

Н. Н. МИНЕРВИН, д-р техн. наук, А. Ю. ГОЛОДНЫЙ

УЧЕТ ФЛУКТУАЦИЙ УГЛОВ ПРИХОДА ЧАСТОТНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ПРИ ИЗМЕРЕНИИ УГЛА ИОНОСФЕРНОЙ РЕФРАКЦИИ

К настоящему времени рассмотрен вопрос измерения ионосферного угла рефракции по искажениям широкополосных сигналов на фоне некоррелированных шумов приемного устройства. Однако следует заметить, что с увеличением ширины спектра сигнала ошибка измерения, порождаемая внутренними шумами, уменьшается, но при этом возрастает ошибка, обусловленная флуктуациями углов прихода спектральных компонент сигнала. В связи с этим возникает задача оптимизации измерения параметра рефракционных искажений радиолокационного сигнала с учетом флуктуаций углов прихода его частотных составляющих, которые по своей природе являются коррелированными. Для решения данной задачи рассмотрим сигнал, который наряду с оцениванием направлений прихода позволял бы учесть корреляционные свойства флуктуаций углов прихода его спектральных компонент. Поэтому в качестве зондирующего будем использовать много-частотный сигнал, имеющий центральную составляющую на частоте ω_0 и M симметрично расположенных равноотстоящих боковых частотных составляющих одинаковой амплитуды. При этом максимальный разнос частот равен $\Delta\Omega$ и $\Delta\Omega \ll \omega_0$. Запишем выражение для угла прихода частотных компонент такого сигнала в виде

$$\Theta(\omega_i) = \Theta_0 + \Delta\Theta_p(\omega_i) + N_i, \quad (1)$$

где Θ_0 — угол прихода луча в отсутствие ионизированной среды в обычных условиях; $\Delta\Theta_p(\omega_i)$ — угол ионосферной рефракции на частоте ω_i ; ω_i — круговая частота i -й частотной составляющей; N_i — флуктуации углов прихода частотных компонент сигнала. Входящая в (1) ионосферная рефракционная поправка для естественной ионосферы, при измерении монохроматическим сигналом, достаточно точно описывается соотношением [1]

$$\Delta\Theta_p(\omega_i) \approx B\omega_i^{-2}, \quad (2)$$

где коэффициент B не зависит от частоты и определяется только распределением ионизации в ионосфере в момент измерения. Разложим (2) в ряд по степеням $\Omega_i = \frac{\Delta\Omega}{M} i = \omega_i - \omega_0$ в окрестности частоты ω_0 и ограничимся членами первого порядка малости относительно Ω_i :

$$\Delta\Theta_p(\omega_0 + \Omega_i) \approx \Theta_{p0} + \beta\Omega_i, \quad (3)$$

где

$$\Theta_{p0} \approx B\omega_0^{-2}, \quad \beta \approx -2B\omega_0^{-3}. \quad (4)$$

Первое слагаемое (3) определяет ионосферную рефракционную поправку на частоте ω_0 при измерении угловой координаты узкополосным сигналом, второе слагаемое характеризует разброс углов прихода спектральных компонент относительно компоненты на ω_0 . Коэффициент β носит название параметра линейных рефракционных искажений. Как видно из (4), величины Θ_{p0} и β связаны между собой соотношением

$$\Theta_{p0} \approx -\frac{\omega_0}{2} \beta.$$

Таким образом, для оптимизации оценивания угла ионосферной рефракции достаточно оптимизировать измерение параметра искажений β , что и будет рассмотрено далее.

Так как информация о параметре β содержится в зависимости угла прихода от частоты, то под входным сигналом измерителя Y будем понимать реализацию углов прихода частотных компонент сигнала, которая с учетом (1), (3) и с точностью до неинформативных параметров Θ_0 и Θ_{p0} представляет собой аддитивную смесь ожидаемого сигнала,

$$X = \beta X_0;$$

где

$$X_0 = \frac{\Delta\Omega}{M} \left\| -\frac{M}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{M}{2} \right\|^T,$$

и углового шума N , т. е.

$$Y = \beta X_0 + N \quad (5)$$

Такой подход позволяет синтезировать алгоритм оптимального измерения параметра рефракционных искажений при наличии флуктуаций углов прихода частотных компонент сигнала.

Для проведения оптимизации необходимо сделать ряд допущений. Будем считать: измерения регулярные; флуктуации углов прихода частотных компонент, как обусловленные влиянием большого числа случайных неоднородностей среды, распределены по нормальному закону, стационарны и имеют нулевое среднее значение.

Как следует из (5), задача сводится к нахождению оптимальной оценки коэффициента β , который играет в данном случае роль амплитудного множителя. Нетрудно убедиться, что функционал отношения правдоподобия в этом случае определяется [2]

$$\ln l(Y) = \beta Y^T R - \frac{1}{2} \beta^2 X_0^T R, \quad (6)$$

где R — весовой вектор, удовлетворяющий уравнению $R = \Phi^{-1} X_0$ (7). Здесь Φ^{-1} — обратная корреляционная матрица угловых флуктуаций. Соответствующая функционалу (6) оценка максимального правдоподобия для параметра β имеет вид

$$\hat{\beta} = Y^T R / X_0^T R, \quad (8)$$

а дисперсия оценки измерения определяется соотношением

$$\sigma_{\hat{\beta}}^2 = R^T \Phi R / (X_0^T R)^2. \quad (9)$$

Оценим потенциальную точность измерения параметра рефракционных искажений на фоне аддитивной смеси некоррелированных и коррелированных угловых флуктуаций. В этом случае результирующая корреляционная матрица флуктуаций углов прихода частотных составляющих сигнала имеет вид

$$\Phi_p = \Phi + \Phi_0 = \sigma_\varphi^2 \| a^{i-j} \| + \sigma_0^2 \| \delta_{ij} \|, \quad \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & (i = j), \\ 0 & (i \neq j), \end{cases}$$

при этом $a = \exp(-2/MC)$. Здесь C — относительный частотный радиус корреляции, равный отношению радиуса корреляции ρ к величине $\Delta\Omega/2$, σ_φ^2 — дисперсия коррелированных угловых флуктуаций, обусловленных случайными неоднородностями среды распространения, σ_0^2 — дисперсия некоррелированных угловых флуктуаций, вызванных ошибками измерения за счет внутренних шумов приемных устройств и другими причинами. При решении поставленной задачи воспользуемся методом последовательных приближений. В этом случае из уравнения для весового вектора (7) получим $R = \Phi^{-1}X_0 - \sigma_0^2\Phi^{-1}R$. Полагая, что $\sigma_0^2 \gg \sigma_\varphi^2$ в качестве нулевого приближения весового вектора примем вектор $R_0 = \Phi^{-1}X_0$, а в качестве первого приближения — вектор $R_1 = R_0 - \Delta R_1$, где $\Delta R_1 = \sigma_0^2\Phi^{-1}R_0$. Определяя R_0 и ΔR_1 , из выражения (9) получим соотношение для дисперсии ошибки измерения параметра рефракционных искажений при первом приближении весового вектора в виде

$$\sigma_\beta^2 = \sigma_\varphi^2 M(1-a^2) / \left(\left[1 - \frac{1-a}{\alpha(1+a)} \right] \cdot A - \frac{a[M - (M-2)a]}{\alpha M(1-a^2)} \times \right. \\ \left. \times \left[1 + \frac{M}{2}(1-a) \right] \right) \Delta\Omega^2, \quad (10)$$

где

$$\alpha = \sigma_\varphi^2/\sigma_0^2, \quad A = \frac{M}{2} - \left(\frac{M}{2} - 1 \right) a + \frac{(1-a)^2}{12} (M-1)(M-2).$$

Представляется интересным проанализировать зависимость нормированной дисперсии ошибки измерения параметра рефракционных искажений $\sigma_{\beta\text{н}}^2 = \sigma_{\beta\text{опт}}^2 \Delta\Omega^2 / \sigma_\varphi^2$ от отношения дисперсий коррелированных и некоррелированных угловых

флуктуаций при фиксированных значениях C и M , которая представлена на рис. 1. Видно, что при значении параметра $\alpha > 30$ некоррелированные флуктуации практически не сказываются на точности оптимального измерения. Перейдем к рассмотрению выигрыша $B = \sigma_\beta^2 / \sigma_{\beta\text{опт}}^2$, даваемого оптимальным алгоритмом по сравнению с алгоритмом, оптимальным лишь по отношению к некоррелированным угловым флуктуациям. На рис. 2 приведены графики, характеризующие выигрыш в зависимости от значения C

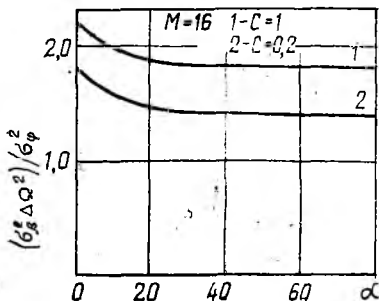


Рис. 1

при различных α и числе интервалов между отсчетами углов прихода частотных составляющих сигнала, равном 16. Видно, что выигрыш увеличивается при уменьшении отношения дисперсий некоррелированных и коррелированных угловых флуктуаций и при $M = 16$, $\alpha = 10^3$, $C = 1$ составляет величину более 20 %.

Перейдем к синтезу алгоритма оптимального измерения параметра β . Для этого воспользуемся соотношением (7), откуда для первого приближения весового вектора имеем

$$\beta = \frac{k1}{\Delta\Omega} \sum_{j=1}^{M/2} j (Y_j - Y_{-j}) + \frac{k2}{\Delta\Omega} (Y_{M/2} - Y_{-M/2}) + \frac{k3}{\Delta\Omega} \left(Y_{\left(\frac{M}{2}-1\right)} - Y_{-\left(\frac{M}{2}-1\right)} \right). \quad (11)$$

Коэффициенты $k1$, $k2$, $k3$ определяют вклад каждого из способов получения оценки параметра рефракционных искажений в зависимости от величины относительного радиуса корреляции угловых флуктуаций C , параметра α и числа используемых частот измерения $(M+1)$. В случае, когда интервал корреляции флуктуаций ρ стремится к нулю, выражение (11) принимает вид

$$\hat{\beta} = \frac{12}{\Delta\Omega (M^2 + 3M + 2)} \sum_{j=1}^{M/2} j (Y_j - Y_{-j}),$$

т. е. алгоритм оптимального оценивания в отсутствие корреляции флуктуаций представляет собой процесс взвешенного суммирования разностей симметричных относительно середины спектра сигнала отсчетов углов прихода частотных составляющих. Если же $\rho \rightarrow \infty$, то оценка β определяется вторым и третьим слагаемыми соотношения (11). Заметим, что в этом случае при увеличении превышения коррелированных угловых флуктуаций над некоррелированными все больший вес приобретает второе слагаемое, и при достаточно большом α соотношение (11) сводится к следующему выражению: $\hat{\beta} = \frac{1}{\Delta\Omega} (Y_{M/2} - Y_{-M/2})$, которое описывает известный двухчастотный метод.

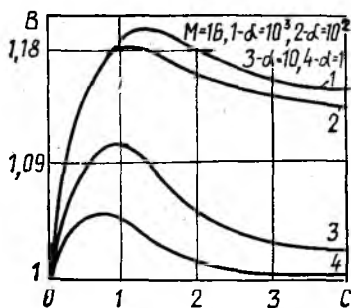


Рис. 3

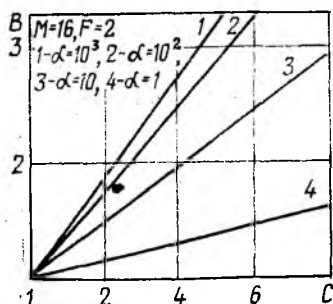


Рис. 2

Теперь предположим, что на вход измерителя параметра рефракционных искажений поступает сигнал, корреляционная

матрица угловых флуктуаций которого определяется выражением

$$\Phi = \sigma_{\varphi}^2 \left\| a^{i-j} \cos F \cdot \frac{2}{M} (i-j) \right\| + \sigma_{\theta}^2 I,$$

где F — относительный параметр осцилляций, равный произведению параметра осцилляций γ на $\Delta\Omega/2$. На рис. 3 отражен выигрыш в точности измерения, даваемый оптимальным алгоритмом, который в этом случае достигает существенных величин. Так, при $M=16$, $F=2$, $\alpha=10^2$, $C>5$ выигрыш превышает трехкратный.

Таким образом, учет корреляционных свойств флуктуаций углов прихода частотных составляющих сигнала в ряде случаев позволяет повысить точность измерения ионосферного угла рефракции.

Список литературы: 1. Кравцов Ю. А., Фейзулин З. И., Виноградов А. Г. Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. М., 1983. 224 с. 2. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М., 1981. 416 с.

Поступила в редколлегию 18.07.90

УДК 621.396

В. Н. БЫКОВ, канд. техн. наук, В. М. ПОШТАРЕНКО, канд. техн. наук,
Ю. В. ОВСЯННИКОВ, В. Г. ТИМОФЕЕВ

РЕШЕТКА ОБЛУЧАТЕЛЕЙ МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ СИСТЕМ ПОЛУЧЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ВОЛН

Системы получения изображения широко используются при дистанционном зондировании, географической ориентации летательных аппаратов, в картографировании и т. д. Одним из направлений повышения эффективности данных систем является применение прямого метода радиовидения на основе многолучевых антенн. Можно выделить два больших класса многолучевых антенн (МА): апертурные и фазированные решетки. В настоящее время уровень развития элементной базы миллиметрового диапазона (ММД) позволяет сравнительно легко реализовать апертурные МА благодаря использованию антенн оптического типа — линзовых или зеркальных. Узким местом в создании таких антенн со значительным числом лучей и высоким угловым разрешением остается схемная и конструктивно-технологическая сложность решетки облучателей, обеспечивающей ортогональность и требуемый уровень пересечения формируемых диаграмм [1]. Определим требования к конструктивным параметрам элементов решетки.

Известно, что угловое разрешение антенн оптического типа можно определить пользуясь критерием Рэлея, который устанавливает рас-