

ОШИБКИ ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФАЗОВОЙ СТРУКТУРЫ ПРИНИМАЕМОГО РАЗНЕСЕННОЙ КОРРЕЛЯЦИОННО-БАЗОВОЙ СИСТЕМОЙ СИГНАЛА

д.т.н., проф. А.Ф. Маслов, Е.С. Рошупкин., к.т.н. О.П. Колодей

Предложен метод измерения координат источников собственного излучения в пассивной радиолокации, позволяющий снизить аппаратные затраты. Проведено исследование ошибок определения координат, получаемых при измерении. Проведена проверка работоспособности предложенного метода.

Введение. В настоящее время широко используются методы пассивной радиолокации (ПРЛ) источников широкополосного излучения типа активных помех. Подобные измерения могут организовываться в разнесенных корреляционно-базовых системах (РКБС). В этом случае, как правило, система работает в зоне Френеля или в ближней зоне, т.к. размер ее апертуры становится соизмеримым с расстоянием до источника излучения. К недостаткам существующих методов ПРЛ (угломерных, разностно-дальномерных, угломерно-разностно-дальномерных) можно отнести большие ошибки измерения дальности, растущие с увеличением расстояния до цели, и относительно низкую разрешающую способность по данной координате [1]. Другим серьезным недостатком систем, использующих для определения дальности измерения разности хода сигналов между приемными пунктами корреляционным методом, является проблема однозначного определения дальности при излучении источником узкополосных сигналов (противокорреляционных помех). Это приводит к существенному ограничению использования информации, получаемой средствами пассивной радиолокации.

Ослабить вредное влияние этих недостатков можно путем когерентной обработки сигналов, принятых отдельными базами. В этом случае информация о расстоянии до источника излучения может быть получена путем анализа кривизны фазового фронта сигналов, принятых отдельными апертурами. Кривизну волнового фронта сигнала можно определить, анализируя распределение мгновенной фазы поля на раскрыве антенны. В [2] указано, что если дальность источника

$$R < \frac{L \cdot \sin(\gamma)}{4} \sqrt{\frac{f_0}{\Delta f_s}},$$

где f_0 – несущая частота зондирующего сигнала; Δf_s – ширина его спектра; L – размер апертуры антенны; R – дальность источника излучения; γ – направление прихода сигнала, то точность измерения дальности по кривизне волнового фронта превышает точность измерения по времени запаздывания. Точность анализа кривизны волнового фронта напрямую связана с точностью измерения фазовых соотношений между сигналами, принятыми отдельными апертурами.

В работах [3 – 5] были получены оптимизированные алгоритмы измерения разности фаз на выходе антенной решетки, работающей в неоднородной среде при наличии помех. В [6] произведено моделирование и анализ точности одного из упомянутых алгоритмов. Однако вопросы, связанные с измерением дальности источника излучения при сферическом фронте волны, не были изучены.

Целью данной статьи является детальное рассмотрение задачи измерения дальности до источника излучения путем анализа кривизны волнового фронта, принимаемого разнесенными апертурами сигнала.

Постановка задачи. Предположим, что приемная система состоит из $(N+1)$ антенн, расположенных на одной линии. Размер базы системы L . Неподвижный точечный источник излучает сигнал на частоте f_0 из точки M (рис. 1). Относительно каждой парциальной антенны источник сигнала находится в дальней зоне. Координаты ρ_i каждого приемного пункта, $\Delta r_i = R - r_i$ – разность хода между i -м и опорным приемными пунктами, q^2 – отношение СП в каналах измерения разности хода полагаются известными.

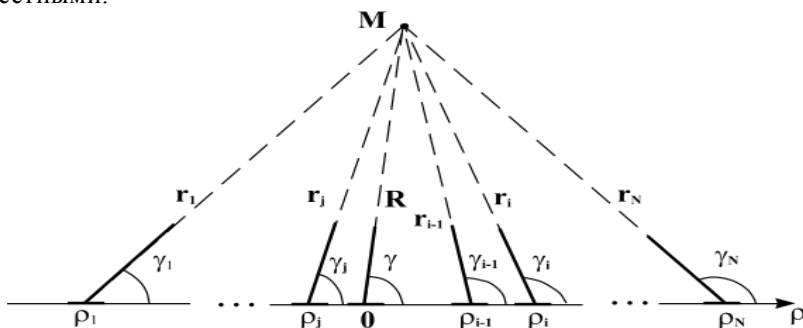


Рис. 1. Схема РКБС

Ошибки измерения дальности при разложении разности хода сигналов в степенной ряд. Данную задачу можно рассматривать как задачу “восстановления” волнового фронта сигнала на апертуре системы по из-

вестным его значениям в отдельных точках ρ_i . Расстояние r_i от i -го приемного пункта до источника излучения определяется выражением

$$r_i = \sqrt{R^2 + \rho_i^2 - 2 \cdot R \cdot \rho_i \cdot \cos(\gamma)}. \quad (1)$$

Разложив (1) в степенной ряд [7], запишем выражение для разности хода лучей между нулевой и i -й точками

$$\begin{aligned} \Delta r_i \cong & \rho_i \cdot \cos(\gamma) - \frac{\rho_i^2 \cdot \sin^2(\gamma)}{2 \cdot R} - \frac{\rho_i^3 \cdot \cos(\gamma) \cdot \sin^2(\gamma)}{2 \cdot R^2} + \\ & + \frac{\rho_i^4 \cdot \sin^2(\gamma) \cdot (1 - 5 \cdot \cos^2(\gamma))}{8 \cdot R^3} - \frac{\rho_i^5 \cdot \cos(\gamma) \cdot \sin^2(\gamma) \cdot (7 \cdot \cos^2(\gamma) - 3)}{8 \cdot R^4} + \dots \end{aligned} \quad (2)$$

Таким образом, для определения истинной разности хода лучей в разложении (2) необходимо учитывать большое число членов. Оценим, в пределах каких расстояний до цели можно с достаточной точностью измерять дальность, воспользовавшись в формуле (2) первыми двумя членами разложения, т.е. будем полагать, что

$$\Delta r_i = \rho_i \cdot \cos(\gamma) - \rho_i^2 \cdot \sin^2(\gamma) / 2R.$$

Дальность до цели в этом случае будет определяться выражением

$$R_{(2)} = \rho_i^2 \cdot \sin^2(\gamma) / 2(\rho_i \cdot \cos(\gamma) - \Delta r_i), \quad (3)$$

где $R_{(2)}$ – предполагаемая дальность до источника.

Отбрасывание высших членов разложения (2) приводит к возникновению ошибки $\Delta R_{(2)} = R_{(2)} - R$. Получим выражение для ошибки $\Delta R_{(2)}$ в зависимости от дальности R и углового положения γ источника излучения в приемном пункте с координатой ρ_i .

Разность хода между 0-й и i -й точками можно определить как:

$$\Delta r_i = R - \sqrt{R^2 + \rho_i^2 - 2 \cdot R \cdot \rho_i \cdot \cos(\gamma)}; \quad (4, \text{а})$$

$$\Delta r_i = \rho_i \cdot \cos(\gamma) - \rho_i^2 \cdot \sin^2(\gamma) / 2(R + \Delta R_{(2)}). \quad (4, \text{б})$$

Приравнявая правые части (4, а) и (4, б) и решая относительно $\Delta R_{(2)}$, получаем:

$$\Delta R_{(2)} = \frac{\rho_i^2 \cdot \sin^2(\gamma)}{2 \cdot \left[\sqrt{R^2 + \rho_i^2 - 2 \cdot R \cdot \rho_i \cdot \cos(\gamma)} + \rho_i \cdot \cos(\gamma) - R \right]} - R. \quad (5)$$

Проанализируем выражение (5). Из него следует, что при вычислении дальности по формуле (3) ошибка растет с увеличением расстояния

между приемным и опорным пунктами и уменьшается с увеличением расстояния до цели. Это объясняется тем, что при увеличении дальности при неизменном расстоянии между пунктами (либо при уменьшении расстояния между пунктами при фиксированной дальности) кривизна фазового фронта на апертуре системы уменьшается, что приводит к уменьшению вклада в значение разности хода отбрасываемых членов ряда (2). Ошибки измерения дальности в зависимости от расстояния для углового направления $\gamma = 90^\circ$ при расстояниях между приемным и опорным пунктами $\rho = 35$ км и $\rho = 10$ км приведены в табл. 1.

Таблица 1

Ошибки измерения дальности в зависимости от расстояния

R, км	1000	250	100	35
$\Delta R_{(2)}$, м ($\rho = 35$ км)	306	1220	2970	7250
$\Delta R_{(2)}$, м ($\rho = 10$ км)	25	100	249	700

Таким образом, для РКБС с размером базы 70 км и расстоянием между приемными пунктами 35 км для дальностей цели от 250 до 35 км при угловом положении $\gamma = 90^\circ$ ошибка измерения дальности составит от 1220 до 7250 м. При изменении расстояния между приемными пунктами до 10 км (размер базы 20 км) для тех же дальностей можно иметь ошибку измерения от 100 до 700 м.

Разделим обе части (5) на ρ_i и, перейдя к нормированной дальности $Z_i = R / \rho_i$, получим выражение для относительной ошибки $\Delta = \Delta R_{(2)} / \rho_i$:

$$\Delta = \frac{\sin^2(\gamma)}{2 \cdot \left[\sqrt{Z_i^2 + 1} - 2 \cdot Z_i \cdot \cos(\gamma) + \cos(\gamma) - Z_i \right]} - Z_i. \quad (6)$$

Из выражения (6) следует, что при одинаковых значениях нормированной дальности источника излучения Z_i и углового направления γ величина относительной ошибки для разных систем при определении расстояния до цели согласно выражению (3) будет одинаковой.

На рис. 2, а приведены зависимости относительных ошибок от нормированной дальности, вычисленные для углов $\gamma = 120^\circ, \gamma = 90^\circ, \gamma = 60^\circ$ ($\gamma = \text{const}$). На рис. 2, б приведены зависимости относительных ошибок от углового направления на источник для нормированных дальностей $Z_i = 100, Z_i = 3, Z_i = 1$ ($Z_i = \text{const}$). Анализируя график на рис. 2, б можно сделать вывод, что влияние нечетных степеней в разложении разности хода в степенной ряд на величину ошибки тем сильнее, чем боль-

ше отклонении источника от нормали к РКБС.

Погрешности определения дальности для приемных пунктов, симметрично расположенных относительно опорного, приближенно равны по модулю и противоположны по знаку, что позволяет производить корректировку измерений – в качестве оценки дальности использовать ее среднее значение

$$R_{\text{скор}} = 0.5 \cdot [R(\rho) + R(-\rho)]. \quad (7)$$

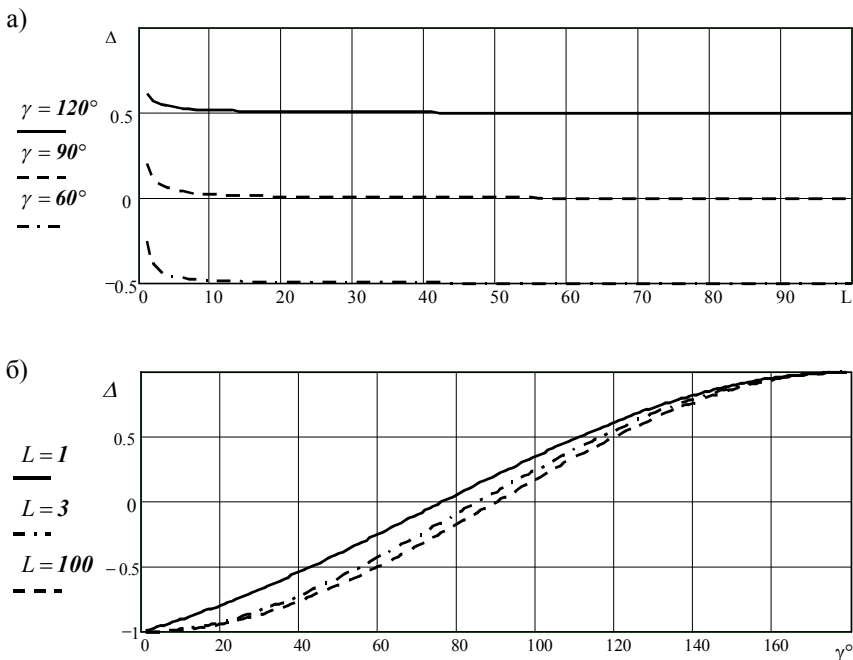


Рис. 2. Относительные ошибки измерения дальности при фиксированном:
а – угловом направлении источника; б – расстоянии до источника

На рис. 3 приведены зависимости относительных ошибок для приемных пунктов с координатами ρ и $-\rho$ от углового направления для нормированной дальности $Z_i = 2$ и зависимость относительной ошибки измерения дальности после коррекции. Однако, поскольку РКБС представляет собой разреженную антенную решетку, то использование коррекции при когерентной обработке в явном виде – путем симметричного размещения приемных пунктов относительно опорного невозможно в связи с появлением дифракционных максимумов пространственной КФ, ведущих к росту вероятности ложного определения координат источника. При несиммет-

ричном расположении приемных пунктов возможна "неявная коррекция" в виде весового учета результатов измерений, полученных при использовании информации от расположенных по разные стороны относительно опорного пар приемных пунктов. При этом точность несколько ухудшается по сравнению со случаем симметричного расположения, однако она значительно выше, чем при проведении измерений без коррекции.

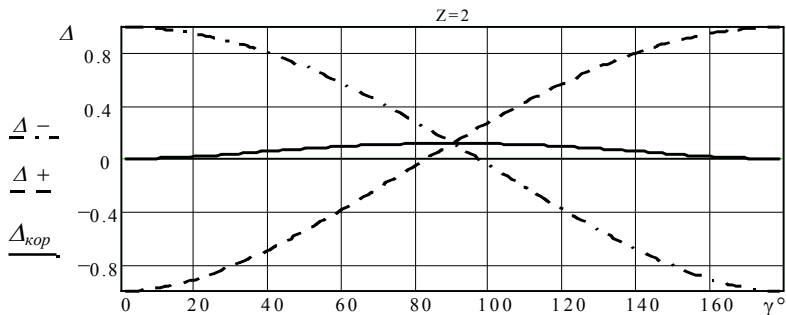


Рис. 3. Относительная ошибки измерения дальности с учетом коррекции

Повысить точность измерений можно посредством учета большего числа членов ряда (2). На рис. 4 приведены зависимости ошибок измерения дальности от расстояния до источника излучения при учете двух (кривая 1), четырех (кривая 2) и шести (кривая 3) членов ряда. Расчеты проведены при $\gamma = 90^\circ$, $\rho_i = 25$ км. В этом случае при учете шести членов разложения ошибка определения дальности источника, расположенного на расстоянии $R = 50$ км, не превысит 60 м.

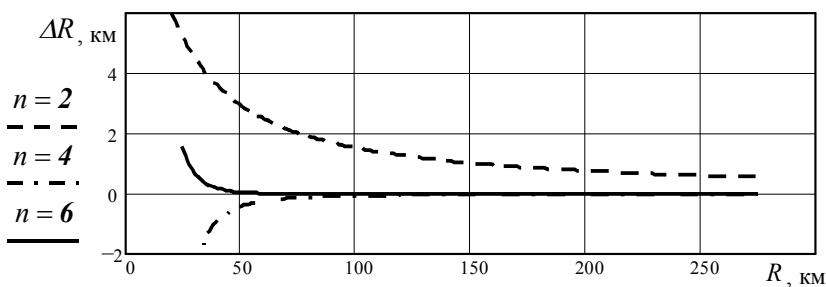


Рис. 4. Ошибки измерения дальности при увеличении количества использованных членов разложения разности хода в степенной ряд

Анализ графиков показывает, что при учете большего числа членов разложения разности хода точность измерений резко возрастает, но чис-

ло членов разложения не может превышать числа приемных пунктов, увеличение количества которых ведет к росту стоимости РКБС. Кроме того, как будет показано ниже, при учете ошибок измерения разности хода, обусловленных шумами, увеличение учитываемых членов разложения может привести к росту ошибок измерения координат.

Методика измерения координат источника излучения путем измерения коэффициентов полиномиального разложения фазового фронта принимаемого сигнала на апертуре системы. Измерение разности хода сигналов, принятых отдельными апертурами, предполагается путем отслеживания разности фаз сигналов, принятых отдельными пунктами. Как упоминалось выше, подобные задачи решались в [3 – 5]. В данных работах был предложен ряд квазиоптимальных алгоритмов подобных измерений. Для наших целей наиболее предпочтительным представляется алгоритм, основанный на измерении коэффициентов полиномиального разложения разности фаз сигналов на апертуре системы. Сущность данного алгоритма применительно к нашей задаче состоит в следующем. На вход системы поступает векторный процесс $\Delta r(\rho_i) = \|\mathbf{r}_i\|$, $i = 0 \dots N$. Компоненты ρ_i нам точно известны, а величины r_i измерены с погрешностями δ_i , так что наблюдению подлежат искаженные случайными погрешностями величины $\Delta \hat{r}_i = \Delta r_i + \delta_i$. Погрешности δ_i независимы, несмещены и нормальны со статистическими характеристиками $M[\delta_i] = 0$, $D[\delta_i] = \sigma_i^2$, где σ_0^2 соответствует дисперсия определения временного положения сигнала в опорном пункте. Относительно погрешностей известно также, что $\sigma_i^2 = \sigma^2 / p_i$, где p_i – “веса” измерений, а σ^2 – неизвестная величина, подлежащая определению. Так как дисперсия ошибки измерения времени запаздывания обратно пропорциональна отношению СП в каналах измерения, то в качестве весов p_i целесообразно использовать значения q_i^2 [8].

Согласно теореме Вейерштрасса, любую непрерывную функцию можно приблизить на конечном интервале сколь угодно точно параболami n -го порядка $y(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n$. Само оценивание называется нахождением криволинейной линии регрессии или параболическим интерполированием по методу наименьших квадратов (МНК). Полином Чебышева степени n является наименее отклоняющимся от “нуля” по заданным значениям функции, чем любой другой полином той же степени. Исходя из того, что РКБС можно рассматривать как разреженную антенную решетку, в которой с целью подавления дифракционных максимумов

мов применяется неэквидистантное расположение приемных пунктов, аппроксимирующий многочлен целесообразно выбрать в виде ортогональных полиномов Чебышева для неравноотстоящих точек. Так как полиномы Чебышева определены на интервале $[-1; 1]$ то для их построения необходимо произвести замену переменных:

$$x \in [-1; 1], \quad x_i = \frac{2\rho_i - \rho_N - \rho_1}{\rho_N - \rho_1}; \quad \rho \in [\rho_1; \rho_N], \quad \rho_i = \frac{\rho_1 + \rho_N}{2} + \frac{\rho_N - \rho_1}{2} \cdot x_i. \quad (8)$$

При построении ортогональной системы полиномов Чебышева для системы точек $x_1 \dots x_N$ воспользуемся следующими соотношениями [9]:

$$\begin{aligned} \phi_0(x) &= 1; \quad \phi_1(x) = x - a, \quad a = \frac{1}{N+1} \sum x_i; \\ m &= 2 \dots n; \quad \gamma_m = -\frac{\sum x_i \phi_{m-2}(x) \phi_{m-1}(x)}{\sum \phi_{m-2}(x)}; \quad \beta_m = -\frac{\sum x_i \phi_{m-1}^2(x)}{\sum \phi_{m-1}^2(x)}; \\ \phi_m(x) &= (x - \beta_m) \phi_{m-1}(x) + \gamma_m \phi_{m-2}(x). \end{aligned}$$

Тогда \hat{A} – вектор оценок коэффициентов полиномиального разложения сигналов по МНК однозначно находится из матричного уравнения [9]:

$$\hat{A} = C^{-1} \cdot \Phi^T \cdot P \cdot \Delta \hat{f},$$

где a_i ; Φ – матрица полиномов Чебышева; P – диагональная матрица весов измерения ($p_{ii} = q_i^2$).

Оценки \hat{a}_i для коэффициентов a_i , получаемые по МНК, являются несмещенными, а вектор оценок \hat{A} представляет собой случайный нормальный n -мерный вектор с корреляционной матрицей $B_{\hat{A}} = \sigma^2 C^{-1}$.

Величины $\Delta \hat{f}_i$ связаны с величинами $\phi_i(x)$ следующим точным соотношением: $\Delta \hat{f} = \Phi A$. В качестве оценок для $\Delta \hat{f}_i$ будем брать вектор $\Delta \hat{f} = \Phi \hat{A}$ со следующими статистическими характеристиками: $M[\Delta \hat{f}] = \Phi A = \Delta \hat{f}$; $B_{\Delta \hat{f}} = \sigma^2 \Phi C^{-1} \Phi^T$. Если предположить, что $p_{ii} = p$ (случай равнооточных измерений), то среднее дисперсий $\Delta \hat{f}_i$ равно $\frac{1}{N+1} \sum D(\Delta \hat{f}_i) = \frac{n}{N+1} \sigma^2$. Таким образом, среднее дисперсий $\Delta \hat{f}_i$ пропорционально $n/(N+1)$ при заданном σ^2 , т.е. оценки будут тем лучше, чем больше число наблюдений по отношению к числу измеряемых параметров a_i . Выражение для несмещенной оценки σ^2 имеет вид

$$\sigma^2 = (\Delta \hat{f}^T P \Delta \hat{f} - \hat{A}^T C \hat{A}) / (N+1-n).$$

Таким образом, значение разности хода сигнала в ортогональном базисе можно записать следующим образом;

$$\Delta r_i = \hat{a}_0 \phi_0(x_i) + \hat{a}_1 \phi_1(x_i) + \hat{a}_2 \phi_2 + \dots + \hat{a}_n \phi_n(x_i).$$

Расписав выражения для полиномов и сгруппировав подобные члены относительно соответствующих степеней x_i , получим

$$\Delta r_i = \alpha_0 + \alpha_1 x_i + \alpha_2 x_i^2 + \dots + \alpha_n x_i^n,$$

где $\alpha_i = c_{0i} \hat{a}_i + c_{1i} \hat{a}_{i+1} + c_{2i} \hat{a}_{i+2} + \dots$; \hat{a}_i – оценки коэффициентов полиномиального разложения; c_{ji} – некоторые постоянные, образующиеся при группировке аппроксимирующего многочлена по степеням относительно x_i . Произведя обратную замену переменных относительно ρ_i (8) и сгруппировав подобные члены относительно соответствующих степеней ρ_i , можно записать выражение для разности хода Δr_i , выраженное через координаты приемных пунктов:

$$\Delta r_i = \hbar_0 + \hbar_1 \rho_i + \hbar_2 \rho_i^2 + \dots + \hbar_n \rho_i^n, \quad (9)$$

где $\hbar_i = k_{0i} \hat{a}_i + k_{1i} \hat{a}_{i+1} + k_{2i} \hat{a}_{i+2} + \dots$; k_{ji} – некоторые постоянные, образующиеся при группировке аппроксимирующего многочлена по степеням относительно ρ_i .

Сравнив выражение (9) с (2), можно сделать вывод, что $\cos(\gamma) = \hbar_1$, $-\sin^2(\gamma)/2R = \hbar_2$, а измерения произведены относительно оси ρ' , смещенной относительно оси ρ на величину \hbar_0 (рис. 5).

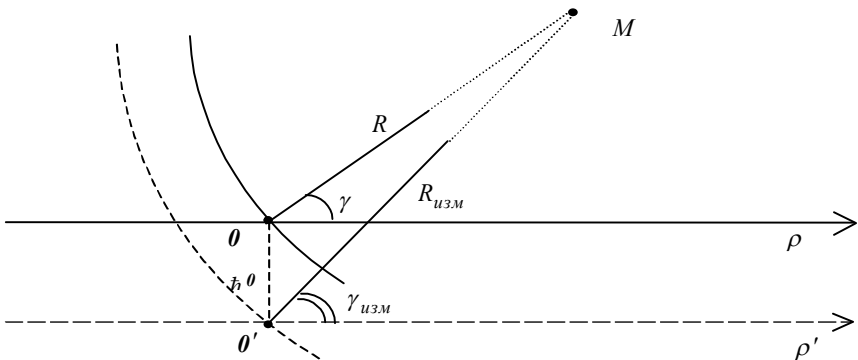


Рис. 5. Смещение системы отсчета

Подобное смещение приводит к ошибке определения угловой координаты, которая тем существеннее, чем больше отклонение источника от

нормали и чем он ближе к базе системы. Ошибка определения углового положения ведет, в свою очередь, к ошибке определения дальности.

Коэффициенты \hat{h}_1, \hat{h}_2 получены путем линейного преобразования нормально распределенных независимых оценок коэффициентов a_i и подчинены нормальному закону распределения. Математическое ожидание (МО) и дисперсия оценок коэффициентов \hat{h}_1, \hat{h}_2 определяются следующими соотношениями:

$$m_{\hat{h}_j} = M[\hat{h}_j] = M\left[\sum k_i a_i\right] = \sum k_i M[a_i];$$

$$\sigma_{\hat{h}_j}^2 = D[\hat{h}_j] = D\left[\sum k_i a_i\right] = \sum k_i^2 D[a_i].$$

Применив правило преобразования плотности вероятности от монотонной функции случайного аргумента [11], плотность вероятности оценки углового направления можно записать в виде

$$f(\gamma) = \frac{\sin(\gamma)}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\hat{h}_1}} \exp\left[-\frac{(\cos(\gamma) - m_{\hat{h}_1})^2}{2\sigma_{\hat{h}_1}^2}\right], \quad \gamma \in (0, \pi).$$

Функция распределения оценки дальности определяется выражением

$$F(R) = \iint_{(D)} f(\hat{h}_1, \hat{h}_2) d\hat{h}_1 d\hat{h}_2 = \int_{-1}^1 \int_{-\infty}^g f(\hat{h}_1, \hat{h}_2) d\hat{h}_1 d\hat{h}_2, \quad (10)$$

где $f(\hat{h}_1, \hat{h}_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_{\hat{h}_1}\sigma_{\hat{h}_2}} \exp\left[-\frac{(\hat{h}_1 - m_{\hat{h}_1})^2}{2\sigma_{\hat{h}_1}^2} - \frac{(\hat{h}_2 - m_{\hat{h}_2})^2}{2\sigma_{\hat{h}_2}^2}\right]$ – совместная плотность вероятности \hat{h}_1 и \hat{h}_2 , D – область интегрирования, $g = -(1 - \hat{h}_1^2)/(2R)$.

Дифференцируя (10) по R , имеем:

$$f(R) = \int_{-1}^1 \frac{1 - \hat{h}_1^2}{2R^2} f\left(\hat{h}_1, -\frac{1 - \hat{h}_1^2}{2R}\right) d\hat{h}_1.$$

Таким образом, вычисление коэффициентов \hat{h}_1, \hat{h}_2 и их статистических характеристик позволяет получить оценки углового направления и дальности. При $\hat{h}_0 \rightarrow 0$ оценка углового направления является несмещенной, а оценка дальности формируется с учетом "невяной коррекции", в противном случае происходит смещение оценки углового направления, что, в свою очередь, приводит к ошибке измерения дальности.

Моделирование алгоритма измерения координат источника. Для исследования работы данного алгоритма было произведено математическое моделирование на ПЭВМ. Размер базы системы полагался

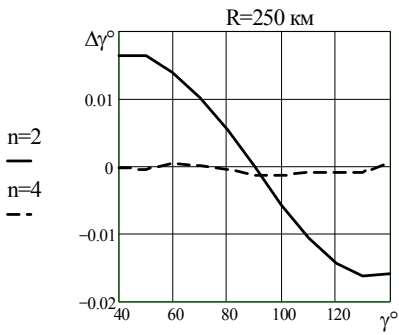
$L = 20$ км, $\sigma_0 = 3$ м, ошибки определения разности хода полагались независимыми и нормально распределенными, дисперсии оценок разности хода полагались пропорциональными r_i / R (направленностью антенн пунктов приема пренебрегалось). Моделирование производилось для РКБС, состоящей из 8 – 15 приемных пунктов. Расположение пунктов выбиралось по случайному закону. Аппроксимация осуществлялась разложением фазового фронта в ряд по ортогональным полиномам Чебышева для равномерноотстоящих точек многочленами второй и четвертой степени.

Как показывает моделирование, симметричное расположение крайних приемных пунктов относительно опорного является наиболее предпочтительным, при этом производится "неявная коррекция" ошибок измерения дальности при отклонении источника от нормали к базе. Наиболее неблагоприятным является выбор в качестве опорного приемного пункта одного из крайних элементов системы. Увеличение количества приемных пунктов приводит к существенному улучшению качества измерения, однако это позволяет уменьшить дифракционные максимумы при когерентной обработке сигналов, что снижает вероятность ложного отсчета углового направления. Результаты моделирования для системы, состоящей из пятнадцати приемных пунктов с координатами (– 10000, – 4700, – 3200, – 1800, – 1000, – 400, 0, 700, 1300, 2000, 2700, 3600, 4100, 4500, 10000) для дальностей 250, 100 и 50 км при аппроксимации волнового фронта полиномами второй и четвертой степени отображены на рис. 6, 7.

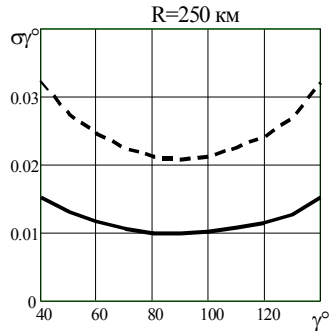
На рис. 6 приведены графики зависимостей смещения МО углового направления от истинных угловых координат источника излучения (а, в, д) и среднеквадратическое отклонение МО (б, г, е). На рис. 7 приведены графики зависимостей смещения МО дальности от угловых координат источника излучения (а, в, д,) и среднеквадратическое отклонение МО (б, г, е). Из анализа графиков на рис. 6, 7 можно сделать вывод, что при разложении фазового фронта в ряд по ортогональным многочленам более высокой степени происходит уменьшение смещения оценки углового направления, но при этом увеличивается дисперсия оценки. При $L/R \gg 1$ разложение с использованием высоких степеней полинома становится нецелесообразным из-за большого смещения и дисперсии оценки дальности. При уменьшении расстояния до источника излучения увеличение степени полинома позволяет уменьшить ошибку измерения дальности, вызванную высокой кривизной волнового фронта принимаемого сигнала.

Выводы.

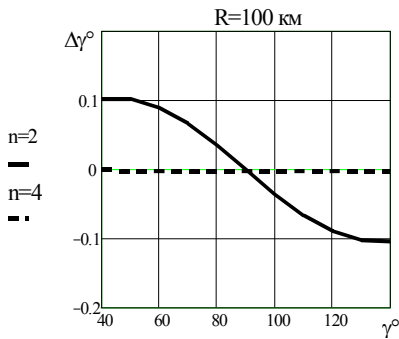
1. Из приведенных результатов следует, что метод измерения координат путем восстановления структуры фазового фронта на апертуре РКБС позволяет обеспечить приемлемую точность измерения.



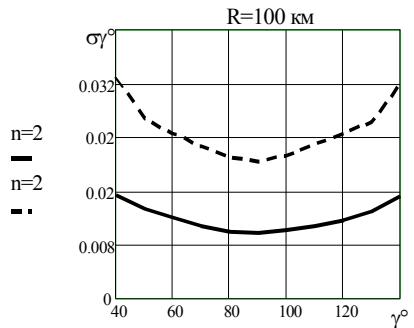
а)



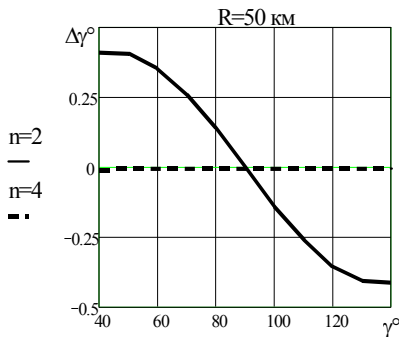
б)



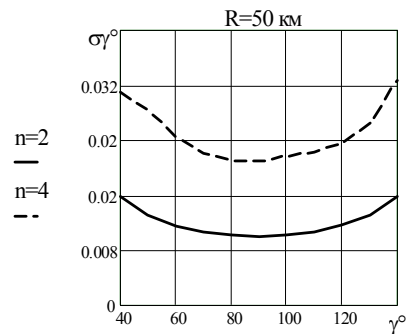
в)



г)

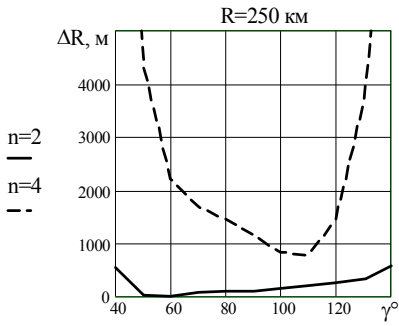


д)

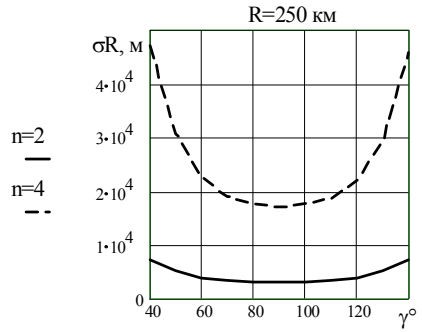


е)

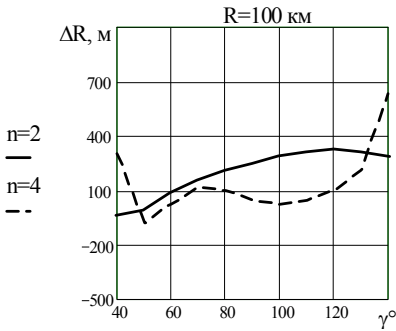
Рис. 6. Ошибки измерения углового направления



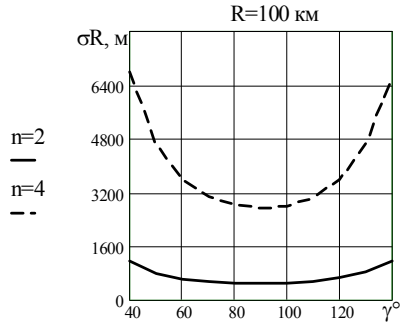
а)



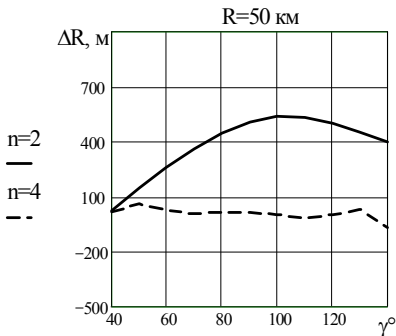
б)



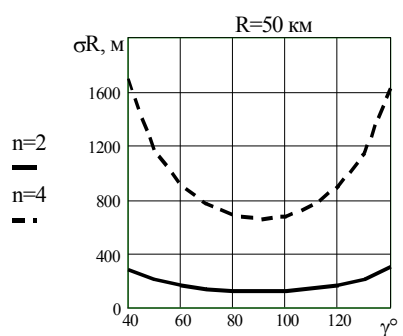
в)



г)



д)



е)

Рис. 7. Ошибки измерения дальности

2. Для фазовых измерителей целесообразно использовать алгоритм, основанный на разложении фазового фронта в ряд по ортогональным многочленам, как имеющий более простую техническую реализацию.

3. Так как ошибки измерения координат зависят от расположения приемных пунктов относительно опорного, вопрос о конкретном размещении пунктов РКБС должен решаться с учетом поставленных перед РКБС задач и расположения ее на местности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
2. Кремер И.Я., Кремер А.И., Петров В.М., Понькин В.А., Потапов Н.А. Пространственно-временная обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
3. Маслов А.Ф., Нестеров К.П. Квазиоптимальный алгоритм измерения амплитуд и фаз сигналов на выходах элементов приемной антенной решетки, работающей в неоднородной среде // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 3. – С. 491 – 500.
4. Маслов А.Ф., Нестеров К.П. Квазиоптимальный алгоритм обнаружения сигнала и измерения его параметров на выходах элементов антенной решетки, работающей в неоднородной среде при наличии коррелированных помех // Радиотехника и электроника. – 1986. – № 4. – С. 710 – 720.
5. Скворцов Т.А., Довнарлович Л.А. Совместное обнаружение и измерение координат источника излучения, находящегося в зоне Френеля антенной решетки // Радиотехника. – Х.: Выща школа. – 1986. – Вып. 78. – С. 87 – 93.
6. Маслов А.Ф., Нестеров К.П., Жолобенко А.Б. Моделирование квазиоптимального алгоритма измерения амплитуд и фаз сигналов на выходах элементов антенной решетки // Радиотехника. – Х.: Выща школа. – 1986. – Вып. 78. – С. 80 – 87.
7. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М.: Наука, 1984. – 831 с.
8. Поллард Дж. Справочник по вычислительным методам статистики. – М.: Финансы и статистика, 1982. – 344 с.
9. Гутер Р.С., Овчинский Б.В. Элементы численного анализа и математической обработки результатов опыта. – М.: Наука, 1970. – 432 с.
10. Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1958. – 337 с.
11. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. – М.: Наука, 1969. – 576 с.

Поступила 12.02.2003

МАСЛОВ Анатолий Фомич, доктор техн. наук, профессор, главный научный сотрудник научного центра при ХВУ. Область научных интересов – адаптивная фокусировка самофокусирующихся антенных решеток.

РОЩУПКИН Евгений Сергеевич, адъюнкт Научного центра при ХВУ. В 1998 году окончил ХВУ. Область научных интересов – усовершенствование способов измерения координат в пассивных многопозиционных радиотехнических системах.

КОЛОДЕЙ Олег Павлович – канд. техн. наук, старший научный сотрудник научного центра при ХВУ. Область научных интересов – усовершенствование способов измерения координат в пассивных многопозиционных радиотехнических системах.