ВЛИЯНИЕ НЕОДНОРОДНОСТИ ТРОПОСФЕРЫ НА ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННУЮ ОБРАБОТКУ СИГНАЛОВ

В. И. Костылев, М. Ю. Алексеев

Воронежский государственный университет

Поступила в редакцию 21.10.2010 г.

Аннотация: исследовалось влияние неоднородности тропосферы на пространственно-временную обработку сигналов. Влияние флуктуации фазы на пространственно-временную обработку сигналов оценивалось по искажениям сигнальной составляющей выходного эффекта обработки. Моделирование фазовых флуктуаций поля производилось методом скользящего суммирования. По результатам моделирования были получены условия, при которых неоднородность среды распространения существенно влияет на качественные показатели обработки сигналов, а также ограничения, налагаемые на параметры антенных систем. Ключевые слова: пространственно-временная обработка, фазовые флуктуации, турбулентная тропосфера, сигнальная составляющая, когерентная многопозиционная радиосистема.

Abstract: the influence of heterogeneity troposphere on space-time signal processing was investigated. Effect of phase fluctuations on space-time processing of signals rated by distortion of the signal component of the output effect of treatment. Simulation of phase fluctuations of the field produced by the moving summation. Simulation results were obtained conditions under which the heterogeneity of the propagation medium significantly influences the performance of signal processing, as well as the restriction of imposed on the parameters of antenna systems.

Keywords: space-time processing, phase fluctuations, turbulent troposphere, the signal component, coherent multi-radio.

ВВЕДЕНИЕ

Все естественные среды, в которых распространяются радиоволны, даже космическое пространство, являются, строго говоря, неоднородными. В зависимости от характера неоднородностей и используемого диапазона волн изменения, вызываемые неоднородностью среды распространения, могут иметь различный характер: может изменяться направление прихода волны на раскрыв приемной антенны, форма амплитудного и фазового фронта волны и т. д.; изменения могут носить как регулярный, так и случайный характер. С точки зрения устойчивости алгоритмов обработки сигналов нас интересуют лишь те искажения, которые влияют на когерентность обрабатываемых сигналов. Такие искажения вызываются изменяющимися во времени локальными неоднородностями среды, размеры которых сравнимы с размерами приемных антенных систем или существенно меньше них. В том диапазоне волн, который используется в измерительных радиосистемах, наиболее существенными являются искажения, возникающие при распространении волн в турбулентной тропосфере. Поэтому условия, при которых неоднородность среды распространения существенно влияет на качественные показатели обработки сигналов, а также ограничения, налагаемые этой неоднородностью при выборе параметров систем, рассмотрим применительно к распространению волн в турбулентной тропосфере.

В тропосфере наряду с регулярными неоднородностями (регулярное изменение температуры, давления и влажности с высотой) имеются и случайные, связанные с турбулентным (вихревым) движением воздуха, первопричиной которого является нагревание земной поверхности и воздуха солнцем. Если скорость движения воздуха превышает некоторое критическое значение, то характер движения меняется: из упорядоченного (ламинарного) оно переходит в беспорядочное вихревое (турбулентное) движение, при котором скорость воздуха в каждой точке становится случайной величиной [1].

Такое турбулентное движение приводит к тому, что в атмосфере образуются случайные

[©] Костылев В. И., Алексеев М. Ю., 2010

локальные неоднородности различных размеров (от внешнего до внутреннего масштаба турбулентности), изменяющиеся со временем, и в двух соседних участках температура, давление и влажность воздуха имеют неодинаковые значения. Как известно, коэффициент преломления воздуха зависит от его температуры, давления и влажности; поэтому локальные неоднородности этих параметров приводят к локальным случайным неоднородностям коэффициента преломления воздуха. Фазовый набег волны на каждом элементарном участке пути ее распространения зависит от коэффициента преломления воздуха на этом участке и изменяется в соответствии с изменением коэффициента преломления. Эти изменения весьма малы; однако на пути распространения волна проходит множество таких участков. В результате случайные локальные неоднородности показателя преломления воздуха могут приводить к искажениям фазового фронта волн, распространяющихся в тропосфере, и к флуктуациям фазовых сдвигов поля в различных точках раскрыва антенны, а также к флуктуациям амплитуды поля. Это вызывает искажения пространственно-временного сигнала, которые можно рассматривать как пространственно-временные модулирующие помехи и характеризовать функцией помеховой модуляции:

$$\dot{M}(t, \mathbf{\rho}) = A(t, \mathbf{\rho}) \exp[j\Delta\vartheta(t, \mathbf{\rho})], \qquad (1)$$

где $A(t, \mathbf{\rho})$ характеризует изменения амплитуды, а $\Delta \vartheta(t, \mathbf{\rho})$ — случайные приращения фазы [2] ($\mathbf{\rho}$ — вектор координат точки раскрыва антенны). Учитывая, что флуктуации амплитуды сигнала относительно невелики [3] и что на обработку пространственно-временных сигналов в основном влияют флуктуации фазовых сдвигов, вызывающие частичное нарушение когерентности поля в различных точках раскрыва приемной антенны, изменения амплитуды в дальнейшем учитываться не будут (A = 1).

Поскольку на пути распространения волны имеется огромное число локальных неоднородностей показателя преломления, вызывающих изменения фазы волны, распределение флуктуации фазы поля $\Delta \vartheta$ на раскрыве антенны можно считать гауссовским с нулевым математическим ожиданием. Изменения $\Delta \vartheta$ во времени связаны с перемещениями локальных неоднородностей. Они происходят относительно медленно, и за время когерентной обработки сигнала распределение неоднородностей практически не изменяется; поэтому при исследовании влияний флуктуации фазы на обработку сигнала можно принять $\Delta \vartheta(t, \mathbf{\rho}) \approx \Delta \vartheta(\mathbf{\rho}).$

Влияние флуктуации фазы, возникающих при распространении волн в турбулентной тропосфере, на пространственно-временную обработку сигналов можно оценить по искажениям сигнальной составляющей выходного эффекта обработки, вызываемыми этими флуктуациями. Уменьшение уровня главного максимума сигнальной составляющей характеризует энергетические потери, расширение главного максимума — потери в разрешающей способности, возрастание уровня боковых лепестков — уменьшение возможностей подавления внешних помех за счет пространственной селекции, сдвиг максимума – ошибки в определении координат.

1. ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИ

Рассмотрим многопозиционную измерительную радиосистему. Пусть в отсутствие фазовых искажений обрабатываемый полезный сигнал в *i*-м приемном пункте равен $\dot{s}(t, \mathbf{1}_0)$, где $\mathbf{1}_0$ — истинные значения параметров сигнала, создаваемого целью. При наличии модулирующих помех (фазовых искажений) обрабатываемый полезный сигнал описывается формулой:

$$\begin{split} \dot{S}_{M_i}(t, \mathbf{l}_0) &= \dot{M}(t, \mathbf{\rho}_i) \dot{s}_i(t, \mathbf{l}_0) = \\ &= \dot{s}_i(t, \mathbf{l}_0) \exp\left[\left(j \Delta \vartheta(\mathbf{\rho}_i) \right], \end{split}$$
(2)

а сигнальная составляющая выходного эффекта

$$\dot{Y}_{\rm sM}(\mathbf{l},\mathbf{l}_0) = \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^N \exp[j\Delta\vartheta(\mathbf{\rho}_i)] \int \dot{s}_i(t,\mathbf{l}_0) s_i^*(t,\mathbf{l}) dt, \quad (3)$$

где l — вектор параметров опорного сигнала.

Поскольку фазовые сдвиги $\Delta \vartheta$ практически не изменяются за время когерентной обработки сигнала, они не влияют на временную обработку, и при последующем анализе удобно рассматривать только пространственную обработку, полагая, что временные параметры сигнала таковы, что пространственная и временная обработки разделяются. Если все приемные антенны имеют диаграммы направленности, равномерные в рабочем секторе углов, сигнальную составляющую выходного эффекта пространственной обработки при наличии модулирующих помех (фазовых искажений) с точностью до постоянного множителя можно записать в виде [4]:

$$\dot{Y}_{M}(\mathbf{R}) = \frac{1}{B_{M}} \sum_{i=1}^{N} \frac{I_{i}^{2}}{\boldsymbol{\chi}_{i} \boldsymbol{\chi}_{0i}} \exp[j\Delta\vartheta(\mathbf{\rho}_{i})] \times \\ \times \exp\left[j\omega_{0} \frac{R - r_{i} - R_{0} + r_{0i}}{c}\right],$$

$$(4)$$

где $B_{_9}$ — эквивалентная площадь антенны, I_i — коэффициент усиления *i*-го приемного пункта антенной системы, $\chi_i = r_i / R$.

Как видно из (4), при наличии флуктуации фазы $\Delta \vartheta$ сигнальная составляющая становится случайной функцией. Искажения ее, вызываемые флуктуациями фазы, можно оценить, сравнивая средний квадрат модуля этой функции с квадратом модуля сигнальной составляющей в отсутствие флуктуации фазы ($\Delta \vartheta = 0$). В соответствии с (4) средний квадрат модуля будет

$$\overline{\dot{Y}_{M}^{2}} = \frac{1}{B_{M}^{2}} \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \frac{I_{i}^{2} I_{j}^{2} \dot{K}_{M}(\boldsymbol{\rho}_{i}, \boldsymbol{\rho}_{j})}{\boldsymbol{\chi}_{i} \boldsymbol{\chi}_{j} \boldsymbol{\chi}_{0i} \boldsymbol{\chi}_{0j}} \times \exp\left[j\boldsymbol{\omega}_{0} \frac{r_{j} - r_{0j} - r_{i} + r_{0i}}{c}\right],$$
(5)

где

$$\dot{K}_{M}(\boldsymbol{\rho}_{i},\boldsymbol{\rho}_{j}) = < \exp\left\{j\left[\Delta\vartheta(\boldsymbol{\rho}_{i}) - \Delta\vartheta(\boldsymbol{\rho}_{j})\right]\right\} > (6)$$

— корреляционная функция функции помеховой модуляции $\dot{M}(\mathbf{\rho})$ [2] или функция когерен-



Рис. 1. Взаимное расположение цели (М) и точек приемной антенной системы (ρ .)

тности [5]. Радиус корреляции функции K_M характеризует радиус когерентности поля волны, прошедшей через турбулентную тропосферу.

Чтобы не прибегать к весьма громоздким выражениям, будем рассматривать геометрические соотношения на плоскости, проходящей через цель и приемную антенную систему, полагая, что последняя расположена на оси ρ (рис. 1). Здесь $L_{\rm T} = H_{\rm r} {\rm sin} \gamma_0$, где $H_{\rm r} = 8$ км — эффективная толщина тропосферы. Будем также полагать, что расстояние до наблюдаемого объекта R много больше размера антенной системы L.

2. АЛГОРИТМ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Процесс $\Delta \vartheta(\mathbf{\rho})$ моделировался в дискретных точках $\rho = n\Delta\rho$ ($\Delta\rho$ — шаг моделирования) по корреляционной функции, которую можно рассматривать как функцию целочисленного аргумента *n*. Согласно [4], ее можно записать в виде:

$$K_{M}[n] = \exp\left\{-0.693\left[\frac{n\Delta\rho\sin(\gamma)}{l_{k}}\right]^{\frac{5}{3}}\right\} =$$

$$= \exp\left\{-0.693\left[n\sin(\gamma)\frac{\Delta\rho}{L}\frac{L}{l_{k}}\right]^{\frac{5}{3}}\right\}$$
(7)

ИЛИ

$$K_{M}[n] = \exp\left\{-0.693\left[n\sin(\gamma)\frac{\Delta\rho}{c}\frac{c}{L}\frac{L}{l_{k}}\right]^{\frac{5}{3}}\right\} =$$

$$= \exp\left\{-0.693\left[n\sin(\gamma)\frac{\Delta t}{T}\frac{L}{l_{k}}\right]^{\frac{5}{3}}\right\},$$
(8)

где c — скорость распространения электромагнитных колебаний, $\Delta t = \Delta \rho / c$ — шаг дискретизации по времени, T = L/c. Вводя новое обозначение

$$\boldsymbol{\beta} = 0.693 \left[\frac{\Delta \boldsymbol{\rho}}{L} \frac{L}{l_k} \sin(\gamma) \right]^{\frac{5}{3}},$$

вместо (7) и (8) получим:

$$K_{M}[n] = \exp\left(-\beta n^{\frac{5}{3}}\right). \tag{9}$$

Согласно [6], фазовые флуктуации поля $\Delta \vartheta(\mathbf{\rho}) = \Delta \vartheta(n\Delta \mathbf{\rho}) = \Delta \vartheta[n]$ можно получить методом скользящего суммирования с некоторым весом $c_{\scriptscriptstyle k} = c[k]$:

$$\vartheta[n] = \sum_{k=1}^{N} c_k x[n-k], \qquad (10)$$

где x[n] — стационарная последовательность независимых нормальных случайных чисел (дискретный белый шум). Неизвестные коэффициенты c_k находятся путем решения системы вида

$$\begin{split} K_{M}[0] &= c_{1}^{2} + \ldots + c_{N}^{2}, \\ K_{M}[1] &= c_{1}c_{2} + \ldots + c_{N-1}c_{N}, \\ \ldots & \ldots & (11) \\ K_{M}[N-1] &= c_{1}c_{N}, \\ K_{M}[N] &= 0. \end{split}$$

Однако существует и другой способ получения коэффициентов с_k, который в ряде случаев позволяет найти аналитическое решение системы (11). Согласно [7], неизвестные коэффициенты с_k можно получить следующим образом:

$$c_{k} = \frac{1}{\omega_{c}} \int_{0}^{\omega_{c}} \left[\frac{\omega_{c}}{\pi} G(\omega) \right]^{1/2} \cos\left(\frac{k\pi\omega}{\omega_{c}}\right) d\omega, \ \omega_{c} = \frac{\pi}{\Delta t},$$

где $G(\omega)$ — энергетический спектр процесса $\Delta \vartheta(t) = \Delta \vartheta(n\Delta t) = \Delta \vartheta[n], \ \omega_c$ — частота дискретизации. При этом $G(\omega)$ определяется выражением:

$$G(\boldsymbol{\omega}) = \int_{-\infty}^{\infty} K_{M}(\boldsymbol{\tau}) e^{-j\boldsymbol{\omega}\boldsymbol{\tau}} d\boldsymbol{\tau} = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\beta\boldsymbol{\tau}^{\frac{5}{3}} - j\boldsymbol{\omega}\boldsymbol{\tau}} d\boldsymbol{\tau}.$$
 (12)

Интеграл вида (12) не является табличным и не выражается в элементарных и специальных функциях. Однако корреляционная функция $K_{M}[n]$ вида (9) достаточно точно аппроксимируется функцией:

$$K_{M0}[n] = \exp(-\omega_*^2 n^2), \ \omega_*^2 \sim \beta.$$
 (13)

Примем в качестве оценки погрешности, вносимой аппроксимацией, относительное среднеквадратическое отклонение корреляционной функции $K_{M0}[n]$ от заданной функции $K_{M}[n]$:

$$\delta^{2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \left| \exp(-\beta \tau^{\frac{5}{3}}) - \exp(-\omega_{*}^{2} \tau^{2}) \right|^{2} d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-\beta \tau^{\frac{5}{3}}) d\tau}.$$
 (14)

Для корреляционной функции вида (13) интеграл (12) вычисляется аналитически:

$$G(\boldsymbol{\omega}) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-(\boldsymbol{\omega}_{*}^{2}\tau^{2}+j\boldsymbol{\omega}\tau)} =$$
$$= e^{-\left(\frac{\boldsymbol{\omega}}{2\boldsymbol{\omega}_{*}}\right)^{2}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\left(\boldsymbol{\omega}_{*}\tau+\frac{j\boldsymbol{\omega}}{2\boldsymbol{\omega}_{*}}\right)^{2}} d\tau = \frac{\sqrt{\pi}}{\boldsymbol{\omega}_{*}} e^{-\left(\frac{\boldsymbol{\omega}}{2\boldsymbol{\omega}_{*}}\right)^{2}}.$$
(15)

Для коэффициентов c_k также получаем аналитическое выражение [8]:

$$c_{k} = \frac{1}{\omega_{c}} \int_{0}^{\infty} \left[\frac{\omega_{c}}{\pi} \frac{\sqrt{\pi}}{\omega_{*}} e^{-\frac{\omega^{2}}{4\omega_{*}^{2}}} \right]^{\frac{1}{2}} \left(\frac{e^{-\frac{jk\pi\omega}{\omega_{c}}} + e^{\frac{jk\pi\omega}{\omega_{c}}}}{2} \right) d\boldsymbol{\omega} =$$

$$= \frac{\sqrt{2\gamma_{*}}}{\sqrt[4]{\pi}} e^{-2k^{2}\gamma_{*}^{2}}, \quad \gamma_{*} = \omega_{*}\Delta t.$$
(16)

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

При моделировании фазовых флуктуаций поля рассматривалась когерентная десятипозиционная эквидистантная антенная система с базой L = 10000 м. Шаг дискретизации случайного процесса $\Delta \vartheta$ (Б) выбирался равным $\Delta \rho = L/N$. При N = 50 узлы моделирования совпадали с точками расположения приемных позиций. Моделирование производилось при различных значениях отношения базы антенны к радиусу корреляции поля $L / l_k \in [0.5, 10]$. Для данных значений L, N и L/l_k по формулам (9) и (13) были построены корреляционная функция $K_M[n]$ и ее аппроксимация $K_{M0}[n]$. Соответствующие графики при $L/l_k = 1$ изображены на рис. 2.

Погрешность аппроксимации, вычисленная по формуле (14), составила $\delta^2 = 3.5^* 10^{-3}$.



Рис. 2. Графики корреляционной функции $K_{M}[n]$ и ее аппроксимации $K_{M0}[n]$

Коэффициенты с_к, рассчитанные по формуле (16), изображены на рис. 3.



Рис. 3. Зависимость коэффициентов c_k от номера k

По формуле (10), с использованием вычисленных коэффициентов с_k, формировался случайный процесс $\Delta \vartheta[n]$. Для формирования стационарной последовательности независимых нормальных случайных чисел (дискретный белый шум) х[п] использовалась функция "randn" пакета МАТLAB. Одна из реализаций процесса $\Delta \vartheta^{(i)}[n]$ и соответствующая ей корреляционная функция $K_M^{(i)}[n] = M \left\{ \vartheta^{(i)}[k] \vartheta^{(i)}[k+n] \right\}$ изображены на рис. 4.

Для полученных реализаций значений $\Delta \vartheta^{(i)}[n]$ рассчитывался средний квадрат модуля сигнальной составляющей по формуле, вытекающей из (4) при $\chi_i=1$:

$$\overline{Y_M^2} = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N I_i^2 I_j^2 \exp\left\{j\left[\Delta\vartheta(\rho_i) - \Delta\vartheta(\rho_j)\right]\right\} \times \\ \times \exp\left[j\omega_0 \frac{r_j - r_{0j} - r_i + r_{0i}}{c}\right].$$
(17)

Вводя обобщенную разность углов $u = (L/\lambda)(\cos(\gamma) - \cos(\gamma_0))$ и обобщенную разность дальностей $w = (R-R_0)/\delta R_{0.5}$ при $\gamma = \gamma_0$ (где $\delta R_{0.5}$ — ширина главного пика квадрата неискаженной сигнальной составляющей, отсчитанная на уровне 0.5 максимального значения), вместо (17) получим:

$$\overline{Y_{M}^{2}(u)} = \frac{1}{N^{2}} \sum_{m=1}^{N} \sum_{n=1}^{N} I_{i}^{2} I_{j}^{2} \exp\left\{j\left[\Delta\vartheta(\mathbf{\rho}_{m}) - \Delta\vartheta(\mathbf{\rho}_{n})\right]\right\} \times \exp\left[2\pi j(\mathbf{\rho}_{m} - \mathbf{\rho}_{n})u\right],$$
(18)

$$\overline{Y_{M}^{2}(w)} = \frac{1}{N^{2}} \sum_{m=1}^{N} \sum_{n=1}^{N} I_{i}^{2} I_{j}^{2} \exp\left\{j\left[\Delta\vartheta(\mathbf{\rho}_{m}) - \Delta\vartheta(\mathbf{\rho}_{n})\right]\right\} \times \exp\left[16\pi j(\mathbf{\rho}_{m}^{2} - \mathbf{\rho}_{n}^{2})\sin^{2}(\gamma_{0})w\right].$$

По формулам (18) вычислялись реализации $\overline{Y_M^2(u)}$ и $\overline{Y_M^2(w)}$. Моделирование проводилось



Рис. 4. Реализация процесса $\Delta \vartheta^{(i)}[n]$ и ее корреляционная функция $K_M^{(i)}[n]$. Сплошная линия — график корреляционной функции $K_M[n]$, пунктирная — корреляционная функция $K_M[n]$, рассчитанная для данной реализации процесса $\Delta \vartheta^{(i)}[n]$

при различных значениях отношения базы антенны к радиусу корреляции поля $L/l_k = \{0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 5, 10\}$. Для каждой из функций $Y_M^2(u)$ и $Y_M^2(w)$ при каждом значении L/l_k было получено 3000 реализаций. Для каждой реализации определялось смещение главного максимума Δu и Δw для $\overline{Y}_M^2(u)$ и $\overline{Y}_M^2(w)$ соответственно, расширение главного максимума $\delta u_{0.5}$ и $\delta w_{0.5}$ (определяемое по уровню 0.5 максимального значения $\overline{Y}_M^2(u)$ и $\overline{Y}_M^2(w)$), максимальный уровень боковых лепестков $Yu_{\rm ml}$ и $Yw_{\rm ml}$, а также значения главного максимума $\max\left(\overline{Y}_M^2(u)\right)$ и $\max\left(\overline{Y}_M^2(w)\right)$. Одна из реализации $\overline{Y}_M^2(u)$ и $\overline{Y}_M^2(w)$ изображена на рис. 5 (при $L/l_k = \{1, 2.5, 10\}$).

Также для каждого из значений отношения L/l_k определялись средние по всем реализациям значения $<\Delta u>, <\Delta w>, <\delta u_{0.5}>, <\delta w_{0.5}>, <Yu_{\rm ml}>, <Yu_{\rm ml}>, <(2u_{\rm ml}>, <(2u_{\rm ml}>, <))$

$$< \max\left(Y_{M}^{2}(u)\right) >$$
 $\mathbf{u} < \max\left(Y_{M}^{2}(w)\right) >$

На рис. 6 приводится зависимость среднего значения смещения главного максимума $<\Delta u >$ и $<\Delta w >$ от отношения базы антенны к радиусу корреляции поля L/l_{u} .

Из графиков, изображенных на рис. 6, следует, что с ростом отношения $L/l_{\rm k}$ увеличивается смещение главного максимума, что приводит к ошибкам в определении координат цели.

На рис. 7 приводится зависимость среднего значения ширины главного максимума (по уроню 0.5) $< \delta u_{0.5} >$ и $< \delta w_{0.5} >$ от отношения базы антенны к радиусу корреляции поля L/l_k .

Как видно из графиков, увеличение отношения L/l_k приводит к расширению главного максимума, что в свою очередь приводит к ухудшению разрешающей способности антенной системы как по углу, так и по дальности.

На рис. 8 приводится зависимость среднего значения уровня боковых лепестков $<\!Y\!u_{\rm ml}\!>$ и $<\!Y\!w_{\rm ml}\!>$ от отношения базы антенны к радиусу корреляции поля $L/l_{\rm c}$.

Таким образом, с ростом отношения $L/l_{\rm k}$ наблюдается увеличение среднего уровня бо-



Рис. 5. Реализации сигнальных составляющих $\overline{Y_M^2(u)}$ и $\overline{Y_M^2(w)}$, полученные при различных значениях отношения базы антенны к радиусу корреляции поля L/l_k (сплошная линия — при $L/l_k = 1$, пунктирная линия — при $L/l_k = 10$, точечная линия — при $L/l_k = 2.5$)







Рис. 6. Зависимость среднего значения смещение главного максимума < Δu > (рис. 6, а)) и < Δw > (рис. 6, б)) от отношения базы антенны к радиусу корреляции поля L/l_k

Puc. 7. Зависимость среднего значения ширины главного максимума (по уроню 0.5) $<\!\delta u_{0.5}\!>$ (рис. 7, а)) и $<\!\delta w_{\!_0.5}\!>$ (рис. 7, б)) от отношения базы антенны к радиусу корреляции поля L/l_k



Puc.8. Зависимость среднего значения уровня боковых лепестков
 $Y\!u_{\rm ml}$ > (рис. 8, а)) и
 $Yw_{\rm ml}$ > (рис. 8, б)) от отношения базы антенны к радиусу корреляции пол
я L/l_k

ковых лепестков (которое особо заметно при $L/l_k > 2.5$), что затрудняет подавления внешних помех за счет пространственной селекции.

На рис. 9 приводится зависимость среднего значения главного максимума сигнальной составляющей $< \max\left(\overline{Y_M^2(u)}\right) > u < \max\left(\overline{Y_M^2(w)}\right) >$ от отношения базы антенны к радиусу корреляции поля L/l_k .



Рис. 9. Зависимость среднего значения главного максимума сигнальной составляющей $< \max\left(\overline{Y_{M}^{2}(u)}\right) >$ (рис. 9, а)) и $< \max\left(\overline{Y_{M}^{2}(w)}\right) >$ (рис. 9, б)) от отношения базы антенны к радиусу корреляции поля L/l_{k}

Из графиков, изображенных на рис. 9, следует, что с ростом отношения L/l_k наблюдается уменьшение значения главного максимума сигнальной составляющей, что характеризует энергетические потери.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный анализ показывает, что искажения сигнала, возникающие за счет распространения радиоволн в турбулентной тропосфере, накладывают определенные ограничения на увеличение габаритных размеров приемной антенной системы (базы многопозиционной измерительной радиосистемы) при заданной длине волны.

Анализ результатов моделирования показал, что при размерах антенной системы, соизмеримых с радиусом корреляции поля $(L < (2-2.5)l_{\rm b})$, искажения сигнальной составляющей сводятся в основном к смещению главного максимума при незначительном уменьшении его уровня и расширении, т.е. в данном случае неоднородности среды распространения приводят главным образом к ошибкам в определении координат цели и мало сказываются на разрешающей способности. Расширение главного максимума среднего квадрата сигнальной составляющей в данном случае вызывается смещением главного максимума в отдельных реализациях, и это расширение может служить грубой мерой ошибок в определении координат, вызываемых флуктуациями фазы при распространении волн в турбулентной тропосфере. Такая мера является удобной, так как функция может быть вычислена по формулам (5), (6), или (18), если известны исходные данные (L, λ) .

При размерах антенной системы, превышающих несколько радиусов корреляции поля, характер искажений сигнальной составляющей несколько иной. Анализ ее реализаций при $L = 5l_k$ показал, что в большем числе реализаций наряду со смещением главного максимума сигнальной составляющей наблюдается значительное его расширение и увеличение относительного уровня боковых лепестков. В данном случае существенно ухудшаются как точность измерения координат, так и разрешающая способность.

Таким образом, искажения сигнала, возникающие за счет распространения радиоволн в турбулентной тропосфере, накладывают определенные ограничения на увеличение габаритных размеров антенной системы при заданной длине волны или на укорочение волны при заданной базе (поскольку, как указывалось ранее, радиус корреляции поля l_k зависит от длинны волны. Тем самым накладываются ограничения на повышение пространственной разрешающей способности как по направлению, так и по дальности. Однако при надлежащем выборе параметров системы (база, длина волны) эти ограничения не препятствуют созданию когерентных многопозиционных радиосистем с весьма высокой пространственной разрешающей способностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Татарский В. И.* Распространение волн в турбулентной атмосфере / В. И. Татарский. — М.: Наука, 1967. — 548 с.

2. Кремер И. Я. Модулирующие помехи и прием радиосигналов / И. Я. Кремер, В. И. Владимиров, В. И. Карпухин; под ред. И. Я. Кремера. — М.: Советское радио, 1972. — 479 с.

3. Рытов С. М. Введение в статистическую радиофизику / С. М. Рытов. — М.: Наука, 1966. — 404 с.

Костылев В. И., доктор физикоматематических наук, профессор кафедры электроники, Воронежский государственный университет

E-mail: kostylev@phys.vsu.ru

Тел.: (4732) 208-284

Алексеев М. Ю., магистрант кафедры электроники, Воронежский государственный университет

Email: al-mihan@rambler.ru Тел.: (4732) 231-522 4. *Кремер И. Я.* Пространственно-временная обработка сигналов / И. Я. Кремер. — М.: Радио и связь, 1984. — 219 с.

5. Борн М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф; пер. с англ. С. Н. Бреуса, А. Н. Головашкина, А. А. Шубина; под ред. Г. П. Мотулевич. — М.: Изд-во "Наука", 1970. — 855 с.

6. *Быков В. В.* Цифровое моделирование в статистической радиотехнике / В. В. Быков. — М.: Сов. радио, 1971. — 328 с.

7. Быков В. В. Об одном методе моделирования на ЭЦВМ стационарного нормального шума / В. В. Быков. — М.: Электросвязь, 1965. — 151 с.

8. Градштейн И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. — М.: Физматгиз, 1963. — 1108 с.

Kostylev V. I., doctor of physical-mathematical sciences, Professor, Department of Electronics, Voronezh State University E-mail: kostylev@phys.vsu.ru

Tel.: (4732) 208-284.

Alekseev M. Y., graduated student, Department of Electronics, Voronezh State University E-mail: al-mihan@rambler.ru Tel.: (4732) 231-522