / под ред. В.Б. Авдеева и А.В. Ашихмина. Воронеж: Изд-во Воронежского госуниверситета, 2005. 223 с.
7. Курочкин А.П., Лось В.Ф., Стрижков В.А. Формирование энергетических диаграмм направленности видеоимпульсными сканирующими антенными решетками // Антенны. 2007. № 1 (116). С. 45–54.
8. Богословский А.В., Разиньков С.Н. Исследование точности оценки угловых координат источников сверхширокополосных сигналов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2012. Т. 15. № 2. С. 22–30.
9. Разиньков С.Н. Влияние характеристик антенн на точность пеленгования источников сверхширокополосных сигналов // Антенны. 2013. № 5 (192). С. 30–35.
10. Разиньков С.Н. Спектральные энергетические уравнения передачи негармонических сигналов и их применение в сверхширокополосных радиосистемах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14. № 3. С. 12–17.
11. Обуховец В.А., Касьянов А.О. Микрополосковые отражательные антенные решетки / под ред. В.А. Обуховца. М.: Радиотехника, 2006. 240 с.

12. Разиньков С.Н. Синтез сверхширокополосных антенных решеток с максимальными энергетическими коэффициентами направленного действия и нулями парциальных диаграмм направленности // Радиотехника. 2009. № 6. С. 49–51.
13. Попова О.Э., Разиньков С.Н. Синтез сверхширокополосных пеленгационных решеток с нулями парциальных диаграмм направленности // Антенны. 2009. № 4 (143). С. 18–21.
14. Борисов В.И., Зинчук В.М. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. М.: Радио и связь, 1999. 252 с.
15. Калашников А.Н., Власенко В.А., Назаренко А.Ф. Оптимизация аддитивных антенных решеток по энергетическим критериям в узкополосном, широкополосном и импульсном режимах // В кн.: Антенно-фидерные устройства, системы и средства радиосвязи. Воронеж: Изд-во Воронежского государственного университета, 1997. Т. 1. С. 177–182.
16. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчета). М.: Радио и связь, 1974. 232 с.
17. Афанасьев О.В., Разиньков С.Н. Среднеквадратическая ошибка пеленгования источников сверхширокополосных сигналов при пространственной режекции узкополосных помех // Антенны. 2014. № 5 (204). С. 14–19.

Mean square error of direction finding of sources of super-broadband signals at spatial filtering of hindrances

S.N. Razin'kov

With use of estimates of maximum likelihood of time of arrival and the characteristics of transfer reception of non-harmonic wave processes the mean square error of determination of angular coordinates of super-broadband sources of a radio emission in spatially distributed systems with linear antenna lattices is investigated. The analysis of accuracy of a direction-finding of radiators is carried out at a spatial filtration of pulse and Gaussian hindrances by formation of zero of partial directional patterns with minimization of losses of power coefficients of the directed action of arrays.

Keywords: super-broadband signal, direction-finding spatially distributed system, spatial filtration of hindrances, antenna partial directional pattern and power coefficient of the directed operation.
