УДК 621.391

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В МНОГОЛУЧЕВЫХ КАНАЛАХ

Ю. С. Радченко, Р. В. Титов

Воронежский государственный университет

Поступила в редакцию 31.10.2008 г.

Аннотация. В работе предложена пространственно-временная модель сверхширокополосного канала связи. Приведены результаты исследований пространственно-временной автокорреляционной функции кодированного сверхширокополосного сигнала, вычислена потенциальная разрешающая способность сигнала по углу и временной задержке с учетом корреляции параметров. Определена структура сигнала на выходе многолучевого канала связи и найдена матрица Фишера.

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал, многолучевый канал, антенная решетка, пространственно-временная обработка, кодированный сигнал.

Abstract. Time-space model of ultarwideband channel is proposed. Results of time-space correlation function study for code modulated signal are shown. Potential time delay and angle-of-arrival resolution ability is obtained. Output signal structure of multipath channel and Fisher matrix are found.

Key words: ultrawideband signal, multipath channel, antenna array, space-time processing, code modulation.

ВВЕДЕНИЕ

Одним из новых направлений повышения эффективности информационных систем с небольшой дальностью действия является применение импульсных сверхширокополосных (СШП) сигналов с кодовой модуляцией [1]. Основной проблемой, возникающей при приеме СШП сигналов, является многолучевой характер распространения от передатчика к приемнику. Экспериментальные исследования показали, что многолучевая структура сигнала внутри здания определяется как набор кластеров с неразделяемыми лучами, неизвестным временным положением кластера [2, 3]. Однако данная модель является чисто временной и не учитывает пространственно-временную структуру канала связи и направленные свойства приемных антенных систем

Таким образом, возникает задача построения более общей модели многолучевого канала распространения СШП сигнала и более корректного учета многолучевой структуры принятого сигнала.

ХАРАКТЕРИСТИКИ КОДИРОВАННЫХ СШП СИГНАЛОВ

Зададимся следующей формой СШП сигнала $s(t)$,

$$s(t) = \sum_{i=0}^{\nu} a_i s_0(t - (i + b_i \cdot \partial T)T_0), \tag{1}$$

где $s_0(t)$ — форма одиночного СШП импульса, которая часто выбирается в виде $s_0(t) = A_0\beta\ t\exp(-\beta^2 t^2)$. В выражении (2) величины a_i, b_i задают закон модуляции следующим образом:

— амплитудно кодовая модуляция (АКМ) с применением инвертора — $a_i = \{-1,1\}$;

— амплитудно кодовая модуляция (АКМ) с применением режектора — $a_i = \{0,1\}$;

— позиционная кодовая модуляция (ПКМ) — $b_i = \{0,-1,1\}$.

Отсутствие модуляции означает $a_i = \{1\}$, $b_i = \{0\}$. Смещение ∂T позиции импульса должно быть больше его длительности, но меньше половины периода T_0. Также длительность импульса должна быть много меньше периода их следования: $\beta T_0 >> 1$.

Рассмотрим простейший случай — излучение сигнала (1) точечным источником и распространение его в свободном пространстве. Пусть сигнал принимается J-элементной эквидистантной антенной решеткой с шагом h, находящейся в дальней зоне. Тогда на каждый элемент АР поступает сигнал

$$s_j(t) = \sum_{i=0}^{\nu} a_i s_0\bigg(t - \tau_0 - (i + b_i\delta T)T_0 - -(j-1)\frac{h}{c}\sin\theta_0\bigg),\ j = \overline{1..J}, \tag{2}$$

где τ_0 — временная задержка, обусловленная временем распространения сигнала, θ_0 — угол прихода сигнала, представляющего собой в дальней зоне плоскую волну. Пространственно-временная корреляционная функция сигнала (2) по параметрам (τ,θ) имеет вид:

$$\Psi(\tau_0-\tau,\theta_0,\theta)=\frac{1}{e}\sum_{j=1}^{J}\int_0^{T} s_j(t)s_j(t,\tau,\theta)dt=$$
$$=\sum_{j=1}^{J}\sum_{l=0}^{\nu}\sum_{i=0}^{\nu}a_i a_l\rho\Big(\tau_0-\tau+ \tag{3}$$
$$+(i+b_i\cdot\partial T-l-b_l\cdot\partial T)T_0+$$
$$++(j-1)\frac{h}{c}(\sin\theta_0-\sin\theta)\Big)$$

В выражении (3) e — энергия одиночного импульса, а в качестве $\rho(t)$ обозначена АКФ одиночного импульса $\rho(t)=(1-\beta^2t^2)\exp(-\beta^2t^2/2)$.

АКФ (3) как функцию переменной θ при $\tau_0=\tau$ можно также рассматривать как энергетическую диаграмму направленности системы пространственно-временной обработки СШП сигнала (2). В случае отсутствия модуляции сигнала (2), диаграмма направленности представляет собой пьедестал величиной $1/J$, на котором расположен центральный лепесток в направлении θ_0 и множество побочных лепестков. Применение модуляции позволяет в значительной степени подавить побочные лепестки.

Трехмерная поверхность, описываемая выражением (3), в случае отсутствия модуляции сигнала (2) представляет собой сложную упорядоченную структуру, состоящую из двух семейств хребтов, а также побочных пиков на месте их пересечения. Применение модуляции позволяет в значительной степени подавить побочные пики. На рис. 3 приведена двумерная АКФ модулированного кодовой последовательностью СШП сигнала.

Помимо величины побочных пиков АКФ, важными характеристиками сигнала являются его разрешающая способность и корреляция параметров. Рассмотрим, как различаются упомянутые характеристики для сигнала (2) в случае использования кодовой модуляции по сравнению с немодулированным сигналом. Для этого исследуем главный пик АКФ в точке $\tau=\tau_0,\ \theta=\theta_0$. При $\tau\to\tau_0,\ \theta\to\theta_0$ формула (3) преобразуется к виду

$$\Psi(\tau_0-\tau,\theta_0,\theta)=$$
$$=\sum_{j=1}^{J}\sum_{i=0}^{\nu}a_i^2\rho(\tau_0-\tau+ \tag{4}$$
$$+(j-1)\frac{h}{c}(\sin\theta_0-\sin\theta)\Big)$$

Очевидно, что максимальное значение АКФ равно $\Psi(0,\theta_0,\theta_0)=J\sum_{i=0}^{\nu}a_i^2$. Матрица вторых производных выражения (4) — матрица Фишера имеет вид

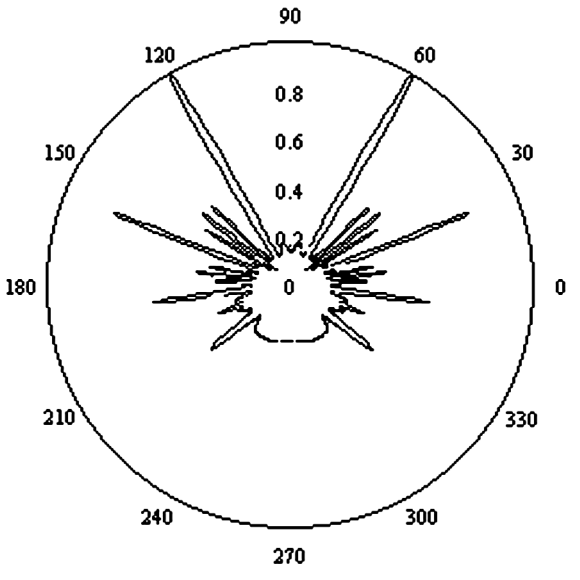

Рис. 1. Диаграмма направленности в случае немодулированного сигнала с направлением прихода и $\theta_0=60°$ ($J=4$)

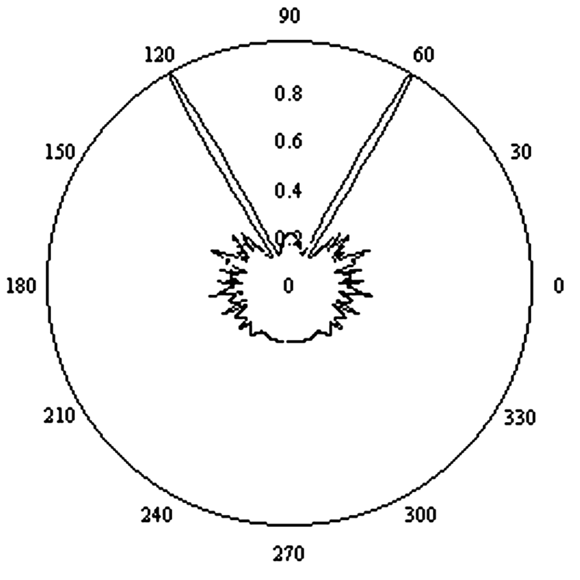

Рис. 2. Диаграмма направленности в случае модулированного сигнала с направлением прихода и $\theta_0=60°$ ($J=4$)

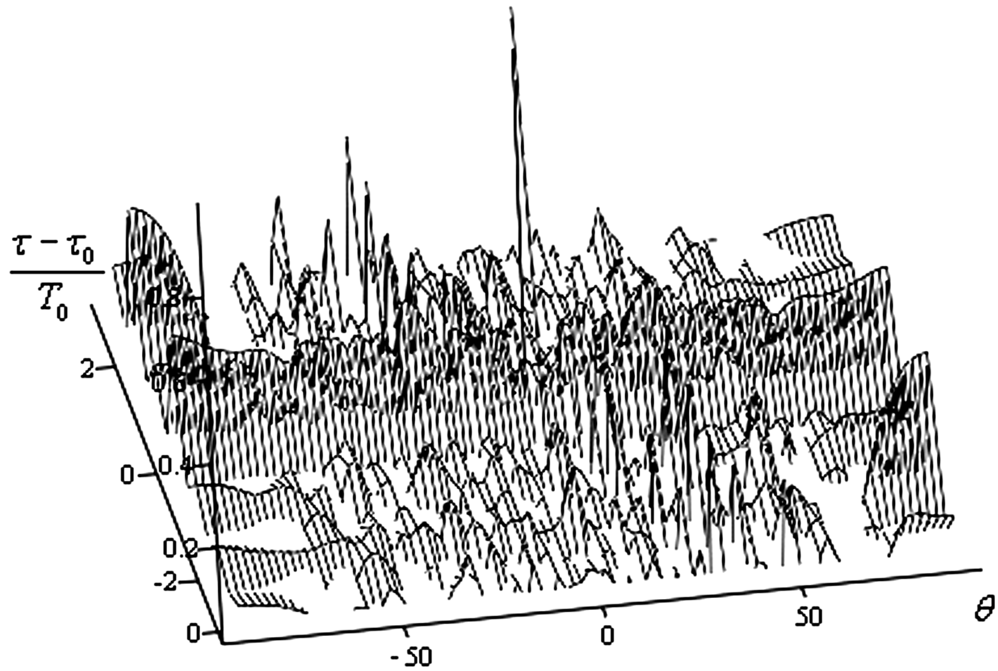

Рис. 3. Пространственно-временная АКФ модулированного сигнала с углом прихода $\theta_0 = 0$ ($J = 4,\ \nu = 7$)

$$\begin{pmatrix} \Psi''_{\tau\tau}(0,\theta_0,\theta_0) & \Psi''_{\tau\theta}(0,\theta_0,\theta_0) \\ \Psi''_{\tau\theta}(0,\theta_0,\theta_0) & \Psi''_{\theta\theta}(0,\theta_0,\theta_0) \end{pmatrix} =$$

$$= J\sum_{i=0}^{\nu} a_i^2 \begin{pmatrix} \rho''(0) & \dfrac{J-1}{2}\rho''(0)h\cos(\theta_0) \\ \dfrac{J-1}{2}\rho''(0)h\cos(\theta_0) & \dfrac{(J-1)(2J-1)}{6}\rho''(0)h^2\cos^2(\theta_0) \end{pmatrix}. \tag{5}$$

Разрешающую способность сигнала можно охарактеризовать следующими параметрами $\tau_{kor} = \sqrt{-\Psi(0,\theta_0,\theta_0)/\Psi''_{\tau\tau}(0,\theta_0,\theta_0)}$, $\theta_{kor} = \sqrt{-\Psi(0,\theta_0,\theta_0)/\Psi''_{\theta\theta}(0,\theta_0,\theta_0)}$ центрального пика АКФ. В случае немодулированного сигнала ($a_i = 1, b_i = 0$) сигнал (2) обладает следующими параметрами

$$\tau_{kor} = \sqrt{-1/\rho''(0)},$$
$$\theta_{kor} = \sqrt{\frac{J-1}{J-0.5}}\,\frac{\sqrt{3}c\tau_{kor}}{h(J-1)\cos\theta_0}. \tag{6}$$

Важной характеристикой является коэффициент корреляции $R_{\tau\theta} = \dfrac{\Psi''_{\tau\theta}(0,\theta_0,\theta_0)}{\Psi''_{\tau\tau}(0,\theta_0,\theta_0)}\Psi''_{\theta\theta}(0,\theta_0,\theta_0)$ параметров при их совместной оценке. В случае отсутствия модуляции он принимает значение

$$R^2_{\tau\theta} = \frac{3(J-1)}{2(2J-1)}. \tag{7}$$

Для расчета $\tau_{kor}, \theta_{kor}, R_{\tau\theta}$ в явном виде в случае модулированного сигнала будем полагать, что последовательности $\{a_i\}, \{b_i\}$ псевдослучайные и эргодические. Полагая, что в случае АКМ $a_i = 1$ с вероятностью p, в случае ПКМ $b_i = 0$ с вероятностью p', а вероятности $b_i = \pm 1$ одинаковы, и заменяя величины a_i, b_i, a_i^2, b_i^2 соответствующими средними значениями, получим аналогичные (6), (7) результаты.

Таким образом, модуляции в предположении псевдослучайности и эргодичности модулирующих кодов не оказывает влияния на разрешающую способность сигнала (5) по параметрам τ, θ, а также не изменяет коэффициент корреляции между этими параметрами. Однако применение модуляции позволяет в значительной мере подавить побочные пики АКФ (6) и побочные лепестки энергетической диаграммы направленности $\Psi(0,\theta_0,\theta)$.

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ МОДЕЛЬ СШП КАНАЛА

Для конструирования и анализа телекоммуникационных систем с СШП сигналами необходима физически обоснованная пространственно-временная модель канал связи. Однако применительно к СШП сигналам импульсного типа такие модели отсутствуют. Поэтому важно разработать такую модель, которая приближенно, но достаточно адекватно описывает вероятностные и пространственно-временные свойства канала связи. На рис. 4

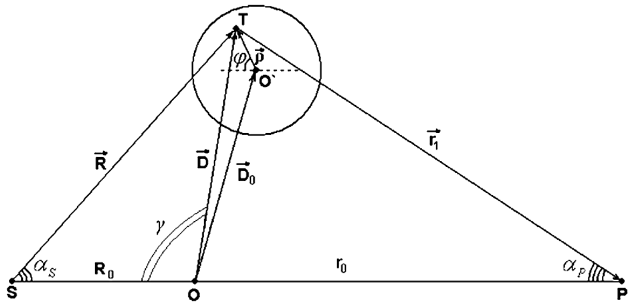

Рис. 4. Схема распространения сигнала в рассеивающем канале

приведена в геометрическом (лучевом) приближении схема распространения сигнала в рассеивающем канале.

Здесь S — точка измерения СШП сигнала, P — точка приема, совпадающая с начальным элементом линейной приемной антенной решетки.

Рассматриваемый кластер условно представим пунктирной областью, в которой T — рассеивающий элемент. Система координат выбрана так, что ось ox координат соединяет точки S и P. Кроме того, будем считать, что эквидистантная антенная решетка лежит в координатной плоскости xoy. На рис. 6 приведена детализация сечения рассеивающего кластера плоскостью, проходящей через точки (S,T,P).

Здесь O' — центр кластера с радиусом вектором $\vec{D}_0$; $\vec{D}$ — радиус-вектор рассеивающего центра T, соответственно $\vec{\rho} = \vec{D} - \vec{D}_0$ координаты точки T относительно O'. В полярной системе координат $\vec{\rho}$ характеризуется параметрами $\rho = |\vec{\rho}|$ и углом φ. Угол γ_0 — полярный угол центра кластера O'. Из геометрических соотношений следует, что разность хода

$$\begin{aligned}\Delta &= (R - r_1) - (R_0 - r_0) \approx \\ &\approx \frac{1}{2}\frac{R_0 + r_0}{R_0 \cdot r_0} D^2 \sin\gamma = \\ &= \frac{1}{2}\frac{R_0 + r_0}{R_0 \cdot r_0}(R\sin\alpha_s)\cdot(r_1 \sin\alpha_p).\end{aligned} \tag{8}$$

Здесь учтено, что $R = \sqrt{R_0^2 + D^2 - 2R_0 D\cos\gamma} \approx$ $\approx R_0 - D\cos\gamma + 0.5(D/R_0)\sin^2\gamma$. Аналогично $r_1 \approx r_0 + D\ \cos\ (\gamma) + \frac{1}{2}(D/R_0)\sin^2\gamma$. Также из рис. 4 следует, что

$$\begin{aligned}D_s &= D\sin\gamma = D_0\ \sin\gamma_0 + \\ &+\rho\sin\varphi = D_{S0} + d.\end{aligned} \tag{9}$$

Подставляя (9) в (8) получаем

$$\begin{aligned}\Delta R &= \frac{1}{2}\left(\frac{R_0 + r_0}{R_0 r_0}\right)(D_{S0} + d)^2 = \\ &= p\,(D_{S0} + d)^2.\end{aligned} \tag{10}$$

Здесь $p = \dfrac{R_0 + r_1}{2R_0 r_1}$. Параметры $\{D_{S0}, d\}$ характеризуют расположение кластера и рассеивающего элемента. На рис. 5 приведена геометрия лучей, приходящих на антенную решетку.

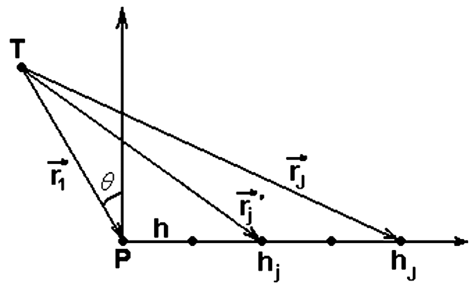

Рис. 5. Геометрия лучей, приходящих на антенную решетку

Здесь h — шаг решетки, J — число элементов решетки, h_j — расстояние j-го элемента решетки от точки P. Из геометрических соотношений следует, что

$$\begin{aligned}r_j &= \sqrt{r_1^2 + h_j^2 + 2r_1 h_j \sin\theta} \approx \\ &\approx r_1 + h_j\sin\theta + \frac{1}{2}\frac{(h_j\cos\theta)^2}{r_1}.\end{aligned} \tag{11}$$

Слагаемое $0.5(h_j\cos\theta)^2/r_1$ определяет сферическую поправку при падении волнового фронта на АР, $h_j\sin\theta$ — определяет линейную задержку фронта волны. Если $h_j \ll r_1$, то сферической поправкой можно пренебречь. Тогда с учетом (11) можно записать

$$\begin{aligned}\Delta R_j &= (R + r_j) - (R_0 + r_0) = \\ &= p(D_{S0} + d)^2 + h_j\sin\theta.\end{aligned} \tag{12}$$

Если $\max(d) < c\tau_{kor}$, то имеет место многолучевость от компактного кластера. Если $\max(d) > c\tau_{kor}$, то возникает распределенная многолучевость от протяженного кластера, где в каждый момент времени суммируются лучи от эллиптической поверхности с уравнением $R + r_j = g = \text{const}$. Точнее это эллиптический слой, толщина которого определяется пространственной разрешающей способностью $c\tau_{kor}$ СШП сигнала. В таком случае распределенная многолучевость от протяженного кластера характеризуется диапазоном рассеяния $g \in \left[g^{(1)}, g^{(2)}\right]$.

Будем считать, что кластер является компактным и содержит K рассеивающих элементов с параметрами $\{A_k, D_{S0}, d_k\}$. Если предположить что имеется M кластеров м параметрами $\{\alpha_m, D_{S0}^{(m)}, \theta_m\}$, $m = 1..M$, то на каждый элемент антенной решетки поступает сигнал

$$s_j(t) = \sum_{m=1}^{M} \alpha_m \sum_{k=1}^{K} A_k^{(m)} s(t - t_0 - [h_j \sin\theta_m + +p(D_{S0}^{(m)} + d_k^{(m)})^2]/c), \tag{13}$$

где $t_0 = (R_0 + r_0)/c$. Если излучаемый сигнал $s(t) = \delta(t)$ — дельта-функция, то выражение (13) определяет импульсную реакцию рассеивающего канала в рассмотренном выше приближении. Она является обобщением временной модели СШП канала для стандарта IEEE 802.15.3a [2].

Для построения вероятностной модели многолучевого канала связи необходимо задаться распределением параметров $\{\alpha_m, A_k^{(m)} D_{S0}^{(m)}, d_k^{(k)}\}$. В рамках чисто временной модели даны следующие аппроксимации эмпирических распределений задержек от кластеров и рассеивающих элементов внутри кластеров

$$\begin{aligned} &w(T_m \mid T_{m-1}) = \Lambda \exp\left[-\Lambda\left(T_m - T_{m-1}\right)\right],\ m > 0; \\ &w(\tau_k^{(m)} \mid \tau_{k-1}^{(m)}) = \lambda \exp\left[-\lambda\left(\tau_k^{(m)} - \tau_{k-1}^{(m)}\right)\right],\ k > 0. \end{aligned} \tag{14}$$

С учетом выражения (13)

$$T_m = p(D_{S0}^{(m)})^2/c,$$
$$\tau_k^{(m)} = p\left(d_k^{(m)}\right)/c.$$

Величина α_m имеет логнормальное распределение. Необходимо отметить, что реальная модель СШП сигнала должна базироваться на решении электродинамической задачи рассеяния сигнала с очень большим диапазоном длин волн на распределенных геометрических объектах, что представляет собой крайне сложную задачу. Кроме того, для построения адекватной вероятностной модели принятого сигнала необходимо корректное задание статистики случайных величин $\{\alpha_m, A_k^{(m)} D_{S0}^{(m)}, d_k^{(k)}\}$, что в общем случае сделать затруднительно.

СУБОПТИМАЛЬНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА МНОГОЛУЧЕВОГО СШП СИГНАЛА

Рассмотрим случай приема на фоне шума СШП сигнала (1) при его многолучевом распространении. Пусть сигнал принимается J — элементной эквидистантной антенной решеткой с шагом h, находящейся в дальней зоне. Тогда на каждый элемент АР поступает смесь

$$\begin{aligned} x_j(t) &= s\left(t - \tau_0 - (j-1)\frac{h}{c}\sin(\theta_0)\right) + \\ &+\sum_{m=1}^{M} \alpha_m s\left(t - \tau_m - (j-1)\frac{h}{c}\sin(\theta_m)\right) + n_j(t) = \\ &= \sum_{m=0}^{M} \alpha_m \sum_{i=1}^{v} a_i s_0\left(t - \tau_m - (i + b_i \partial T)T_0 - \right. \\ &\left. -(j-1)\frac{h}{c}\sin(\theta_m)\right) + n_j(t), \end{aligned} \tag{14}$$

где луч с индексом $m = 0$ распространяется прямолинейно от источника и для него считаем $\alpha_0 = 1$, а M — число мешающих лучей, каждый из которых характеризуется углом прихода θ_m, совокупной задержкой τ_m и затуханием α_m.

Будем считать, что шум — белый гауссовский и обладает следующими свойствами: $\langle n_j(t) \rangle = 0$, $\langle n_j(t_1) n_p(t_2) \rangle = \delta_{j,p} N_0 \delta(t_1 - t_2)/2$, $j = \overline{1..J}$, $p = \overline{1..J}$, где $\delta_{j,p}$ — символ Кронекера.

Субоптимальная обработка сигнала (14) представляет собой его обработку приемником, рассчитанным на прием одного луча, и сводится к вычислению следующей статистики:

$$\begin{aligned} M(\tau,\theta) &= \frac{2}{N_0}\sum_{j=1}^{J}\int_0^{T_\text{и}} x_j(t) s_j(t,\tau,\theta) dt = \\ &= \frac{2}{N_0}\sum_{m=0}^{M}\alpha_m \sum_{j=1}^{J}\int_0^{T_\text{и}} s\left(t - \tau_m - (j-1)\frac{h}{c}\sin(\theta_m)\right) \times \\ &\times s\left(t - \tau - (j-1)\frac{h}{c}\sin(\theta)\right) dt + \\ &+\frac{2}{N_0}\sum_{j=1}^{J}\int_0^{T_\text{и}} n_j(t) s(t,\tau,\theta) dt = \\ &= q_0^2 \sum_{m=0}^{M} \alpha_m \Psi(\tau_m - \tau, \theta_m, \theta) + \\ &+ q_0 N(\tau,\theta) = q_0^2 \Psi_F(\tau,\theta) + q_0 N(\tau,\theta). \end{aligned} \tag{15}$$

Рассмотрим свойства шумовой функции $N(\tau,\theta)$. Она является суперпозиции линейных функционалов от гауссовских процессов $n_j(t)$ и также является гауссовской случайной величиной со следующими характеристиками:

$$\langle N(\tau,\theta) \rangle = = \sqrt{\frac{2}{N_0 e}} \sum_{j=1}^{J}\int_0^{T_=} < n_j(t) > s(t,\tau,\theta) dt = 0,$$

$$\begin{aligned} &\langle N(\tau,\theta) N(\tau',\theta') \rangle = \\ &= \frac{2}{N_0 e}\sum_{j=1}^{J}\sum_{p=1}^{J}\int_0^{T_=}\int_0^{T_=} < n_j(t_1) n_p(t_2) > s(t_1,\tau,\theta) \times \\ &\times s(t_2,\tau',\theta') dt_1 dt_2 = \Psi(\tau - \tau', \theta, \theta') \end{aligned}$$

Таким образом, корреляционная функция шумовой функции совпадает с АКФ (3), но не совпадает с сигнальной составляющей $\Psi_F(\tau,\theta)$ выходной статистики (15).

Рассмотрим свойства сигнальной составляющей $\Psi_F(\tau,\theta)$. Как следует из (14), сигнальная составляющая $\Psi_F(\tau,\theta)$ в (15) равна взвешенной сумме АКФ (3) с весами α_m, т.е. каждый луч формирует парциальный отклик $\alpha_m \Psi(\tau_m - \tau, \theta_m, \theta)$, координаты абсолютных максимумов которых не совпадают.

Рассмотрим свойства функции $\Psi_F(\tau,\theta)$ в случае больших априорных интервалов значений τ_0, θ_0, т.е. значительно превосходящих величины τ_{kor}, θ_{kor}, определенные в (6). Для этого случая будем полагать, что $|\tau_m - \tau_n| >> \tau_{kor}$, $|\theta_m - \theta_n| >> \theta_{kor}$, $m, n = \overline{0..M}$, тогда $\Psi_F(\tau,\theta)$ будет иметь многопиковую структуру. Помимо центрального пика в точке $\tau = \tau_0,\ \theta = \theta_0$, она также обладает множеством побочных пиков в точках $\tau = \tau_m,\ \theta = \theta_m,\ m = \overline{1..M}$.

Таким образом

$$\Psi_F(\tau,\theta) = \Psi(\tau_0 - \tau, \theta_0, \theta) + \\ + \sum_{m=1}^{M} \alpha_m \Psi(\tau_m - \tau, \theta_m, \theta) \qquad (16)$$

поэтому матрица Фишера при приеме многолучевого СШП сигнала при больших априорных интервалах значений τ_0, θ_0 совпадает с матрицей Фишера при приеме СШП сигнала точечного источника.

Рассмотрим случай малого априорного интервала величины θ_0, т.е. когда угол θ_0 примерно известен. Будем считать, что мешающие лучи пространственно слабо разрешаемы и не разрешаемы по времени, т.е. $|\tau_m - \tau_0| \approx 0$, $|\theta_m - \theta_0| < \theta_{kor},\ m = \overline{1..M}$. Рассмотрим сечение $\Psi_F(\tau,\theta)$ плоскостью $\tau = \tau_0$. При $\theta \to \theta_0$ с учетом (4) можно записать

$$\Psi_F(\tau = \tau_0, \theta) = \\ = \sum_{m=0}^{M} \alpha_m \sum_{j=1}^{J} \sum_{i=0}^{\nu} a_i^2 \rho\left((j-1)\frac{h}{c}(\sin(\theta_m) - \sin(\theta_0))\right). \qquad (17)$$

Слагаемые в (17) с $m > 0$ приводят к тому, что абсолютный максимум функции $\Psi_F(\tau = \tau_0, \theta)$ смещается относительно значения θ_0. Вычисление этого смещения в явном виде оказывается затруднительным.

Оценим изменение ширины центрального пика (17) по сравнению с шириной пика АКФ(3). Пусть θ^* — координаты абсолютного максимума (17). Вводя обозначения $\theta_m - \theta^* = {}_\Delta\theta_m$, учитывая, что $\sin(\theta_m) - \sin(\theta^*) = \theta_m \cos(\theta^*)\,{}_\Delta\theta_m$ и разлагая $\rho(t)$ и ее первые две производные в ряд, оставляя члены не выше второго порядка

$$\rho(t) \approx 1 - 3\beta^2 t^2 / 2,$$
$$\rho'(t) \approx -3\beta^2 t,$$
$$\rho'(t) \approx -3\beta^2 + 15\beta^4 t^2$$

запишем выражения для величины абсолютного максимума (17) и его второй производной

$$\Psi_F(\tau^*, \theta^*) = \\ = \sum_{m=0}^{M} \alpha_m \sum_{j=1}^{J} \sum_{i=0}^{\nu} a_i^2 (1 - 1.5\beta^2 \times \\ \times (j-1)^2 (h/c)^2 \cos^2(\theta^*)({}_\Delta\theta_m)^2);$$

$$\Psi''_{F\ \theta\theta}(\tau^*, \theta^*) = \sum_{m=0}^{M} \alpha_m \sum_{j=1}^{J} \sum_{i=0}^{\nu} a_i^2 \times \\ \times ((j-1)^2 (h/c)^2 \cos^2(\theta^*)(-3\beta^2 + \\ +7.5\beta^2 (j-1)^2 (h/c)^2 \cos^2(\theta^*)({}_\Delta\theta_m)^2) - \\ -3\beta^2 (j-1)^2 (h/c)^2 \sin(\theta^*)\cos(\theta^*)\,{}_\Delta\theta_m). \qquad (18)$$

Будем полагать, что величины ${}_\Delta\theta_m$ случайны, имеют одинаковое распределение с нулевым средним и дисперсией Θ^2. Тогда заменяя в (18) величины ${}_\Delta\theta_m, ({}_\Delta\theta_m)^2$, вычислим величину ширину пика $\Psi_F(\tau = \tau_0, \theta)$

$$\theta_{kor} = \sqrt{-((h/c)^2 \cos^2(\theta^*)(J-1)(2J-1)\rho''(0)/6)^{-1}} \times \\ \times \sqrt{\frac{1 - (J-1)(J-0.5)\Theta^2 (h/c)^2 \cos^2(\theta^*)\beta^2/2}{1 - (3J^2 - 3J - 1)\Theta^2 (h/c)^2 \cos^2(\theta^*)\beta^2/2}}. \qquad (19)$$

Первый множитель в (18) совпадает с шириной центрального пика АКФ по углу прихода при приеме сигнала от точечного источника в свободном пространстве. Второй множитель характеризует изменение ширины пика функции $\Psi_F(\tau = \tau_0, \theta)$ при субоптимальной обработке. Так как $3J^2 - 3J - 1 > (J-1)(J-0.5)$ при всех целых $J > 1$, из (19) следует, что пик функции $\Psi_F(\tau = \tau_0, \theta)$ расширяется при субоптимальной обработке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Радченко Ю.С.* Выбор кодов для амплитудной кодовой и внутриблоковой позиционной модуляции сверхширокополосных сигналов / Ю. С. Радченко // Электросвязь. — 2005. — № 2. — С. 31—33.

2. *Foerster J.* A Channel Model for Ultrawideband Indoor Communication / J. Foerster, M. Pendegrass, A. Molich — http://www.merl.com/papers/docs/TR2004-074.pdf.

3. *Dabin J.* A statistical ultra-wideband indoor channel model and the effects of antenna directivity on path loss and multipath propagation / J. Dabin, A. Haimovich, H. Grebel // IEEE Journal of Selected Areas in Communications. — 2006. — T. 24, № 4. — C. 752—758.

4. *Радченко Ю.С.* Анализ характеристик составных сверхширокополосных сигналов с амплитудной и позиционной кодовой модуляцией / Ю. С. Радченко, С. В. Сохнышев // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. — 2005. — № 3. — С. 47—55.

5. *Астанин Л.Ю.* Сложные сверхширокополосные импульсные радиолокационные сигналы и возможности их формирования / Л. Ю. Астанин, А. А. Флерова // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. — 2003. — № 4. — С. 11—20.

Радченко Юрий Степанович — д.ф.м.н., профессор кафедры радиофизики Воронежского госуниверситета; тел.: (4732) 20-89-16, e-mail: rvtitov@yandex.ru

Титов Роман — магистрант 2 года обучения кафедры радиофизики ВГУ; тел.: (4732) 20-89-16, e-mail: rvtitov@yandex.ru

Radchenko Yuri — Doctor of Science, Professor of Radio Physics Department of Voronezh State University; tel: (4732) 20-89-16, e-mail: radchenko@gdct-group.ru

Titov Roman – Student of Radio Physics Department of Voronezh State University; tel: (4732) 20-89-16, e-mail: rvtitov@yandex.ru