РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
АВТОМЕТРИЯ

2002, том 38, № 6

УДК 621.301

В. Н. Шевченко

(Ростов-на-Дону)

ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИЗОБРАЖЕНИЙ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Предложен корреляционный метод обработки многолучевого поля, применимый как при известных комплексных амплитудах наведенных на антеннах интерферометра напряжений, так и известных фазах. Приведены результаты численного эксперимента. Показано, что работоспособность метода сохраняется до отношения сигнал/шум 8 дБ.

Введение. Теория и практика построения радиоизображений на основе корреляционно-интерферометрической или более общей радиоголографической обработки в настоящее время является наиболее перспективным и интенсивно развивающимся направлением [1–3]. Многолучевое распространение радиоволн приводит к искажениям синтезированного радиоизображения и представляет серьезную проблему при оценивании углов прихода и местоположения источников излучения.

В существующих системах координатометрии указанный эффект либо не учитывается вовсе, либо используется разделение лучей по доплеровскому смещению частоты, которое в случае коротких сигналов неприменимо [4].

В данной работе развит корреляционный метод обработки многолучевого поля, применяемый как при известных комплексных амплитудах наведенных на антеннах интерферометра напряжений, так и известных только их фазах, а также проанализированы вопросы практической реализации развитого подхода.

С физической точки зрения данный метод может рассматриваться как вариант адаптивной согласованной пространственной фильтрации, а с математической – он представляет собой вычислительную процедуру нелинейного параметрического оценивания пространственного спектра сигнала.

Постановка оптимизационной задачи. Предположим, что имеется источник монохроматического излучения с длиной волны λ. В условиях воздействия мешающих параметров результирующее поле на раскрыве приемной антенны в общем случае можно записать в виде

$$\dot{H} = \dot{\gamma}\dot{R} + \dot{\Xi}, \qquad (1)$$

где $\dot{H} = [\dot{h}_n,\ n = \overline{1, N}]^{\mathrm{т}}$ – измеренное амплитудно-фазовое распределение (АФР) на раскрыве приемной антенны системы; $\dot{R} = [\dot{r}_n(\alpha, \beta, d),\ n = \overline{1, N}]^{\mathrm{т}}$ –

известная вектор-функция, непрерывно дифференцируемая по совокупности своих аргументов; $\dot{\Xi} = [\dot{\xi}_n,\ n = \overline{1, N}]^{\text{т}}$ – вектор возмущений; $\dot{\gamma}$ – некоторый неизвестный (в общем случае комплексный) множитель, характеризующий диаграмму направленности приемной антенной системы в направлении прихода сигнала; α и β – азимут и угол места объекта соответственно; d – дальность до объекта; N – общее число элементов приемной антенной системы.

Помеху $\dot{\Xi}$ будем считать некоторым неизвестным, в частности, гауссовским полем. К мешающим (неинформативным) параметрам, приводящим к параметрической априорной неопределенности, относятся случайные амплитудные и фазовые набеги, возникающие между сигналами разных каналов в измерительной системе.

Введем понятия скалярного произведения и нормы N-мерных комплексных векторов в конечномерном гильбертовом пространстве наблюдаемых сигналов в виде

$$(A, B) = \sum_{n=1}^{N} A_n^* B_n w_n, \qquad \|A\|^2 = (A, A),$$

где символ $(\cdot)^*$ обозначает процедуру комплексного сопряжения; $w_n > 0$ – весовые коэффициенты.

В качестве критерия оптимальности используем критерий минимума квадрата невязки

$$\Delta^2 = C \left\| \dot{H} - \dot{\gamma} \dot{R} \right\|^2, \tag{2}$$

где C – нормировочный множитель.

Для случая многолучевого распространения радиоволн результирующее поле на раскрыве приемной антенны имеет вид

$$\dot{H} = \dot{K} + \dot{\Xi}. \tag{3}$$

В формуле (3) $\dot{K} = [\dot{k}_n(\bar{\dot{a}}, \bar{\alpha}, \bar{\beta}, \bar{d}),\ n = \overline{1, N}]^{\text{т}}$, где

$$\dot{k}_n = (\bar{\dot{a}}, \bar{\alpha}, \bar{\beta}, \bar{d}) = \sum_{l=1}^{L} \dot{a}_l \, \dot{r}_n(\alpha_l, \beta_l, d_l); \tag{4}$$

$\bar{\dot{a}} = [\dot{a}_l,\ l = \overline{1, L}]^{\text{т}}$; $\bar{\alpha} = [\alpha_l,\ l = \overline{1, L}]^{\text{т}}$; $\bar{\beta} = [\beta_l,\ l = \overline{1, L}]^{\text{т}}$; $\bar{d} = [d_l,\ l = \overline{1, L}]^{\text{т}}$; $\dot{a}_l$ – абсолютные комплексные амплитуды лучей; L – число лучей. При этом в (3) роль комплексного множителя $\dot{\gamma}$ выполняют абсолютные комплексные амплитуды $\dot{a}_l$.

С учетом (3), (4) невязка (2) для случая многолучевого поля имеет вид

$$\Delta_L^2 = C \left\| \dot{H} - \dot{K} \right\|^2. \tag{5}$$

Требуется с учетом (1)–(5) разработать процедуру оптимальной обработки АФР для многолучевого поля, а также проанализировать эффективность полученных результатов.

Синтез алгоритма оптимальной обработки изображений в случае однолучевого поля. Рассмотрим предварительно задачу обработки в однолучевой постановке. Анализ формул (1) и (2) показывает, что решение задачи можно искать как решение переопределенной системы уравнений вида [5]:

$$\dot{h}_n = \dot{\gamma}\dot{r}_n(\alpha, \beta, d) + \dot{\xi}_n, \qquad n = \overline{1, N}. \tag{6}$$

Запишем критерий оптимальности (2) в развернутой форме:

$$C\left\|\dot{H} - \dot{\gamma}\dot{R}\right\|^2 = C\left\{\left\|\dot{H}\right\|^2 + |\dot{\gamma}|^2\left\|\dot{R}\right\|^2 - 2\mathrm{Re}\,\gamma^*(\dot{R}, \dot{H})\right\}. \tag{7}$$

Полагая по аналогии с [6] $C = 1\Big/\left\|\dot{H}\right\|^2$, задачу минимизации невязки (7) представим в виде

$$1\Big/\left\|\dot{H}\right\|^2\left\{2\dot{\gamma}\left\|\dot{R}\right\|^2 - 2(\dot{R}, \dot{H})\right\} = 0. \tag{8}$$

Из (8) следует, что

$$\dot{\gamma} = (\dot{R}, \dot{H})\Big/\left\|\dot{R}\right\|^2, \qquad \Delta^2 = 1 - \left|(\dot{R}, \dot{H})\right|^2\Big/\left\|\dot{R}\right\|^2\left\|\dot{H}\right\|^2. \tag{9}$$

Анализ соотношений (9) показывает, что задача определения углов прихода и дальности до цели свелась к отысканию глобального минимума невязки Δ^2 от трех переменных: углов α, β и дальности d, что эквивалентно задаче отыскания глобального максимума квадрата модуля комплексной диаграммы направленности антенной решетки:

$$\dot{D}(\alpha, \beta, d) = (\dot{R}, \dot{H}) = \sum_{n=1}^{N} \dot{h}_n \dot{r}_n^*(\alpha, \beta, d) w_n. \tag{10}$$

Отметим, что выражение для Δ^2 в (9) инвариантно относительно сдвига фаз, являющегося случайным мешающим параметром, т. е. относительно замены $\dot{H} \to e^{i\varphi}\dot{H}$, и, как следствие, сдвига начала координат на произвольный вектор. Кроме того, уравнение (9) представляет собой квадрат невязки измеренного и модельного АФР для однолучевого поля при наблюдении на фоне неизмеряемых случайных мешающих параметров.

Допустим, что случайные мешающие параметры известны. С учетом сказанного величину $\dot{\gamma}$ в выражении (1) можно считать вещественной, а невязка (9) имеет вид

$$\Delta^2 = 1 - [\mathrm{Re}(\dot{R}, \dot{H})]^2\Big/\left\|\dot{R}\right\|^2\left\|\dot{H}\right\|^2. \tag{11}$$

Таким образом, задача оценивания угловых координат и дальности сводится к отысканию глобального максимума вещественной части комплексной диаграммы направленности решетки:

$$\{\hat{\alpha}, \hat{\beta}, \hat{d}\} \to \arg\max_{\alpha, \beta, d} \mathrm{Re}[\dot{D}(\alpha, \beta, d)]. \tag{12}$$

Выражения (9) и (11) позволяют определить отклонение измеренного АФР от модельного для однолучевого поля при наблюдении на фоне случайных и известных мешающих параметров [6, 7].

Обобщение полученных результатов на случай многолучевого распространения радиоволн. Рассмотрим теперь наиболее интересный с практической точки зрения случай многолучевого распространения. При записи системы уравнений (3) следует различать два случая: 1) одновременный съем информации со всех антенн, характерный для параллельного апертурного синтеза; 2) последовательный опрос антенн в случае последовательного апертурного синтеза.

Рассмотрим первый случай. Согласно (3) в отличие от (6) система уравнений имеет вид

$$\dot{h}_n = \dot{k}_n(\bar{\dot{a}}, \bar{\alpha}, \bar{\beta}, \bar{d}) + \dot{\xi}_n, \quad n = \overline{1, N}. \tag{13}$$

Дифференцируя невязку (5) с учетом (4) по $\dot{a}_l$, $l = \overline{1, L}$, и приравнивая результат к нулю, получим систему линейных уравнений

$$\sum_{m=1}^{L} \dot{\Gamma}_{lm} \dot{a}_m = \dot{s}_l, \quad l = \overline{1, L}, \tag{14}$$

где $\dot{\Gamma}_{lm} = (\dot{R}(\alpha_l, \beta_l, d_l), \dot{R}(\alpha_m, \beta_m, d_m))$, $\dot{s}_l = (\dot{R}(\alpha_l, \beta_l, d_l), \dot{H})$.

Решение системы уравнений (14) может быть получено любым стандартным методом (например, методом Гаусса) при не слишком больших значениях числа обусловленности матрицы $\dot{\Gamma} = \{\dot{\Gamma}_{lm}, \ l, m = \overline{1, L}\}$ и методом регуляризации в противном случае. Таким образом, отыскание вектора комплексных амплитуд $\bar{\dot{a}}$ при фиксированных значениях остальных переменных не представляет затруднений.

Умножая обе части системы уравнений (14) на $\dot{a}_l^*$ и суммируя по l, получаем тождество $(\dot{K}, \dot{H}) = \|K\|^2$, с учетом которого невязку (5) в рассматриваемом случае можно записать в следующем простом виде:

$$\Delta_L^2 = 1 - (\dot{K}, \dot{H}) \Big/ \|\dot{H}\|^2. \tag{15}$$

Отсюда следует, что задача фактически свелась к отысканию глобального минимума функции $3L$ переменных вида (15) либо (что эквивалентно) глобального максимума функции

$$D_L^{(1)} = \sum_{l=1}^{L} \dot{a}_l^* \sum_{n=1}^{N} \dot{r}_n^*(\alpha_l, \beta_l, d_l) \dot{h}_n, \tag{16}$$

которая является вещественной и неотрицательной, так как $(\dot{K}, \dot{H}) = \|K\|^2$, следовательно, $\mathrm{Im}(\dot{K}, \dot{H}) = 0$ и $(\dot{K}, \dot{H}) \geq 0$.

Полагая в системе уравнений (14) $L = 1$, для комплексной амплитуды находим выражение $\dot{a}_1 = (\dot{R}, \dot{H}) \Big/ \|\dot{R}\|^2$, которое совпадает с выражением (9), полученным для комплексного множителя $\dot{\gamma}$ в однолучевом случае.

Поиск глобального экстремума функции многих переменных представляет собой достаточно сложную и трудоемкую задачу, которую удается решить путем рекурсивного (по всем переменным) применения метода поиска глобального экстремума функции одной переменной, удовлетворяющей условию Липшица [6, 8].

Соотношение (15) является обобщением соотношения (11) и позволяет определять отклонение измеренного АФР от модельного для многолучевого поля при наблюдении на фоне известных мешающих параметров.

Второй случай в отличие от первого, для которого имеется принципиальная возможность получения информации как о фазе, так и об амплитуде принимаемого сигнала, оказывается значительно сложнее вследствие нелинейной зависимости Δ_L^2 от амплитуд лучей. Действительно, при последовательном апертурном синтезе для исключения модуляции сигнала необходимо наложить условие $|\dot{h}_n| = 1$, что приводит вместо (13) к следующей системе основных уравнений:

$$\dot{h}_n = \dot{\eta}\dot{k}_n(\bar{\dot{a}}, \bar{\alpha}, \bar{\beta}, \bar{d})/u_n + \dot{\xi}_n, \tag{17}$$

где введены обозначение $u_n = |\dot{k}_n|$ и комплексный множитель $\dot{\eta}$, регулирующий выбор начала отсчета фазы (аргументы здесь и далее для краткости опускаем), а вместо абсолютных амплитуд лучей введены относительные. Так что следует положить $\dot{a}_1 = 1$.

По аналогии с (7)–(9), полагая без ограничения общности $\sum\limits_n w_n = 1$, получаем следующие выражения:

$$\dot{\eta} = \sum_{n=1}^{N} \dot{h}_n \dot{k}_n^* w_n / u_n, \qquad \Delta_L^2 = 1 - \left| \sum_{n=1}^{N} \dot{h}_n \dot{k}_n^* w_n / u_n \right|^2, \tag{18}$$

которые являются обобщением соответствующих выражений (9) и позволяют определять отклонение измеренного АФР от модельного для многолучевого поля при наблюдении на фоне случайных мешающих параметров.

Таким образом, в рассматриваемом случае задача оптимизации сводится к отысканию глобального максимума функции вида

$$D_L^{(2)} = \left| \sum_{n=1}^{N} \dot{h}_n \dot{k}_n^* w_n / u_n \right|^2, \tag{19}$$

причем зависимость от относительных комплексных амплитуд лучей оказывается существенно нелинейной, что серьезно осложняет решение задачи. В общем случае функция (19) зависит от $5L - 2$ вещественных переменных, так что даже в простейшем случае $L = 2$ число переменных равно восьми.

Следует иметь в виду, что в знаменателе под знаком суммы выражение (19) содержит величину u_n, которая может, вообще говоря, обращаться в нуль, что приводит к разрывам производных функции $D_L^{(2)}$ и, следовательно, к нарушению условия Липшица. Чтобы избежать этого, следует положить $w_n = u_n \Big/ \sum_{n=1}^{N} u_n$. Тогда выражение (19) принимает окончательный вид:

$$D_L^{(2)} = \left| \sum_{n=1}^{N} \dot{h}_n \dot{k}_n^* \right|^2 \Bigg/ \left(\sum_{n=1}^{N} u_n \right)^2. \qquad (20)$$

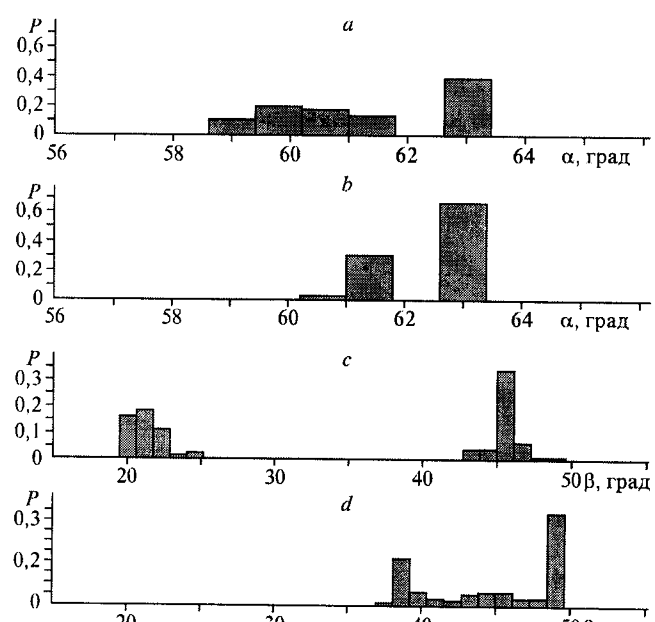
Анализ эффективности. Для оценки эффективности развитого подхода рассмотрим задачу оценки пространственных координат точечного излучающего объекта. В общем случае при однолучевом распространении параметры излучения в форме сферической волны на входе приемной конформной решетки описываются моделью [6]:

$$\dot{r}_n(\alpha, \beta, d) = \exp\left\{ -2\pi i \frac{l_n}{\lambda} [\cos\beta \cdot \cos(\alpha_n - \alpha) + \sin\beta_n \cdot \sin\beta - \right.$$
$$\left. - \frac{l_n}{2d} [1 - (\cos\beta \cdot \cos(\alpha_n - \alpha) + \sin\beta_n \cdot \sin\beta)^2]] \right\}, \quad n = \overline{1, N}, \qquad (21)$$

где l_n, α_n, β_n – сферические координаты антенных элементов решетки.

Устремляя в (21) дальность d к бесконечности, получаем частный вид модели, характеризующий плоскую волну однолучевого поля точечного объекта, излучающего в дальней зоне.

Метод оценивания параметров АФР для многолучевого случая был проверен в процессе численного эксперимента, результаты которого приведены на рисунке. В качестве исходных данных взяты условия, складывающиеся на декаметровой трассе протяженностью 500 км. При этом суммарное поле в точке приема представлялось в виде результата интерференции двух мод рас-



пространения, отражающихся от слоев E и $F2$ ионосферы [4], при этом $\beta_1 = 22°$, $\beta_2 = 46°$, а $\alpha_1 = 60°$, $\alpha_2 = 63°$ при отношении амплитуд $a_2/a_1 = 0{,}7$. На рисунке показаны гистограммы распределений разрешенных углов прихода (азимуты и углы места) при использовании двухлучевого (см. рисунок, a, c) и однолучевого (см. рисунок, b, d) алгоритмов.

При формировании АФР по апертуре кольцевой антенной решетки с волновым радиусом 1,5 и числом элементов $N = 12$ были учтены аддитивные гауссовские шумы, мощность которых выбиралась так, чтобы обеспечить отношение сигнал/шум, равное 10 дБ. Как видно из рисунка, разработанный алгоритм успешно справляется с задачей разрешения двухлучевого поля, в то время как однолучевой алгоритм с высокой вероятностью находит неверные углы прихода, лежащие, как правило, между истинными значениями.

Заключение. В данной работе предложена оптимизационная процедура апертурного синтеза, включающая алгоритмы оценки параметров принимаемых сигналов на раскрыве антенной системы для однолучевого и многолучевого поля. Полученные результаты позволяют повысить устойчивость процедуры оценки пространственных координат в условиях воздействия мешающих параметров со случайной или квазидетерминированной структурой.

Результаты имитационного моделирования показывают, что развитый подход позволяет осуществить уверенное разделение лучей сравнимых амплитуд при отношении сигнал/шум не менее 8 дБ, при этом для решения экстремальных задач целесообразно использовать метод поиска глобального экстремума с последующим применением метода сопряженных градиентов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Грибов М. Г., Хачумов В. М.** Определение геометрических параметров объектов по растровым изображениям // Автометрия. 2001. № 1. С. 40.
2. **Нижник М. Н., Окушко В. А.** Фототермопластическая регистрация усредненных по времени голографических интерферограмм серией лазерных импульсов микро- и наносекундной длительности // Там же. С. 88.
3. **Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н.** Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Радио и связь, 1981.
4. **Айфрамович Э. Л.** Интерференционные методы радиозондирования ионосферы. М.: Наука, 1982.
5. **Ivanov N. M., Vertogradov G. G., Shevchenko V. N.** Multi-path field separation by wide base correlative interferometer // AP2000 Millennium Conference on Antennas & Propagation. Davos, Switzerland, 9–14 April 2000. Vol. 1. P. 187.
6. **Shevchenko V. N., Ivanov N. M., Vertogradov G. G.** The method of direction to radio emission sources estimation for conformal antenna arrays // The 2nd European Workshop of Conformal Antennas. Netherlands, 24–25 April 2001. Vol. 2. P. 69.
7. **Пат. 2150122 РФ.** Способ определения двумерного пеленга и частоты источников радиоизлучения /В. Н. Шевченко, Г. Г. Вертоградов, Н. М. Иванов. Заявл. 06.04.99; Опубл. 27.05.2000, Бюл. № 15.
8. **Стронгин Р. Г.** Численные методы в многоэкстремальных задачах. М.: Наука, 1978.

Государственное конструкторское бюро программных систем «Связь»,
E-mail: gkbsviaz@don.sitek.net

Поступила в редакцию 21 марта 2002 г.