

3. АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ КООРДИНАТНО-ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ В КОМПЛЕКСАХ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ

Процесс определения координат ИРИ в ОВЧ/УВЧ диапазоне традиционно включают двухэтапную процедуру обработки результатов измерений первичных координатно-информативных параметров радиосигналов (амплитуда, фаза, задержка распространения). При этом, на первом этапе осуществляется определение параметров линий положения, а на втором, обработка последних с целью определения координат ИРИ. Каждый из этапов обработки получили свое самостоятельное развитие и реализацию в теории местоопределения и существующих комплексах радиоконтроля.

3.1. Классификация и анализ алгоритмов обработки координатно-информативных параметров радиосигналов

Рассмотрим известные алгоритмы обработки координатно-информативных параметров сигналов [33, 34, 35, 36] с учетом их традиционной классификации по схеме – на первом этапе и на втором этапе, а также анализа их применимости в городских системах местоопределения.

3.1.1. Алгоритмы обработки в измерителе

Амплитудный метод пеленгования.

Амплитудным называют метод определения пеленга путем измерения амплитуды или параметров амплитудной модуляции выходного напряжения приемоиндикатора [33]. Рассмотрим вариант построения амплитудного радиопеленгатора с неподвижными антеннами. Антенная система состоит из четырех вертикальных антенных элементов в соответствии с рис. 3.1

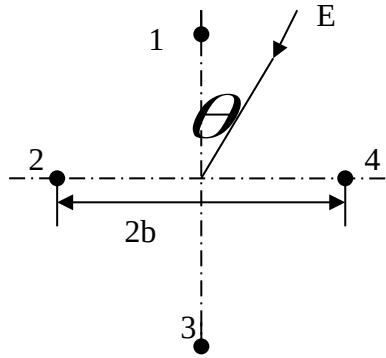


Рис.3.1

Антенны 1, 2, 3, 4 расположены в вершинах квадрата, причем направление одной из диагоналей квадрата с антеннами 1-3 совпадает с начальной линией отсчета пеленга. Обозначим: U_A – амплитуда радиосигнала в точке приема; $2b$ – разнос противоположных антенн (длина диагонали); ϕ – начальная фаза поля в центре системы. Тогда напряжение на выходе датчиков поля могут быть получены из выражений

$$\left\{ \begin{aligned} U_{13} &= U_1 - U_3 = j2U_A e^{j\phi} \sin(mb \cos \theta \cos \beta) \\ U_{24} &= U_2 - U_4 = j2U_A e^{j\phi} \sin(mb \cos \theta \sin \beta) \end{aligned} \right\}. \quad (3.1)$$

В таком случае разностные напряжения противоположных антенн получаются равными

$$\left\{ \begin{aligned} U_{13} &= U_1 - U_3 = j2U_A e^{j\phi} \sin(mb \cos \theta \cos \beta) \\ U_{24} &= U_2 - U_4 = j2U_A e^{j\phi} \sin(mb \cos \theta \sin \beta) \end{aligned} \right\}. \quad (3.2)$$

Таким образом, могут быть получены два напряжения одинаковой фазы, амплитуда которых зависит от пеленга θ и от угла наклона фронта волны β . С помощью соответствующего счетно-решающего устройства можно определить по полученным напряжениям оба угла θ и β .

При возможности использования для реализации данного метода простого одноканального тракта приема, во-первых, становится проблематичным пеленгование источников с амплитудными типами модуляции и, во-вторых, высокие требования предъявляются к точности измерения амплитуд сигналов в антенных элементах.

Доплеровский метод пеленгования.

Возможно построение радиопеленгатора с использованием обусловленной эффектом Доплера фазовой модуляции [34], возникающей при круговом вращении (механическом или электрическом) приемной антенны. Сущность эффекта Доплера (рис. 3.2) заключается в том, что относительное перемещение приемника и передатчика приводит к изменению фазы, а следовательно и частоты принимаемого радиосигнала. Частота принимаемых колебаний становится отличной от частоты излучаемых.

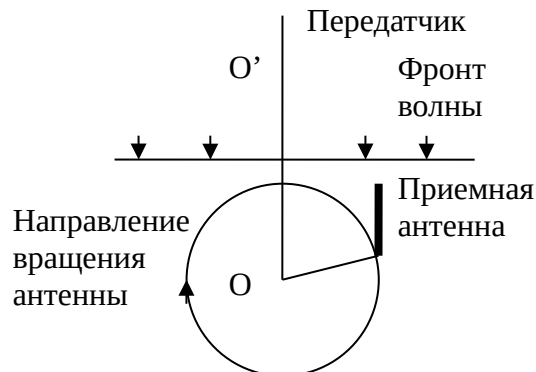


Рис. 3.2

Пусть ненаправленная в горизонтальной плоскости приемная антенна вращается с угловой частотой Ω по окружности радиусом R в поле, создаваемом удаленным передатчиком электромагнитных колебаний частоты ω . Обусловленное вращением антенны приращение фазы наводимой в ней ЭДС отрицательно в промежутки времени, когда антенна удаляется от передатчика. В этом случае проекция вектора скорости антенны на линию

ОО' совпадает с направлением распространения радиоволны. Приращение фазы положительно, когда антенна приближается к передатчику, и равно нулю, когда антенна движется перпендикулярно направлению распространения. Фазу ЭДС, наводимой в антенне, расположенной в центре окружности, примем за начальную и равную $\varphi_0 = \omega t$. При вращении антенны мгновенное значение фазы, наводимой ЭДС, отличается от φ_0 на величину

$$\varphi = (2\pi / \lambda) R \cos(\Omega t - \alpha), \quad (3.3)$$

где α - азимут на передатчик; Ωt - текущее значение азимута вращающейся антенны.

Тогда мгновенное значение напряжения на выходе датчика поля

$$U = U_A \sin(\omega t + \frac{2\pi}{\lambda} R \cos(\Omega t - \alpha)), \quad (3.4)$$

то есть последняя модулирована по фазе частотой Ω , причем фаза модулирующего колебания соответствует азимуту на пеленгуемую радиостанцию.

При простоте реализации применение данного метода ограничено классом узкополосных (немодулированных) радиосигналов. Точность определения направления прихода радиосигнала при данном методе существенно падает, если речь идет о пеленговании модулированных сигналов (пеленговании в полосе).

Фазовый метод пеленгования в двухканальном измерителе.

Фазовом будем называть метод измерения пеленга путем измерения разностей фаз сигналов, принятых на разнесенные в пространстве антенны. Действительно, как следует из рисунка 3.3. сигналы, принимаемые 1-й и 2-й антеннами с некоторого направления θ относительно направления перпендикулярного их базе отличаются по фазе

$$\left\{ \begin{aligned} U_1 &= U_A e^{j(\varphi - \frac{\pi d}{\lambda} \sin(\theta))} \\ U_2 &= U_A e^{j(\varphi + \frac{\pi d}{\lambda} \sin(\theta))} \end{aligned} \right\}. \quad (3.5)$$

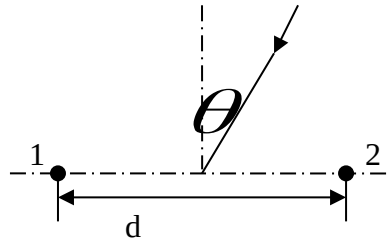


Рис 3.3.

При чем, разность фаз напряжений сигнала на выходе антенн является функцией угла его прихода.

$$\Delta\phi_{12} = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta). \quad (3.6)$$

Реализационный аспект данного метода пеленгования основан на утверждении, что при условии линейных преобразований в приемных трактах разность фаз сигналов на промежуточной частоте равна таковой на радиочастоте.

Отметим, из выражения 3.6 следует, что точность измерения направления на источник радиосигнала зависит, во первых, от точности измерения разности фаз и, во-вторых, - от соотношения значений базы антенной пары и длины волны. Для малых углов θ справедливо выражение

$$\sigma_{\theta} \approx \frac{\lambda}{2\pi d} \sigma_{\phi}. \quad (3.7)$$

По понятной причине для повышения точности измерения пеленга в измерителях, реализующих рассматриваемый метод, стремятся увеличить базу антенной пары, что приводит в свою очередь к неоднозначностям в отсчете пеленга (уже при $d > \frac{\lambda}{2}$ конкретной разности фаз соответствуют 4 значения пеленга). Для устранения данного явления в фазовых пеленгаторах применяют, как правило, несколько антенн, разнесенных в пространстве, которые поочередно попарно подключают к приемным трактам измерителя.

Ниже приводится один из алгоритмов функционирования фазового измерителя, реализующий способ пеленгования и поясняющий принцип работы устройства, его реализующего [37].

Антенный коммутатор обеспечивает синхронное подключение в едином промежутке времени любых пар АЭ к опорному и сигнальному выходам (входам приемника).

Радиосигналы, поступившие на вход приемника, преобразуются в высокочастотные электрические сигналы, усиливаются, фильтруются и переносятся на промежуточную частоту.

С опорного и сигнального выходов приемника сигналы промежуточной частоты поступают на соответствующие входы АЦП, где синхронно преобразуются в цифровые сигналы.

Особенностью следующего шага обработки является то, что, сигнал

$$u(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)), \quad (3.8)$$

где $U(t)$ - огибающая амплитуды сигнала; $\varphi(t)$ - фаза сигнала; ω_0 - частота сигнала, представляют в виде суммы его квадратурных составляющих:

$$U(t) = U(t)e^{j\varphi(t)} = V_c(t) + jV_s(t), \quad (3.9)$$

где $V_c(t) = U(t) \cos(\varphi(t))$ и $V_s(t) = U(t) \sin(\varphi(t))$ - квадратурные составляющие сигнала (здесь, составляющие $V_c(t)$ и $V_s(t)$ соответствуют действительной и мнимой частям комплексной огибающей $U(t)$ сигнала $u(t)$).

На очередном шаге каждую пару отсчетов одного канала умножают на комплексно сопряженную пару отсчетов другого канала

$$u_{n,m}(t) = u_n(t)u_m^*(t), \quad (3.10)$$

где $n, m = 1 \dots N; n \neq m$ номера антенных элементов. арктангенс отношения квадратурных составляющих соответствует разности фаз сигналов, принятых разными антенными элементами n и m

$$\Delta\varphi_{n,m}(t) = \arg(u_{n,m}(t)). \quad (3.11)$$

На следующем шаге формируются таблицы эталонных значений разностей фаз $\Delta\varphi_{n,m,i,j,\vartheta m}(f)$ для различных пар антенных элементов. Исходными данными для заполнения этих таблиц в общем случае могут быть: предварительно заданные сектора обработки по азимуту $(\theta_{\min}, \theta_{\max})$ и

углу места $(\beta_{\min}, \beta_{\max})$ прихода радиосигнала; значение разрешения (точности) вычисления угловых параметров $\Delta\theta$ и; удаление гипотетических эталонных источников D ; топология размещения антенных элементов $\{r_n\}$, где $r_n = (x_n, y_n, z_n)$. Промежуточным этапом являются вычисления координат гипотетических эталонных источников, расположенных на удалении D и имеющих угловых координаты (θ_i, β_j)

$$X_{i,j} = D \cos(\theta_i) \cos(\beta_j), Y_{i,j} = D \sin(\theta_i) \cos(\beta_j), Z_{i,j} = D \sin(\beta_j). \quad (3.12)$$

Для каждой угловой координаты (θ_i, β_j) эталонного источника вычисляются значения разностей фаз $\Delta\varphi_{n,m,i,j,\text{эм}}(f)$ для всех возможных комбинаций пар элементов антенной решетки

$$\Delta\varphi_{n,m,i,j,\text{эм}}(f_k) = \frac{2\pi f_k (R_{n,i,j} - R_{m,i,j})}{C}, \quad (3.13)$$

где $R_{n,i,j} = \sqrt{(X_{i,j} - X_n)^2 + (Y_{i,j} - Y_n)^2 + (Z_{i,j} - Z_n)^2}$ - расстояние между антенным элементом и эталонным источником; $n, m \in (1 \dots N)$, $n \neq m$ - номер антенного элемента.

Следующий шаг алгоритма - вычисление значений функции дисперсии невязок разностей фаз по всем угловым параметрам (θ_i, β_j) . Данная операция выполняется в соответствии с выражением

$$F(\theta_i, \beta_j) = \sum_n^N \sum_m^N (\Delta\varphi_{n,m,i,j,\text{эм}} - \Delta\varphi_{n,m,\text{узм}})^2, \quad (3.14)$$

где $i \in \left(1 \dots \left\lceil \frac{\theta_{\max} - \theta_{\min}}{\Delta\theta} \right\rceil\right)$, $j \in \left(1 \dots \left\lceil \frac{\beta_{\max} - \beta_{\min}}{\Delta\beta} \right\rceil\right)$, здесь, $\Delta\theta$ и $\Delta\beta$ - заданные точности измерения пеленга в азимутальной и угломестной плоскостях.

В результате находятся элементы двумерного спектра значений функции дисперсии невязок разностей фаз по заданным параметрам (θ_i, β_j) .

В заключении осуществляется исследование функции дисперсии невязок $F(\theta_i, \beta_j)$ на экстремум. Аргумент (θ_i, β_j) минимального значения функции $F(\theta_i, \beta_j)$ является наиболее вероятными пространственными параметрами сигнала (θ, β) .

Данный алгоритм лежит в основе алгоритма обработки измерений, реализуемом в комплексе ТОРН [76].

Фазовый метод не имеет недостатков амплитудного и доплеровского методов пеленгования, более того в описанном выше варианте его реализации он претендует на робастность, поскольку обеспечивает поиск глобального экстремума в заданном пространстве. Вместе с тем, применение данного метода принципиально связано с необходимостью переключения пар антенных элементов, что приводит к увеличению минимально необходимого времени контакта с радиоизлучением, пеленгуемого источника.

Метод сканирования диаграммой направленности.

Метод сканирования диаграммой направленности или корреляционный метод, как и фазовый основан на измерении задержки времени прихода электромагнитной волны к двум разнесенным в пространстве антеннам. Однако, в отличие от фазового здесь разность времени прихода радиоволны определяется не путем измерения разности фаз сигналов, приходящих к обеим антеннам, а путем измерения значения функции взаимной корреляции этих сигналов. Функция взаимной корреляции измеряется с помощью коррелятора, состоящего из перемножителя, выполняющего функцию перемножения мгновенных значений сигналов, и интегратора, усредняющего полученное на выходе перемножителя напряжение. Схема измерителя, реализующего данный метод, представлена на рисунке 3.8.

Сигналы с выходов обоих приемников (один через переменную линию задержки (фазовращатель), а другой непосредственно) поступают на вход коррелятора. Регулируя фазовращатель до получения максимума напряжения на выходе коррелятора, определяют величину Δt ($\Delta \varphi$). Угол θ между

направлением на пеленгуемый объект и направлением антенной базы $D \leq \frac{\lambda}{2}$ определяется из выражения

$$\cos(\theta) = \frac{c\Delta t}{D} = \frac{\lambda\Delta\varphi}{2\pi D}, \quad (3.15)$$

где c – скорость света.

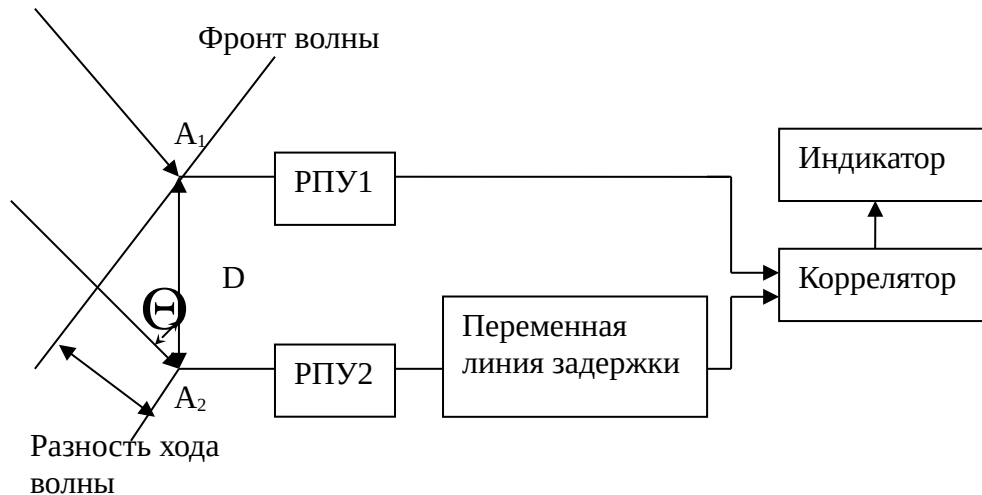


рис.3.8

В случае двухканального измерителя данному методу в равной степени присущи преимущества и недостатки фазового метода.

Представляет интерес реализация данного метода в многоканальном измерителе, когда за каждой антенной закреплен свой приемный тракт. Построение измерителя в данном случае аналогично представленному на рис.3.8. При этом, выход одного из приемников (опорного тракта) подключают к коррелятору непосредственно, а другие приемники - через свой фазовращатель. Перестраивая согласованно фазовращатели приемных трактов относительно опорного, добиваются эффекта сканирования диаграммой направленности в данном случае антенной решетки. Совпадение диаграммы направленности с направлением прихода радиосигнала подтверждается откликом на выходе коррелятора (индикаторе).

Следует иметь в виду, многоканальный измеритель значительно сложнее в аппаратно-программной реализации, чем двухканальный. Вместе с тем часто это бывает оправдано, поскольку, во-первых, максимально повышается быстродействие измерителя и, во вторых, может быть получен выигрыш в энергетике на трассе радиоконтроля за счет коэффициента направленного действия антенной решетки, который определяется количеством антенных элементов в ее составе. Считается [77], что метод сканирования диаграммой направленности в многоканальном измерителе обеспечивает наибольшую помехоустойчивость и поэтому находит в настоящее время широкое применение в современных комплексах местоопределения, функционирующих в сложной сигнально-помеховой обстановке, в том числе в городах.

Метод собственных векторов

Особую группу методов для реализации в многоканальном измерителе занимают так называемые методы сверх разрешения, результатом применения которых в конечном итоге должны являться оценки пространственно-поляризационных параметров (ППП) в общем случае одновременно нескольких радиосигналов, приходящих с различных направлений, но находящихся в одной полосе частот. Одним из таких методов является метод собственных векторов (СВ). Реализуемый в данном случае подход к решению задачи оценки ППП основан на выделении СВ шумового подпространства [36, 39], что адекватно усечению разложенной по

СВ матрицы Фишера $\Phi_{xx}^{-1} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\lambda_i} \dot{e}_i \dot{e}_i^+$ (здесь, λ_i - собственное значение, n - количество датчиков поля, e_i - собственный вектор) с тем, чтобы включить в

нее только члены, не отвечающие ППП сигналов: $\sum_{i=N+1}^n \frac{1}{\lambda_i} \dot{e}_i \dot{e}_i^+$ (здесь, N - количество ИРИ). Для определения ППП строится ПП спектр $G(0)$. Обычно при этом пользуются обращенной эрмитовой формой

$$G(0) = \left[\sum_{i=N+1}^n \frac{1}{\lambda_i} |\dot{a}^+(0) \dot{e}_i|^2 \right]^{-1}, \quad (3.16)$$

где $\dot{a}(0)$ - вектор сканирования.

Эффективность использования усеченных матриц зависит от предположений, сделанных в процессе анализа (например, о количестве имеющихся сигналов).

Шмидт [40] предложил аналогичный алгоритм, получивший название MUSIC (Multiple Signal Classification), для которого усечение имеет вид

$\sum_{i=N+1}^n \dot{e}_i \dot{e}_i^+$. Замена единиц малых собственных значений (СЗ) соответствует «обелению» тех участков ПП спектра, которые не отвечают ППП источников. Основой для этого алгоритма послужила работа Писаренко [41]. В дальнейшем он был усовершенствован и более детально исследован в трудах Кайлатца, Паулрея, Гриффитса, Джонсона и ряда других ученых.

Рассмотрим антенную систему (решетку) произвольной геометрии. Предположим, что на нее воздействуют с различных направлений N независимых узкополосных источников. Считаем, что шум в антенных элементах является белым, т. е. равноуровневым и некоррелированным от элемента к элементу. При этом допущении ковариационная матрица (КМ) принимаемых сигналов может быть записана в виде

$$\Phi_{xx} = \dot{A} \dot{S} \dot{A}^+ + \sigma^2 I, \quad (3.17)$$

где $\dot{A}$ - матрица $n \times N$, чьи столбцы $a_j = a(\theta_j)$, $j = \overline{1, N}$, являются направляющими векторами сигналов, несущими информацию о направлении прихода и поляризации волны каждого источника излучения; $S = U(t)U^T(t)$, $U(t)$ - N -мерный вектор сигнала.

Матрица S описывает энергетику и взаимосвязность ИРИ. Считается, что она имеет полный ранг, то есть принимаемые ИРИ независимы или их корреляция меньше единицы. Матрица $\dot{A}$ - также полного ранга, что соответствует отсутствию вторичных главных лепестков диаграммы

направленности антенной решетки (АР) в зоне обзора. Это справедливо для линейной АР с разном $d \leq \lambda/2$.

Пусть $\{\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_n\}$ и $\{\dot{e}_1 \dot{e}_2 \dots \dot{e}_n\}$ - СЗ и СВ матрицы Φ_{xx} . В силу ортогональности СВ $\{\dot{e}_1 \perp \dot{e}_2 \perp \dots \perp \dot{e}_n\}$ их разбиение на два подпространства - сигнальное $\dot{E}_c$ и шумовое $\dot{E}_ш$ - приводит к тому, что $\dot{E}_c \perp \dot{E}_ш$. Шмидт в своих работах показал, что если матрица является невырожденной, то верно следующее:

во-первых, $n-N$ СЗ определяются как

$$\lambda_{N+1} = \lambda_{N+2} = \dots = \lambda_n = \sigma^2 \quad (3.18)$$

во-вторых, СВ, соответствующие этим СЗ, ортогональны столбцам матрицы $\dot{A}$, т. е.

$$\{\dot{e}_{N+1} \dot{e}_{N+2} \dots \dot{e}_n\} \perp \{\dot{a}_j, j = \overline{1, N}\}. \quad (3.19)$$

Условие (3.19) выполняется в силу того, что $\dot{a}_j, j = \overline{1, N}$ принадлежит пространству сигнальных СВ. Знание геометрии антенной системы и характеристик отдельных ее элементов позволяет сформировать вектор $\dot{a}(\theta)$, как функцию ППП. Сканируя им в пространственно-поляризационной области при совпадении текущих значений вектора $\theta \subset \theta_j, j = \overline{1, N}$, получаем

$$\dot{a}(\theta_j) = \dot{a}(\theta) \perp \dot{E}_ш, \quad (3.20)$$

где $\dot{E}_ш$ есть $n \times (n - N)$ - мерная матрица, столбцами которой являются СВ, связанные с минимальными СЗ.

Данное свойство служит основой для построения ПП сектора, расчет которого осуществляется в соответствии с выражением

$$G(\theta) = [\dot{a}^+(\theta) \dot{E}_ш \dot{E}_ш^+ \dot{a}(\theta)]^{-1} = \left[\sum_{i=N+1}^n |\dot{a}^+(\theta) \dot{e}_i|^2 \right]^{-1} \quad (3.21).$$

В случае соблюдения (3.20) произведение в квадратных скобках выражения (3.21) обращается в нуль. В результате этого $G(\theta)$ устремляется в бесконечность, то есть наблюдается мощный выброс в ПП спектре, соответствующий параметрам одного из источников.

Рассмотренные и другие методы сверх разрешения претендуют на наилучшие точность и пространственное разрешение, хотя и требуют достаточно сложных аппаратно-программных решений, связанных в том числе с необходимостью сложных вычислений. В тоже время, допущения, которых были приведены выше, а именно: знание количества и независимость принимаемых радиосигналов; независимый (белый) шум в антенных элементах; достаточно высокие требования к соотношению сигнал/шум (15...20дБ и более) - существенно ограничивают их применение в современных комплексах местоопределения. Тем более, когда речь идет о районах сбора в городе, для которых, как мы выяснили характерно наличие многолучевости, преобладание станционных помех, наконец, предельные соотношения сигнал/(помеха+шум).

3.1.2. Алгоритмы обработки в системе

Задача определения координат ИРИ на основании данных об их параметрах положения, полученных от распределенных в пространстве измерителей традиционно рассматривалась, как самостоятельная в теории и практики местоопределения, а также в теории оценивания. В связи с этим говорят о втором этапе обработки при местоопределения ИРИ и, соответственно об алгоритмах обработки в системе.

Вектор измерений – совокупность измеренных параметров линий положения ИРИ, очевидно функционально связан с вектором координат

$$W - F(X) = Y \quad (3.22)$$

где W - вектор измерений; Y - вектор размерностью n , учитывающий ошибки измерений и модели; X - вектор истинных координат размерностью m . При решении задачи точные значения вектора Y остаются неизвестными. Его обычно рассматривают как случайный вектор с заданными вероятностными характеристиками.

Выражение (3.22) представляет собой систему из n уравнений с m неизвестными, при чём $n > m$, только в этом случае имеет смысл говорить о статистической обработке. В общем случае из системы (3.22) нельзя получить истинное значение координат ИРИ, а может быть найдена только их оценка $\hat{X}$ в соответствии с некоторым алгоритмом. Последняя, как правило, не удовлетворяет системе (3.22), то есть

$$W = F(\hat{X}) + \Delta, \quad (3.23)$$

где Δ - вектор невязок.

В широком смысле задача сводится к отысканию алгоритма вида

$$\hat{X} = \Phi(W), \quad (3.24)$$

позволяющего находить оценку координат по измеренному значению W . Структура алгоритма зависит от вида системы (3.22) и априорной информации об ошибках Y . Причём основное требование к алгоритму минимальное влияние ошибок Y на оценку вектора координат, а также реализация свойств: однозначность и несмещённость.

Наряду с нахождением оценки $\hat{X}$ не менее важное значение имеет решение задачи оценки погрешности $(X - \hat{X})$, зависящей от алгоритма обработки (3.20) и ошибок Y .

Метод наименьших квадратов.

В существующих системах местоопределения ОВЧ/УВЧ диапазона задачу оценки координат традиционно решают с использованием хорошо зарекомендовавшего себя в практике измерений метода наименьших квадратов (МНК).

Действительно, МНК обеспечивает получение максимально правдоподобной оценки в случае нормального закона распределения ошибок измерений и обладает известной простотой. Однако, оптимальность МНК тесно связана с предположениями: во-первых о знании числовых характеристик закона распределения и, во-вторых, о достаточно хорошем "первом приближении". Наконец, в условиях "сильных помех измерений", то

есть при наличии аномальных измерений в случае МНК возникают, как правило, значительные трудности при их отбраковке. Появление аномальных измерений способно "увести" получаемые оценки от истинных значений настолько, что другие качественные измерения могут быть отбракованы. В связи с этим фактическая точность измерений, в том числе в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки, на трассах с многолучевостью оказывается значительно хуже расчётной.

Метод вариационно-взвешенных квадратических приближений.

Чаще в практике местоопределения предположение об отсутствии или приближенном знании закона распределения ошибок измерения является более обоснованным. Допустим, что среднеквадратичная ошибка измерений известна лишь в среднем и распределена по закону Релея. Тогда порождаемое ею распределение ошибок измерений является лапласовским. Получение максимально правдоподобной оценки в данном случае обеспечивается при использовании метода наименьших модулей (МНМ). Однако, в "чистом" виде вычислительную схему МНМ, как правило, не применяют. Удобным частным решением в данном случае является вычислительная схема, реализующая метод вариационно-взвешенных квадратических приближений (МВВКП), являющейся общей для МНК, МНМ и некоторых других методов. Суть ее состоит в использовании стандартной процедуры МНК при соответствующей по шаговой корректировке весов составляющих вектора измерений.

В табл.3.1 [37] приведены данные сравнительной оценки различных методов обработки применительно к следующим распределениям ошибок измерений:

1. $f(x) = (1/\sigma\sqrt{2\pi}) \exp(-(x - Mx)^2 / (2\sigma^2))$
2. $f(x) = (1/2\lambda) \exp(-|x - Mx|/\lambda)$
3. $f(x) = (2/r\Gamma(1/4)) \exp(-(x - Mx)^4 / r^4)$, где $\Gamma(z)$ - Гамма - функция;
4. $f(x) = K / \pi(K^2 + (x - Mx)^2)$, где K - параметр Коши.

Таблица 3.1

Условный номер метода обработки	Отношение дисперсий максимально правдоподобной и квазиправдоподобных оценок			
	Условный номер распределения			
	1	2	3	4
1(МНК)	1	0.5	0.736	0
2(МНМ)	0.637	1	0.312	0.81
3(МП оценка при 3-ем распределении)	0.6	0.05	1	0
4(МП оценка при 4-ем распределении)	0.074	0.79	0.074	1

Из табл. 3.1 следует, что каждому из распределений соответствует свой конкретный метод обработки, обеспечивающий минимальную дисперсию оценки. Очевидно, что при неизвестном законе распределения, рационально сочетание методов обработки результатов измерений. В нашем случае целесообразно сочетание первого (МНК) и второго методов (МНМ), которые в совокупности дают оценку с эффективностью не хуже 0,73. Это достигают в вычислительной схеме, реализующей МВВКП.

$$(B^T P B) \Delta X = B^T P (W - F^0) \quad (3.25)$$

где В - матрица частных производных решающей функции, связывающей измерения с координатами ИРИ; Р - матрица весовых коэффициентов измерений; ΔX - вектор приращений решающей функции, уточняющих положение опорной точки; W - вектор измерений; F^0 - вектор значений решающей функции в опорной точке.

Изменяя правило заполнения матрицы Р, можно осуществлять выбор метода получения оценок. Такой подход достаточно универсален и позволяет расширить перечень классов оцениваемых распределений ошибок измерений.

До и после получения оценок $\hat{X}$ возникает вопрос об их точности.

В первом случае речь идёт об априорной оценке точности, которая базируется на некоторых априорных сведениях об ошибках исходных данных. Такая оценка совершенно необходима при проектировании подсистемы обработки, а также на этапе принятия решения. Любая априорная оценка неизбежно базируется на ряде допущений о характере погрешностей используемой математической модели, а также свойствах ошибок измерений.

Во втором случае оценка осуществляется на основе полученных результатов, она принципиально важна для принятия решения по их дальнейшему использованию. Кроме того, данные апостериорной оценки точности могут быть использованы в качестве априорных при последующих измерениях. При апостериорной оценке точности полученных координат в свою очередь возможны случаи когда:

1. Весовые характеристики назначены в виде величин, обратно пропорциональных дисперсиям измерений.
2. Весовые характеристики назначены произвольно и не связаны с точностными характеристиками измерений ввиду отсутствия достоверных сведений о последних.

В первом случае способ называют оценкой точности по внутренней сходимости. При наличии значительных систематических ошибок этот способ может привести к неоправданно оптимистическим оценкам.

Во втором случае речь идет о "гарантирующем" подходе к оценке точности. При данном подходе закон распределения ошибок и его численные характеристики полагаются неизвестными и задаются в виде множеств, которым принадлежат эти ошибки или их характеристики. К методам, реализующим данный подход, относится метод минимакса [37]. Фактическая точность решения задачи оценивания при данном методе оказывается всегда не хуже расчётной. Поэтому получаемые в результате границы возможных ошибок оцениваемых параметров являются обычно излишне расширенными. Кроме того, при данном методе не полностью

используются возможности имеющегося массива измерений. В связи с перечисленными особенностями метода минимакса его в "чистом" виде в задаче оценки координат, как правило, не применяют. Следует считать целесообразным применение минимаксного подхода на этапе прогнозирования поведения системы местоопределения с целью, например, приближенного определения района размещения ИРИ.

В целом анализ двухэтапной схемы обработки первичных координатно-информативных параметров сигналов в комплексах местоопределения на основе результатов моделирования и большого объема экспериментальных данных позволил выявить ее низкую устойчивость к аномальным измерениям, особенно на втором этапе обработки. Так уже при наличии 10% недостоверных измерений параметров линий положения метод наименьших квадратов практически перестает работать, наблюдаются "выбросы" – недостоверные оценки. Аналогичная ситуация происходит и с МВВКП, когда в выборке присутствуют 30% и более аномальных измерений. Таким образом, можно констатировать, что двухэтапная схема обработки обладает свойством тиражирования ошибок измерений.

В тоже время, анализ результатов моделирования и экспериментальных исследований алгоритмов на первом этапе обработки показывает, при применении наиболее помехоустойчивых фазового метода пеленгования (в двухканальном измерителе) и метода сканирования диаграммой направленности (в многоканальном измерителе) в исходных выборках измерений, как правило, присутствует достоверная информация о параметрах положения ИРИ даже при отрицательном конечном результате. Таким образом, в двух этапной схеме обработки эта достоверная информации оказывается невостребованной при получении конечного результата.

3.2. Одноэтапный алгоритм определения координат ИРИ

Существенные недостатки двух этапной схемы обработки подтверждают актуальность разработки одноэтапной схемы, в которой можно предположить они будут в определенной степени устранены. В связи с этим, далее предлагается одноэтапный алгоритм обработки координатно-информативных параметров сигналов, позволяющих на основе первичных измерений, в качестве которых выступают регистрируемые напряжения сигнала на входах приемных трактов, подключенных к соответствующим распределенным в пространстве датчикам поля (антенным элементам) получить оценки координат их (сигналов) источников.

Постановка задачи.

Дано: Матрица измерений $U(t) = S(t) + \xi$, размерностью $N \times M$, где N – количество измерителей в системе местоопределения, M – количество датчиков поля (антенных элементов) в составе каждого измерителя, ξ – матрица ошибок модели, $N \times M$, S – матрица сигналов в антенных элементах, $N \times M$. Элемент матрицы сигналов можно записать в виде $S_{i,j}(t) = S(t - \tau_i - \tau_j)$, где τ_i и τ_j время распространения сигнала от источника до i, j датчика поля соответственно.

Необходимо синтезировать алгоритм, максимально не чувствительный к аномальным измерениям, обеспечивающий в тоже время достоверность и несмещенность получаемых оценок координат.

Считаем, что устойчивость к аномальным измерениям может быть реализована при условии поиска глобального экстремума некоторой функции ошибок. Как известно, достоверность и несмещенность достигается при получении максимально правдоподобной оценки, которая в свою очередь обеспечивается, например, при нормальном законе распределения ошибок измерений, если воспользоваться квадратичной метрикой в пространстве измерений. Вместе с тем, как уже отмечалось и доказано во втором разделе в

условиях многолучевости городского канала распространения радиоволн, сложной сигнально-помеховой обстановки предположение о нормальности закона распределения ошибок измерений не всегда оправдано.

В условиях, когда неизвестен закон распределения ошибок измерений, либо априорно неизвестны параметры закона распределения в качестве критерия, позволяющего претендовать синтезируемому алгоритму обработки на робастность, может быть выбран критерий – максимума отношения сигнал/шум по всей совокупности измерений [34].

Пусть $U_{изм,j,i}$ – реализация аддитивной смеси детерминированного в пространственном смысле сигнала $S_{j,i}$ и случайного шума $\eta_{j,i}$ с нулевым средним. Измерения производят N датчиками поля на M измерительных пунктах.

Оценкой координат источника радиоизлучения будем считать состояние вектора координат $\{x,y,z\}$, при котором характеристика некоторого пространственного фильтра $U_{эТ,j,i}(x,y,z,f)$ является оптимальной по критерию максимума отношения сигнал/шум на его выходе, то есть согласованного пространственного фильтра в нашем случае.

Можно доказать, что наилучшим способом обработки оцениваемого радиосигнала $U_{изм,j,i}$ является операция взаимной ковариации с вариантами реализации значений $U_{эТ,j,i}(x,y,z,f)$ для всех возможных состояний вектора координат, то есть вычисление

$$Cov(x,y,z,f) = \left| \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N U_{изм,j,i}(f) U_{эТ,j,i}(x,y,z,f) \right| = \left| \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N S_{j,i}(X,Y,Z,f) U_{эТ,j,i}(x,y,z,f) + \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \eta_{j,i}(f) U_{эТ,j,i}(x,y,z,f) \right| \quad (3.26)$$

Действительно, в выражении (3.26) мы представили пространственную функцию взаимной ковариации в виде суммы двух слагаемых. При чем первое слагаемое в ней характеризует энергию сигнала, а второе – случайная величина, обусловленная помехами различного происхождения. При увеличении статистики (достаточно большом количестве измерителей и

датчиков поля) второе слагаемое можно считать величиной постоянной и, следовательно, соотношение сигнал/шум будет определяться и зависеть от величины первого слагаемого. Из выше сказанного можно сделать вывод, что некоторый пространственный фильтр с откликом

$$U_{\varepsilon T, j, i}(x, y, z, f) = S_{j, i}(X, Y, Z, f)$$

будет согласованным с сигналом, а соответствующее ему состояние вектора координат будет являться достоверной оценкой координат ИРИ.

Предложенная схема (3.26) не совсем удобна в использовании, поскольку значение максимизируемой функции зависит от уровня сигнала в точке приема. Для устранения данной зависимости предлагается использовать корреляционную функцию вида

$$K(x, y, z, f) = \frac{\sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N U_{изм, j, i}(f) U_{\varepsilon T, j, i}(x, y, z, f)}{\sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N U_{изм, j, i}(f)}. \quad (3.27)$$

Таким образом, для решения нашей задачи выбираем целевую функцию вида

$$\max_{\Omega} K(x, y, z, \mathbf{U}, f), (x, y, z) = (\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}), \quad (3.28)$$

где Ω - множество состояний вектора координат.

Задача обработки в данном случае сводится к определению результирующего вектора оценок координат на множестве его состояний, обеспечивающего максимальное значение функции (3.28).

Содержание алгоритма обработки.

Содержание предлагаемого одноэтапного алгоритма обработки результатов измерений в системе местоопределения из N измерителей, в составе которых по M датчиков поля приведено на рисунке. 3.4.

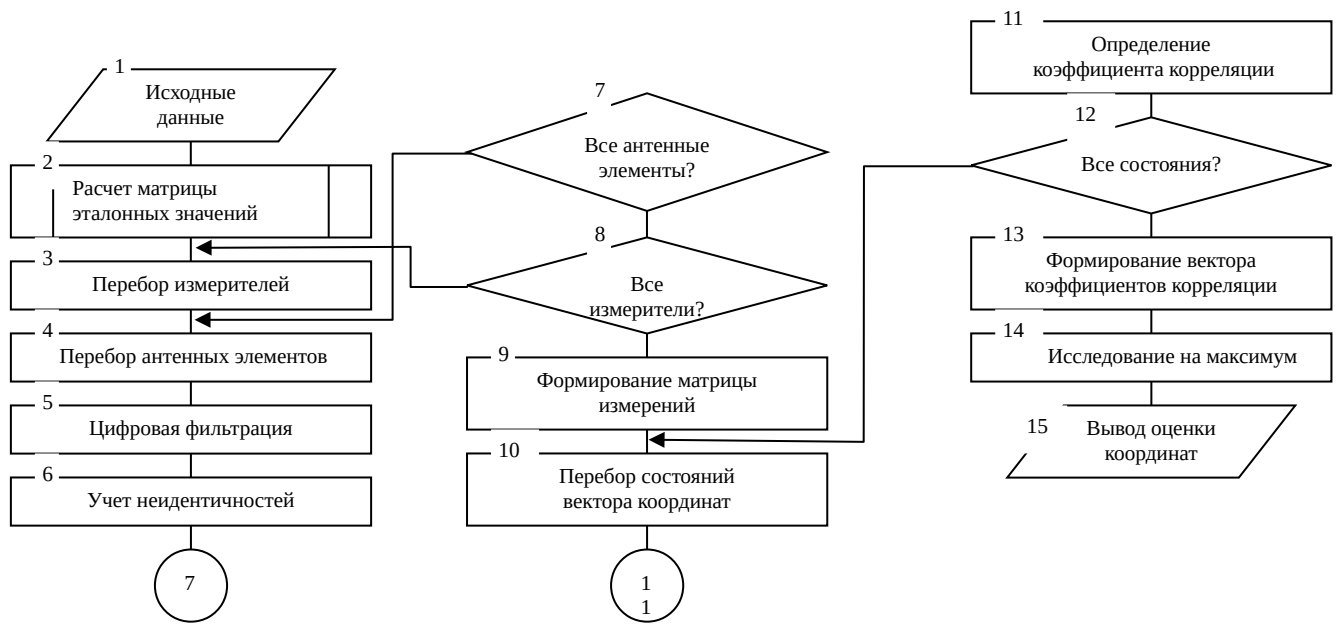


Рис. 3.4

Исходными данными в рассматриваемом алгоритме будут:

- количество N и топология (координаты) измерителей;
- количество M и топология (координаты) антенных элементов в составе каждого измерителя $\{x_{i,j}, y_{i,j}, z_{i,j}\}$;
- координаты и шаг дискретизации района сбора информации (множество состояний вектора координат Ω);
- результаты измерений (комплексные напряжения на выходах индивидуальных приемных трактов по всей совокупности измерителей $U_{изм}(t) = \{U_{изм,i,j}(t)\}$);
- данных калибровки индивидуальных антенно-приемных трактов по конкретным измерителям $a_{клб} = \{a_{клб,i,j}\}$, $\tau_{клб} = \{\tau_{клб,i,j}\}$;
- параметры процедуры фильтрации (импульсная характеристика $h(\tau)$)

Алгоритм предусматривает, после ввода исходных данных, расчет матрицы эталонных значений комплексных напряжений (бл.2) для каждой элементарной зоны в заданном районе (элементарного объема в заданной области пространства) в соответствии с выражением

$$U_{эм} = \{U_{эм,i,j}\}, U_{эм,i,j}(x, y, z, f) = \exp(j2\pi f(\tau_{i,1}(x, y, z) - \tau_{i,j}(x, y, z))), \quad (3.29)$$

где $\tau_{i,j}(x, y, z) = R_{i,j}(x, y, z) / C$ (здесь, $R_{i,j}(x, y, z) = \sqrt{(x_{i,i} - x)^2 + (y_{i,j} - y)^2 + (z_{i,j} - z)^2}$); $(x_{i,j}, y_{i,j}, z_{i,j})$ - координаты электрического центра j -го антенного элемента i -го измерителя; (x, y, z) - координаты элементарного объема.

Далее для каждого измерителя и антенного элемента из его состава в блоке 5 осуществляется процедура фильтрации текущего напряжения сигнала, в соответствии с выражением

$$U_{\text{изм,фильтр},j,i}(f) = \sum_{l=1}^L U_{\text{изм},j,i}(t - \tau_l) h(\tau_l) \exp(-j2\pi f(t - \tau_l)), \quad (3.30)$$

где L -длинна импульсной характеристики; f - частота излучения.

В блоке 6 выполняется учет неидентичностей индивидуальных приемных трактов в соответствии с выражением

$$U_{\text{изм},i,j}(f) = U_{\text{изм,фильтр},i,j}(f) a_{\text{клб},i,j} \exp(-j2\pi f \tau_{\text{клб},i,j}), \quad (3.31)$$

после чего в блоке после чего в блоке 9 формируется матрица измерений.

В блоках 10-12 для каждого из возможных состояний (для каждого элементарного объема) вектора координат ИРИ определяется коэффициент корреляции в соответствии с выражением 3.27.

После формирования вектора коэффициентов корреляции, последний в бл. 14 исследуется на экстремум (определяется максимальное значение) и соответствующее ему состояние вектора координат принимается за их оценку

$$\max_{\Omega} K(x, y, z, \mathbf{U}, f), (x, y, z) = (\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}) \quad (3.32).$$

К частному случаю рассмотренного алгоритма относится алгоритм оценки направления на ИРИ в азимутальной и угломестной плоскостях в отдельно взятом измерителе[38].

По аналогии, алгоритм оценки направления на ИРИ включает следующие этапы:

Ввод исходных данных.

- количество M и топология (координаты) антенных элементов в составе измерителя $\{x_j, y_j, z_j\}$;

- множество состояний вектора углов Δ ;

- результаты измерений (комплексные напряжения на выходах индивидуальных приемных трактов по всей совокупности измерителей $U_{изм}(t) = \{U_{изм,j}(t)\}$;

- данных калибровки индивидуальных антенно-приемных трактов по конкретным измерителям $a_{клб} = \{a_{клб,j}\}$, $\tau_{клб} = \{\tau_{клб,j}\}$;

- параметры процедуры фильтрации (импульсная характеристика $h(\tau)$)

Расчет вектора эталонных значений комплексных напряжений для всего множества возможных состояний вектора углов

$$U_{эт}(\theta, \beta, f) = [1 \dots \exp(j2\pi f(\tau_1(\theta, \beta) - \tau_j(\theta, \beta))) \dots \exp(j2\pi f(\tau_1(\theta, \beta) - \tau_M(\theta, \beta)))] \quad (3.33)$$

где (θ, β) - угловые координаты принадлежащие множеству состояний вектора

углов; $\tau_j(\theta, \beta) = (\cos(\theta)\cos(\beta)x_j + \sin(\theta)\cos(\beta)y_j + \sin(\beta)z_j) / C$ (здесь,

(x_j, y_j, z_j) - координаты электрического центра j -го антенного элемента).

Следует отметить, что выражение для расчета $\tau_j(\theta, \beta)$ справедливо при допущении о плоском фронте электромагнитной волны, в противном случае необходимо задаваться дистанцией между измерителем и ИРИ.

Выполнение процедуры фильтрации измеренного сигнала с шириной полосы фильтра, согласованной с полосой принимаемого сигнала

$$U_{изм,фильтр,j}(f) = \sum_{l=1}^L U_{изм,j}(t - \tau_l) h(\tau_l) \exp(-j2\pi f(t - \tau_l)), \quad (3.34)$$

где L -длина импульсной характеристики; f - частота излучения.

Учет неидентичностей индивидуальных антенно-приемных трактов в соответствии с выражением

$$U_{изм,j}(f) = U_{изм,фильтр,j}(f) a_{клб,j} \exp(-j2\pi f \tau_{клб,j}). \quad (3.35)$$

Расчет коэффициентов корреляции эталонных и измеренных значений комплексных напряжений по всем возможным состояниям вектора углов

$$K(\theta, \beta, f) = \frac{\left| \sum_{j=1}^M U_{изм,j}(f) U_{эт,j}(\theta, \beta, f) \right|}{\sum_{j=1}^M |U_{изм,j}(f)|}, \quad (3.36)$$

Формирование вектора коэффициентов корреляции и исследование его на экстремум для определения пространственных параметров ИРИ.

$$\max_{\Delta} K(\theta, \beta) \Rightarrow (\hat{\theta}, \hat{\beta}) \quad (3.37)$$

Следует иметь в виду, что в предложенных алгоритмах имеется возможность апостериорной оценки качества проведенных измерений по значению результирующего коэффициента корреляции, то есть, максимального в сформированном векторе результатов и, соответствующего оценкам координат (углов). При наличии достаточной истории измерительного процесса, такая оценка может быть весьма полезной и принципиально позволит реализовать бинарную схему принятия решения – оценки достоверны, либо недостоверны.

3. Алгоритм определения координат подвижного источника радиоизлучений

Задачу пеленгования (местопределения) ИРИ, размещаемых на подвижных объектах [43], следует рассматривать как самостоятельную задачу в проблематике – определение местоположения (линий положения) источников радиоизлучений.

Во-первых, она может считаться более общей по отношению к задаче определения координат неподвижного ИРИ, так как часто имеет целью не только определение местоположения источника на подвижном объекте в каждый момент времени, но и определение траектории и параметров движения последнего.

Во-вторых, при проведении измерений по подвижному источнику в сложной, высокодинамичной (слабо коррелированной) в процессе движения сигнально-помеховой обстановки, характерной, например, для города (особенно, когда подвижный ИРИ находится у поверхности земли) появляется принципиальная возможность статистической обработки

измерений по маршруту движения, имеющей целью сгладить "грубые" ошибки.

Постановка задачи.

Считаем, что состояние объекта измерений (подвижного ИРИ) в каждый момент времени описывается полностью следующими параметрами: координатами, скоростью движения и ускорением.

В общем случае при решении задачи определения траектории [44] и параметров движения источника радиоизлучений, размещаемого на подвижном объекте, находится конечное число точек с определенными географическими координатами, которые, можно расположить в определенной последовательности на временной оси, восстановить траекторию движения и, в конечном итоге, определить обозначенные выше параметры состояния интересующего нас объекта.

Описанная модель имеет право на существование, хотя в прямой постановке не в полной мере учитывает специфику измерений в условиях города.

Обратимся к постановке рассматриваемой задаче в наиболее общем виде, сопровождая ее необходимыми комментариями.

Действительно, выбор используемой математической модели зависит от природы исследуемой системы (объекта) и существа решаемой задачи. Однако, во всех случаях состояние системы (объекта) в выбранной модели должно полностью определяться конечным числом параметров $q_1, q_2, \dots, q_m$ совокупность которых будем называть вектором состояния

$$\bar{Q} = \{ q_1, q_2, \dots, q_m \}. \quad (3.38)$$

Число m составляющих вектора $\bar{Q}$ мы будем называть размерностью модели (или задачи).

Для определения вектора $\bar{Q}$ используются измерения некоторых величин, зависящих от состояния системы. В нашем случае для определения состояния подвижного ИРИ в пространственно разнесенных измерительных

пунктах измеряются координатно-информативные параметры сигналов от данного источника. В общем случае, это могут быть разности фаз сигналов в антенных элементах, уровень сигнала в пункте приема, задержка распространения сигнала до разнесенных пунктов приема и др.

Совокупность всех используемых измерений образует вектор измерений:

$$\bar{W} = \{ w_1, w_2, \dots, w_n \}, \quad (3.39)$$

где n — число измерений. Для того, чтобы по измеренному значению вектора $\bar{W}$ оценить соответствующий вектор $\bar{Q}$, необходимо знать зависимость между ними. Для принятой математической модели она имеет вид

$$\bar{W} = F(\bar{Q}) \quad (3.40)$$

В действительности, измеренные значения составляющих вектора $\bar{W}$ получаются в результате наблюдений за состоянием реальной системы, в то время как зависимость (3.48) соответствует принятой математической модели. Обозначим через $\bar{\eta} = \{ \eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n \}$ вектор ошибок этой модели, тогда

$$\bar{\eta} = \bar{W}_и - F(\bar{Q}_и), \quad (3.41)$$

где $\bar{W}_и$ и $\bar{Q}_и$ — истинные значения соответствующих векторов. Погрешности $\bar{\eta}$ иногда называют методическими ошибками.

Физическая интерпретация приведенных выше утверждений для нашего случая заключается в том, что в основе математической модели, в рамках которой осуществляется определение местоположения ИРИ, лежит теория распространения радиоволн в свободном пространстве. Более того, и источник радиоизлучения и приемная антенна в модели представляют собой либо изотропные излучатель (приемник), либо излучатель (приемник) с вполне определенными (считаемыми) пространственными и энергетическими характеристиками. Реально (особенно, в условиях города) ни одно из этих утверждений не соответствует действительности и мы осознанно (доказательно) говорим о наличии функции ошибок. Но даже и на этом не ограничиваются подстерегающие нас ошибки при решении задачи

местоопределения ИРИ. Так как всегда имеют место ошибки измерений, например, за счет конечного отношения сигнал/(помеха + шум).

Пусть $\tilde{W}$ - значение вектора $\bar{W}$, полученное в результате измерений. Оно связано с $\bar{W}_и$ соотношением:

$$\tilde{W} = \bar{W}_и + \bar{\xi}, \quad (3.42)$$

где $\bar{\xi} = \{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n\}$ - вектор ошибок измерений. Таким образом,

$$\tilde{W} = F(\bar{Q}_и) + \bar{\xi} + \bar{\eta} \quad (3.43)$$

При решении рассматриваемой задачи точные значения векторов ξ и η остаются неизвестными. Их обычно рассматривают как случайные векторы с заданными (или неизвестными) вероятностными характеристиками (законами распределения, моментами и т. п.). При этом зависимость (3.43) заменяется так называемой системой условных уравнений:

$$F(\bar{Q}) = \tilde{W}, \quad (3.44)$$

представляющей собой систему из n уравнений относительно m неизвестных $q_1, q_2, \dots, q_m$. Система условных уравнений является неточной и из нее нельзя получить истинное значение $\bar{Q}_и$ вектора состояния. Может быть найдена лишь некоторая оценка $\hat{Q}$ этого вектора. Она должна по возможности мало отличаться от $\bar{Q}_и$. При этом задача сводится к отысканию алгоритма вида

$$\bar{Q} = \Phi(\tilde{W}), \quad (3.45)$$

позволяющего находить оценку $\hat{Q}$ по измеренному значению $\tilde{W}$.

Структура этого алгоритма зависит от вида системы условных уравнений и имеющихся сведений об ошибках модели и измерений. Основной задачей данного алгоритма является возможное уменьшение (фильтрация) влияния этих ошибок. Его обычно называют алгоритмом фильтрации.

Полученная в результате оценка $\hat{Q}$, как правило, не удовлетворяет системе условных уравнений (3.46). После подстановки этой оценки в левую часть указанной системы получаем систему уравнений вида

$$\tilde{W} = F(\bar{Q}_и) + \bar{\delta}, \quad (3.47)$$

где $\bar{\delta} = \{\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n\}$ - так называемый вектор невязок. Из изложенного следует, что задача построения алгоритма фильтрации является, вообще говоря, неоднозначной. Поэтому возникает вопрос о выборе в некотором смысле оптимального алгоритма фильтрации. При этом мы будем исходить из того, что любой используемый на практике алгоритм фильтрации должен обладать следующими свойствами:

- определяемая зависимость (3.46) должна быть однозначной (для данного алгоритма);
- в предположении об отсутствии ошибок измерения и модели он должен давать истинное значение вектора состояния, иначе говоря, должно удовлетворяться так называемое условие несмещенности алгоритма фильтрации

$$\bar{Q} = \Phi[F(\bar{Q})]. \quad (3.48)$$

Наряду с задачей нахождения оценки $\hat{Q}$ возникает проблема оценки точности полученного результата. Этот этап заставляет задуматься о несмещенности и эффективности получаемой оценки и может привести к пересмотру алгоритма фильтрации. Находясь в рамках классической теории точечного оценивания, на этом можно было бы ограничиться в постановке рассматриваемой нами задачи.

Однако, в нашем случае состояние реальной системы (объекта) изменяется с течением времени. Поэтому вектор $\bar{Q}$, является функцией времени t :

$$\bar{Q}(t) = \Phi(\bar{Q}_и, t) \quad (3.49),$$

более того, ее поведение часто непредсказуемо, или ограниченно предсказуемо.

Будем называть модель непрогнозируемой в случае, когда зависимость вида (3.49) либо не может быть составлена, либо не используется в процессе решения рассматриваемой задачи. Примером может служить определение движения автомобиля в том случае, когда нам неизвестны намерения его водителя. Определяя в каждый момент t вектор его состояния (например, координат на плоскости), мы находим, как уже отмечалось, ряд последовательных положений автомобиля, а соединяя их плавной кривой — траекторию его движения. Как видно подобная задача определения состояния непрогнозируемой модели решается для каждого момента независимо и требует проведения единовременных измерений. Основное отличие прогнозируемой модели, по-видимому, заключается в том, что для определения состояния системы могут быть совместно использованы измерения, проводимые в различные моменты времени.

Отметим здесь, что непрогнозируемая модель всего лишь модель, а реально нельзя (и неправильно) полностью абстрагироваться от некоторых представлений о поведении системы (например, характере движения автомобиля с интересующим ИРИ), хотя бы потому, что невозможно строго соблюсти условия единовременности проводимых измерений (речь идет об определенном (необходимом) объеме выборки). В связи с этим, обычно в подобных случаях обрабатывают измерения, проводимые на интервале, в течение которого исследуемая система может рассматриваться как неподвижная. В зависимости от параметров движения этот интервал может быть чрезвычайно маленьким (для быстро летящего самолета) или, наоборот, очень большим. Так, например, при определении фигуры Земли по данным геодезических измерений считают ее неизменной в течение длительного интервала времени, хотя в действительности она представляет собой медленно изменяющуюся непрогнозируемую систему.

Рассмотрим применительно к нашей задаче более простой случай - непрогнозируемой модели. Считаем, что для некоторых моментов проводятся измерения одной и той же величины (величин). Требуется

восстановить зависимость данной величины (величин) в заданном интервале измерений. В интерполяционной задаче [45] определения траектории (маршрута) движения подвижного объекта может быть использован почти любой из перечня обыкновенных действительных полиномов, например, интерполяционный полином Лагранжа

$$P(x) = \sum_{m=0}^n f(x_m) \frac{(x - x_0) \dots (x - x_{m-1})(x - x_{m+1}) \dots (x - x_n)}{(x_m - x_0) \dots (x_m - x_{m-1})(x_m - x_{m+1}) \dots (x_m - x_n)}, \quad (3.50)$$

либо для равных временных интервалов измерений при неизменной скорости движения (равноотстоящих узлов) интерполяционный полином Ньютона

$$P(x) = p_0 + (x - x_0)\Delta_1(x_0, x_1) + (x - x_0)(x - x_1)\Delta_2(x_0, x_1, x_2) + \dots + \prod_{k=0}^{n-1} (x - x_k)\Delta_n(x_0, x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (3.51)$$

где $\Delta_1(x_0, x_1) = (y_1 - y_0)/(x_1 - x_0)$,

$$\Delta_r(x_0, x_1, x_2, \dots, x_r) = \frac{\Delta_{r-1}(x_1, x_2, \dots, x_r) - \Delta_{r-1}(x_0, x_1, \dots, x_{r-1})}{x_r - x_0}, \quad (r = 2, 3, \dots).$$

В отличие от выражения (3.51) в формуле Ньютона прибавление новой пары (x_{n+1}, y_{n+1}) , то есть очередного узла и, соответственно, увеличение степени многочлена на единицу, сводится просто к прибавлению одного нового члена.

Как отмечалось, непосредственное применение процедуры интерполяции в случае эмпирических функций не всегда оправдано. И очень часто, желательно, предварительное сглаживание всегда имеющихся колебаний, вызванных случайными ошибками, например, посредством процедуры аппроксимации.

Для случая независимых измерений в отдельных точках (узлах) известно наилучшее решение для выполнения процедуры аппроксимации – использование метода наименьших квадратов. Однако, применительно к рассматриваемой задаче данное решение нельзя считать удачным, поскольку, вообще говоря, измерения, проводимые по ИРИ, размещаемом на подвижном объекте реально оказываются зависимыми. При чем, прогнозируемая

корреляция между измерениями в отдельных точках (узлах) может меняться в значительных пределах от максимальной на стоянке до минимальной, когда объект движется с ускорением [29].

Предположим, что в процессе измерений по получаемым результатам мы умеем ее (корреляцию) оценивать. В этом случае, очевидна необходимость учета полученной апостериорно информации в процедуре аппроксимации, наполнив ее содержание элементами адаптации.

Сформулируем задачу сглаживания (аппроксимации) следующим образом.

Зафиксируем порядок аппроксимирующего полинома. Считаем, что узлы измерений равноотстоящие.

Требование совпадения значений полинома в узлах со значениями измеренной величины заменяется требованием "достаточной их близости".

Пусть m — назначенный порядок сглаживающего полинома $m < n$. Для определения его коэффициентов запишем систему линейных уравнений

$$\begin{cases} P(t_1) = p_1 + p_2 \cdot t_1 + ... + p_m \cdot t_1^{m-1} = y_1 \\ \\ P(t_n) = p_1 + p_2 \cdot t_n + ... + p_m \cdot t_n^{m-1} = y_n \end{cases} \quad \text{или} \quad \overline{T\bar{P}} = \overline{Y}, \quad 3.52$$

где

$$\overline{T} = \begin{bmatrix} 1, t_1, \dots, t_1^{m-1} \\ \dots\dots\dots \\ 1, t_n, \dots, t_n^{m-1} \end{bmatrix} \text{ - матрица размером } n \times m;$$

$P = [p_1, \dots, p_m]^T$ – столбец искомых коэффициентов аппроксимирующего полинома; $Y = [y_1, \dots, y_m]^T$ – столбец результатов измерений.

Введем вместо времени t целочисленную переменную (номер измерения), связанную с t формулой

$$t_k = t_1 + (k - 1) \cdot \Delta t; k = 1, \dots, n, \quad (3.53)$$

тогда сглаживающий полином примет вид

$$S(k) = s_1 + s_2 \cdot k + \dots + s_m \cdot k^{m-1} \quad (3.54),$$

а столбец его коэффициентов $\bar{S}$ будет псевдорешением линейной системы $\bar{T}\bar{S} = \bar{Y}$, где

$\tilde{T} = \begin{bmatrix} 1, 1, \dots, 1 \\ 1, 2, \dots, 2^{m-1} \\ \dots\dots\dots \\ 1, n, \dots, n^{m-1} \end{bmatrix}$ -стандартная (при фиксированных значениях n и m) матрица, для которой заранее может быть найдена псевдообратная.

Построенный сглаживающий полином служит для вычисления значений измеряемой функции (например, координат ИРИ) y в табличных точках $t_1, \dots, t_n$.

При известном характере движения объекта коэффициенты сглаживающего полинома могут быть определены заранее, в соответствии с некоторой функцией.

Содержание алгоритма.

С учетом сделанных замечаний и допущений алгоритм оценки координат подвижного объекта - носителя ИРИ представлен на рис 3.5.

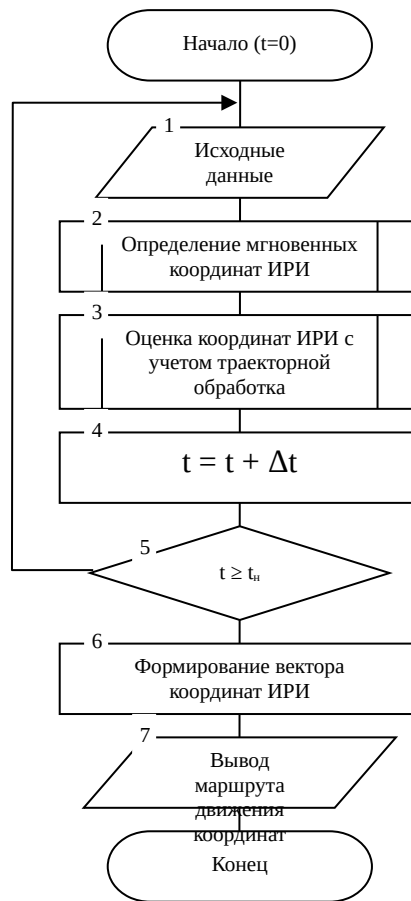


Рис 3.5.

После ввода исходных данных в бл. 2 реализуется сложная процедура оценки мгновенных координат ИРИ в соответствии с одноэтапным алгоритмом, представленном в п. 3.2. Далее в бл.3 выполняется процедура оценки текущих координат ИРИ на основе траекторной обработки, учитывающей историю поведения подвижного объекта с ИРИ. Выполнение траекторной обработки предполагает реализацию процедур интерполяции и аппроксимации координат в соответствии с выражением

$$x = \sum_l^L x(t - l\Delta t)W_l, y = \sum_l^L y(t - l\Delta t)W_l, z = \sum_l^L z(t - l\Delta t)W_l, \quad (3.55)$$

где W_l – l -ый коэффициент сглаживающего полинома, Δt – время наблюдения. В общем случае вид и значения коэффициентов сглаживающего полинома зависят от скорости движения объекта.

По результатам выполнения траекторной обработки формируется вектор текущих координат подвижного объекта с ИРИ и, соответственно маршрут его движения.

3.4. Алгоритм определения координат ИРИ на подвижном комплексе местопределения

Задача пеленгования (местопределения) ИРИ [38,72], когда измеритель находится в движении, может считаться более общей по отношению к задаче определения координат неподвижного ИРИ совокупностью стационарных измерителей, так как возникает необходимость подтверждения ориентации измерителя каждый раз, когда проводятся измерения. При проведении измерений по неподвижному источнику в сложной, высокодинамичной (слабо коррелированной) сигнально-помеховой обстановке в процессе движения измерителя по аналогии с ситуацией рассмотренной в п. 3.3. особенно актуальна статистическая обработка измерений по маршруту движения, имеющей целью сгладить "грубые" ошибки измерений.

Особенности статистической обработки измерений при размещении измерителя на подвижном объекте близки к таковым для случая пеленгования (местопределения) подвижного ИРИ. Они заключаются в чередовании процедур аппроксимации и интерполяции.

Одним из основных вопросов, который требует более детального рассмотрения и разрешения при размещении измерителя на подвижном объекте, является вопрос определения местоположения мобильного носителя и его ориентации в пространстве с требуемыми точностями.

Как вариант, для определения указанных выше параметров может быть использованы возможности систем спутниковой радионавигации [47] (ССРН), например GPS или ГЛОНАСС.

Алгоритм оценки координат ИРИ подвижным измерителем представлен на рис.3.6



рис.3.6

После ввода исходных данных в бл. 2 выполняется сложная процедура оценки мгновенных значений углов на ИРИ в азимутальной и угломестной плоскостях, в соответствии с алгоритмом из п.3.2. Для того, чтобы убедиться в качестве (достоверности) текущего измерения в бл. 4 предлагается реализовать бинарную схему принятия решения о достоверности выполненного измерения по правилу

$$\max_{\Delta} K(\theta, \beta) \geq l, \quad (3.56)$$

где l - порог по коэффициенту корреляции

В бл. 5 формируется вектор коэффициентов корреляции на множестве элементарных объемов в пределах общей области сбора информации в соответствии с выражением

$$K_{рез}(x, y, z) = \sum_j^K \left[\arctg \left(\frac{x - x_j}{y - y_j} \right), \arctg \left(\frac{\sqrt{(x - x_j)^2 + (y - y_j)^2}}{z - z_j} \right) \right], \quad (3.57)$$

где (x_j, y_j, z_j) - координаты измерительного пункта в j -ой точке измерений.

Одним из проблемных моментов в рассматриваемом алгоритме является определение достаточности проведенных измерений, очевидно, с автоматическим учетом геометрического фактора. В связи с этим в бл. 7 предлагается на каждом очередном шаге (очередном измерении) вычислять дисперсию оценки каждой координаты в окрестностях максимума коэффициента корреляции, после предварительной нормировки последнего

$$\begin{aligned} D_x &= \sum_i^n \sum_j^m \sum_h^p [M(x) - x_i]^2 \hat{k}_{i,j,h} \\ D_y &= \sum_i^n \sum_j^m \sum_h^p [M(y) - y_i]^2 \hat{k}_{i,j,h}, \quad (3.58) \\ D_z &= \sum_i^n \sum_j^m \sum_h^p [M(z) - z_i]^2 \hat{k}_{i,j,h} \end{aligned}$$

где $M[x] = \sum_i^n \sum_j^m \sum_h^p x_i \hat{k}_{i,j,h}$, $M[y] = \sum_i^n \sum_j^m \sum_h^p y_j \hat{k}_{i,j,h}$, $M[z] = \sum_i^n \sum_j^m \sum_h^p z_j \hat{k}_{i,j,h}$, здесь

$$\hat{k}_{i,j,h} = \frac{K_{i,j,h}}{\sum_i^n \sum_j^m \sum_h^p K_{i,j,h}}; \quad i, j, h - \text{номера координат } x, y, z \text{ на множестве их}$$

состояний Ω .

В блоке 8 проверяется выполнение условия - непревышение дисперсиями оценок координат ИРИ заданного порогового значения, что является признаком достаточности измерений.

Выводы по разделу.

1. Показано, что существующие алгоритмы обработки в комплексах местоопределения реализуются, как правило, по двухэтапной схеме. Из анализа алгоритмов обработки на первом этапе (то есть непосредственно координатно-информативных параметров в измерителе) следует, что наиболее помехоустойчивыми и, следовательно, адаптированными для городских условий функционирования являются фазовый метод при двухканальном исполнении измерителя и метод сканирования диаграммой направленности при его многоканальном исполнении.

2. Проведен анализ наиболее распространенных вычислительных схем, реализующих, в том числе метод максимального правдоподобия и применяемых на втором этапе обработки в комплексах местоопределения. Показано, что в существующих двухэтапных схемах обработки при наличии в выборке аномальных измерений существуют тенденции, во-первых, к тиражированию ошибок измерений, и, во-вторых, к потере положительной статистики от первого этапа.

3. Предложен одноэтапный алгоритм обработки координатно-информативных параметров радиосигналов в комплексах местоопределения, показано, что в определенной степени он устраняет недостатки двух этапной схемы обработки, в том числе менее чувствителен к аномальным измерениям, поскольку обеспечивает, во-первых, поиск глобального экстремума некоторой функции ошибок по всей исходной выборке и, во-вторых, достоверную оценку координат ИРИ по критерию максимума отношения сигнал/шум в интерпретации к процессу местоопределения.

4. Предложены алгоритмы обработки координатно-информативных параметров радиосигналов для оценки координат их источников для двух наиболее интересных для практики случаев: первый - измерители неподвижны, а источник находится в движении и второй - источник неподвижен, в то время как измеритель находится в движении. Показано для обоих случаев принципиальное значение процедур аппроксимации и

интерполяции в ходе обработки результатов измерений и особенности их применения в виде конкретных вычислительных схем.

Заключение

Исследования, проведённые в рамках магистерской диссертации, были направлены на решение задачи повышения точности определения местоположения источников радиоизлучений в городских условиях, с применением алгоритмов определения их координат с помощью комплексов.

При размещении комплекса вне главного лепестка диаграммы направленности антенны возможна реализация задачи определения координат станций, как угломерно-дальномерным способом, так и угломерным, что позволит устранить высотную ошибку, повысив этим точность определения местоположения ИРИ, а так же возможность одновременного использования нескольких комплексов в составе пеленгаторной сети.

Значимость этой задачи определяется непосредственным влиянием точности измерения пеленга комплексов местоопределения, а также алгоритмами координатометрии на величину ошибки определения координат ИРИ и, следовательно, на вероятность определения источников разведки за заданное время. Применение комплекса обеспечивает возможность определение местоположения.

В ходе магистерской диссертации получены следующие основные результаты:

для решения задач координатометрии ИРИ доработаны по критерию МНК отклонений азимутов прямой и итерационный алгоритмы определения координат ИРИ на плоскости;

доработаны по критерию МНК отклонений азимутов и углов места прямой и итерационный алгоритмы, позволяющие определять пространственные координаты ИРИ на комплексах до ИРИ в условиях прямой видимости ИРИ;

предложены вычислительные процедуры преобразований данных измерений координатно-пеленговой информации из сферической системы

координат в декартову систему, позволяющие наиболее эффективно решать задачи определения и отображения координат ИРИ с использованием комплексов;

методом имитационного моделирования проведены исследования зависимостей характеристик существующих и полученных в работе методов определения координат ИРИ от параметров траектории радиопеленгатора и параметров закона распределения отклонений пеленгов от истинного значения. Показано преимущество геостатистического метода максимального правдоподобия по величине средней ошибки и ее дисперсии в условиях наличия интерференционных помех.

Обоснованность и достоверность результатов и выводов обеспечивается адекватностью применяемых методов исследования особенностям рассматриваемых задач, корректностью постановок решаемых задач, вводимых допущений и ограничений, и подтверждаются непротиворечивостью полученных экспериментальных результатов данным предшествующих исследований и практики.

Таким образом, в совокупности представленные результаты составляют решение сформулированных задач магистерской диссертации, заключающейся в доработке (применении) алгоритмов определения местоположения ИРИ с использованием комплексов и обеспечивают достижение поставленной цели – повышение точности определения координат источников радиоизлучения комплексов в соответствии с актуальной темой проведенных исследований.

Список использованных источников

1. Рембовский А.М. «Радиомониторинг: задачи, методы, средства» выпуск 2006.
2. Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Кочкин Д.Е., Чубов Е.А. Использование цифрового измерительного приемника «Аргамак-ИМ» для измерения напряженности поля в мобильных станциях радиомониторинга. – Специальная техника, №3, 2006, с. 35-44.
3. Ашихмин А.В., Козьмин В.А., «Наземные мобильные комплексы радио контроля и пеленгования» выпуск 2002.
4. Журналы серии «зарубежное военное обозрение».
5. Справочник по радиоконтролю. МСЭ 2002. Женева. 2004. – 584 с.
6. Глазнев А.А., Козьмин В.А., Литвинов Г.В., Шадрин И.А. Многостанционные системы радиоконтроля и определения местоположения источников радиоизлучения. - Специальная техника. Специальный выпуск. М. 2002. С. 20-29 (http://ircos.ru/zip/spc_teh.pdf)
7. Ашихмин А. В., Козьмин В. А., Рембовский А. М. Наземные мобильные комплексы радиоконтроля и пеленгования. Специальная техника. Специальный выпуск, 2002. С. 30-41 (http://ircos.ru/zip/spc_teh.pdf)
8. Ашихмин А.В., Жуков А.А., Козьмин В.А., Шадрин И.А., Локализация источников радиоизлучения и измерение напряженности поля с помощью мобильной станции радиоконтроля. - Специальная техника. Специальный выпуск. М. 2003. С. 9-18 (http://ircos.ru/zip/spc_teh2.zip)
9. Ашихмин А.В., Коровин А.Г., Рембовский А.М., Козьмин В.А. Распределенные системы радиомониторинга и пеленгования. Специальная техника, № 5., Москва, 2006. С. 38-53 (http://ircos.ru/zip/st5_06.pdf)
10. Козьмин В.А., Савельев А.М., Уфаев В.А., Чубов Е.А. Сравнение методов местоопределения источников радиоизлучения. Специальная техника, №1 . М. 2007. С. 30-38 (http://ircos.ru/zip/st1_07.pdf)

11. Авраамов А.В., Саяпин В.Н. Анализ радиоэлектронной обстановки диапазонов УВЧ-СВЧ, образуемой радиостанциями цифровых радиорелейных линий связи//Депонир. рукопись, инв. № А29259. 2006
12. Саяпин В.Н, Симонов А.Н. Теоретические основы координатометрии источников радиоизлучений. – СПб.: ВАС, 2007.
13. Саяпин В.Н., Симонов А.Н. Угломерные системы координатометрии источников радиоизлучений. – СПб.: ВАС, 2007.
14. Махлуф Х.Ю., Саяпин В.Н. Двухэтапное определение координат ИРИ в подвижной системе местоопределения.//Сборник трудов XII региональной
15. Симаков В.А. Разработка алгоритмов обработки информации в адаптивных угломерно-разностно-дальномерных системах.//Диссертация. Белгород, 2005. – 134 с.
16. Иванов Ю.В., Наумов А.С., Саяпин В.Н. и др. Способ и устройство определения координат источника радиоизлучения. – СПб.: ВАС, 2011.
17. Эльясберг П.Е. Определение движения по результатам измерений. – М.: Наука, 1976. – 416 с.
18. Царьков Н.М. Многоканальные радиолокационные измерители. –М. Сов.радио,1980.
19. Каталог 2007. ИРКОС. Технические средства радиомониторинга. Москва ЗАО ИРКОС.
20. Способ многоканальной пеленгации. Патент GB № 1392343, МПК G01S 3/74.
21. Дубров А.В. Потенциальная точность измерения направления на излучатель для пеленгационных средств с кольцевыми антенными решетками. – Антенны, вып. 2, 2006.
22. Радиоприемные устройства. Под редакцией Н.Н. Фомина. – М. Горячая линия. – Телеком. 2007.
23. Станция радиотехнической разведки. Патент RU 2275746, МПК G01S 7/28, G01S 13/32, опубл. 27.04.2006.

24. Способ определения координат источников радиоизлучения с ППРЧ. Авторское свидетельство № 0. 303374, МПК G01S 1/08, зарегистрировано 01.11.1989.
25. Потехин Д.С., Тарасов И.Е. Разработка систем цифровой обработки сигналов на базе ПЛИС. – М: Горячая линия. – Телеком. 2007.
26. Дрогалин В.В. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основные на методах спектрального анализа, Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники, 1998, № 2, с. 3-17.
27. Ашихмин А.В., Виноградов А.Д., Рембовский А.М. Принципы построения современных радиопеленгаторов \\\ Ведомственные корпоративные сети и системы. 2002. № 2.
28. Ашихмин А.В., Жуков А.А., Козьмин В.А., Стопкин В.М., Шадрин И.А. Выявление источников электромагнитных волн в объектах с помощью мобильного комплекса радиоконтроля и пеленгования \\\ Специальная техника. 2003. Спец. Выпуск. С. 42-50.
29. Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Рембовский А.М. Наземные мобильные комплексы радиоконтроля и пеленгования \\\ Специальная техника. 2002. Спец выпуск. С. 30-41.
30. Адаптивная пространственно-временная обработка сигналов в линиях многоканальной радиосвязи / Под ред. А.П. Родимова. – Д.: Изд-во ВАС, 1987. – 97 с.
31. Алешин А.А., Варакин Л.Е. Опыт эксплуатации и перспективы развития сотовых систем подвижной радиосвязи // Зарубежная радиоэлектроника. 1986. - № 12. С. 40-63.
32. Андреянов Б.Г., Каминский С.Р. Экспериментальные исследования системы пеленгации в условиях большого города // Измерительная техника. – 1994. № 4. – с. 54-55.
33. Понамарев Г.А. Распространение УКВ в городе. – Томск: ТГУ. 1991. – 224 с.

34. Рубцов А.В. Оценка максимального правдоподобия координат источника сигналов при многопозиционном пеленговании. Радиотехника. 1987.
35. Ботов В.А. Сравнительный анализ методов определения координат источников радиоизлучения. Радиотехника. 2006. № 2.- с. 28-32.