

Министерство образования и науки Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра радиотехнических систем

ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОШКАЛЬНОГО ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА

Руководство

к лабораторной работе по курсу «Радиолокационные системы» для студентов
специальности 2010304 «Радиоэлектронные системы»

2010

Министерство образования и науки Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра радиотехнических систем

УТВЕРЖДАЮ

Зав. кафедрой РТС,
доктор технических наук
Г.С.Шарыгин

ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОШКАЛЬНОГО ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА

Руководство

к лабораторной работе по курсу «Радиолокационные системы» для студентов
специальности 2010304 «Радиоэлектронные системы»

Разработчик

Профессор каф. РТС
доктор технических наук
В.П.Денисов

1 ВВЕДЕНИЕ

Многобазовый многошкальный фазовый пеленгатор (МФП) – это радиотехническая система, действие которой направлено на определение угловых координат источника излучения электромагнитных волн по результатам измерения разностей фаз сигналов, принятых на разнесенные в пространстве, антенны. Такой принцип измерения угловых координат позволяет определять их с высокой точностью в широком диапазоне углов.

Настоящее руководство предназначено для подготовки к проведению работы, посвященной исследованию МФП с линейной антенной решеткой (ЛАР) и МФП с плоской антенной решеткой (ПАР).

Целью работы является:

- изучение принципа действия фазовых пеленгаторов;
- изучение способов вычисления оценок координат в МФП с ПАР и ЛАР на основе метода максимального правдоподобия;
- изучение и исследование блока вычислений оценок координат в МФП;
- оценка технических характеристик МФП, в составе которых может функционировать блок вычисления координат (БВК).

2 ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В МНОГОШКАЛЬНЫХ ФАЗОВЫХ ПЕЛЕНГАТОРАХ

2.1 Принцип определения направления на источник излучения по результатам фазовых измерений

Как правило, определение направления на источник излучения осуществляется в предположении, что падающая на апертуру антенной системы радиоволна является плоской. В этом случае, измеряя разность фаз сигналов, принятых на разнесенные в пространстве антенны, можно вычислить направление нормали к фронту волны и оно совпадает с направлением на источник радиоизлучения. Для пояснения принципа обратимся к рисунку 1.

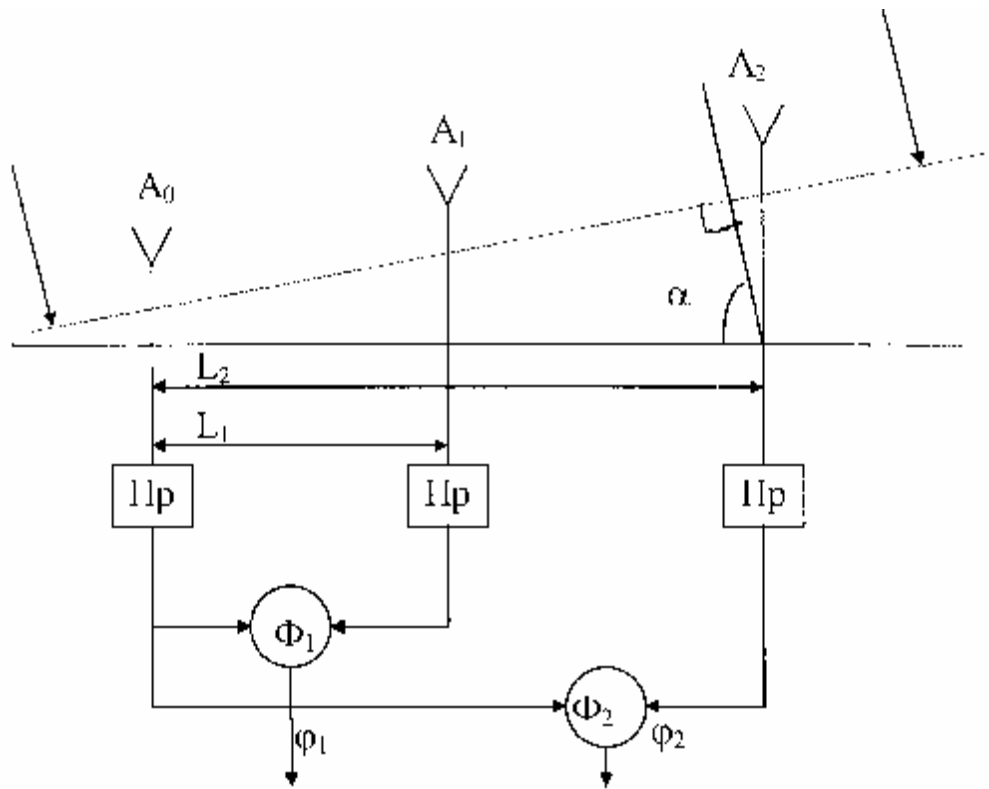


Рисунок 1 – Укрупненная структурная схема многобазового фазового пеленгатора

Этот рисунок поясняет зависимость измеренных разностей фаз j_1, j_2 от угла прихода радиоволны α в двухшкальном пеленгаторе с ЛАР. Здесь $A_0 - A_2$ – слабонаправленные антенные элементы; Пр – приемные каналы; Φ_1, Φ_2 – фазометры.

Разность фаз сигналов, измеренную на i -той шкале, можно записать следующим образом:

$$j_i = 2p \frac{L_i}{l} \cos(\alpha) + d_i - k_i, \quad (1)$$

где L_i – расстояние между фазовыми центрами антенных элементов этой шкалы, l – длина волны принимаемого сигнала, d_i – ошибка измерений разностей фаз, k_i – целое число полных периодов разностей фаз, утраченных по причине того, что фазометр способен выполнять измерения лишь в пределах от $-p$ до p . Если $L_i < l/2$, то $k_i = 0$ всегда, и такая шкала называется однозначной. Однако в ряде случаев все измерительные шкалы неоднозначны, что мы в дальнейшем будем предполагать.

Положим, что фазовые сдвиги измеряются в рад/ $2p$ так, что $j_i \in [-0,5; 0,5]$. Считаем, что МФП с ЛАР имеет N антенных элементов, расположенных на линии, и что $n = (N - 1)$ – число измерительных шкал. Представим результат измерений на i -той шкале как i -ю координату вектора-столбца фазовых измерений. Тогда в векторном виде выражение (1) имеет вид:

$$\mathbf{j} = \mathbf{n}_x \mathbf{n}, \quad (2)$$

где \mathbf{n}_x – вектор масштабных коэффициентов измерительных шкал ($n_{xi} = L_i/L$), $\mathbf{n} = \cos a$ – направляющий косинус волнового вектора по отношению к оси X антенной системы (см. рис. 1), \mathbf{d} – вектор фазовых ошибок, \mathbf{k} – вектор неоднозначности.

При $a = 90^\circ$, $\mathbf{n} = 0$. Очевидно, что выражение (2) устанавливает однозначное соответствие между \mathbf{j} и \mathbf{n} при условии, что \mathbf{n} изменяется в пределах от -0.5 до 0.5. Следовательно, сектор однозначного измерения угла a имеет границы от $(90^\circ - 30^\circ)$ до $(90^\circ + 30^\circ)$, и в сумме равен 60 градусам. Однако, при разработке МФП часто необходимо обеспечить сектор однозначного пеленгования не совпадающий с этими границами.

Тогда выражение (2) имеет вид:

$$\mathbf{j} = \frac{\mathbf{e}_x}{\Delta n} \mathbf{n} + \mathbf{d} - \mathbf{k}, \quad (3)$$

где

$$\mathbf{e}_x = \Delta n \cdot \mathbf{n}_x, \quad (4)$$

Δn – диапазон изменения значений направляющего косинуса в пределах сектора однозначного измерения углов Δa .

$$\Delta n = 2 \sin(\Delta a/2). \quad (5)$$

Координаты вектора \mathbf{e}_x должны быть простыми целыми числами, то есть не иметь общего целого делителя кроме числа 1.

Рисунок 2 поясняет взаимосвязь измеренных значений j_i и оценку направляющего косинуса \mathbf{n}^* в трехшкальном фазовом пеленгаторе с ЛАР; $\mathbf{n}_x = (2, 4, 7)$. На нем изображена зависимость разностей фаз j_i на измерительных шкалах (базах) от направляющего косинуса \mathbf{n} . Если фазовые ошибки отсутствуют, то существует такая точка \mathbf{n} , что все результаты фазовых измерений расположены на рисунке на одной вертикали. Находя эту точку, получим оценку \mathbf{n}^* , а заодно и соответствующий ей вектор неоднозначности \mathbf{k} – число целых циклов разностей фаз на базах. На рис. 2 данному случаю соответствует $\mathbf{n}^* = \mathbf{n}_1$. Соответствующие результаты фазовых измерений обозначены темными точками. Если же фазовые ошибки существуют, то за оценку \mathbf{n}^* принимается точка, где разброс измерений по оси \mathbf{n} минимальный. На рис. 2 это точка $\mathbf{n}^* = \mathbf{n}_2$. Соответствующие результаты фазовых измерений помечены кружками.

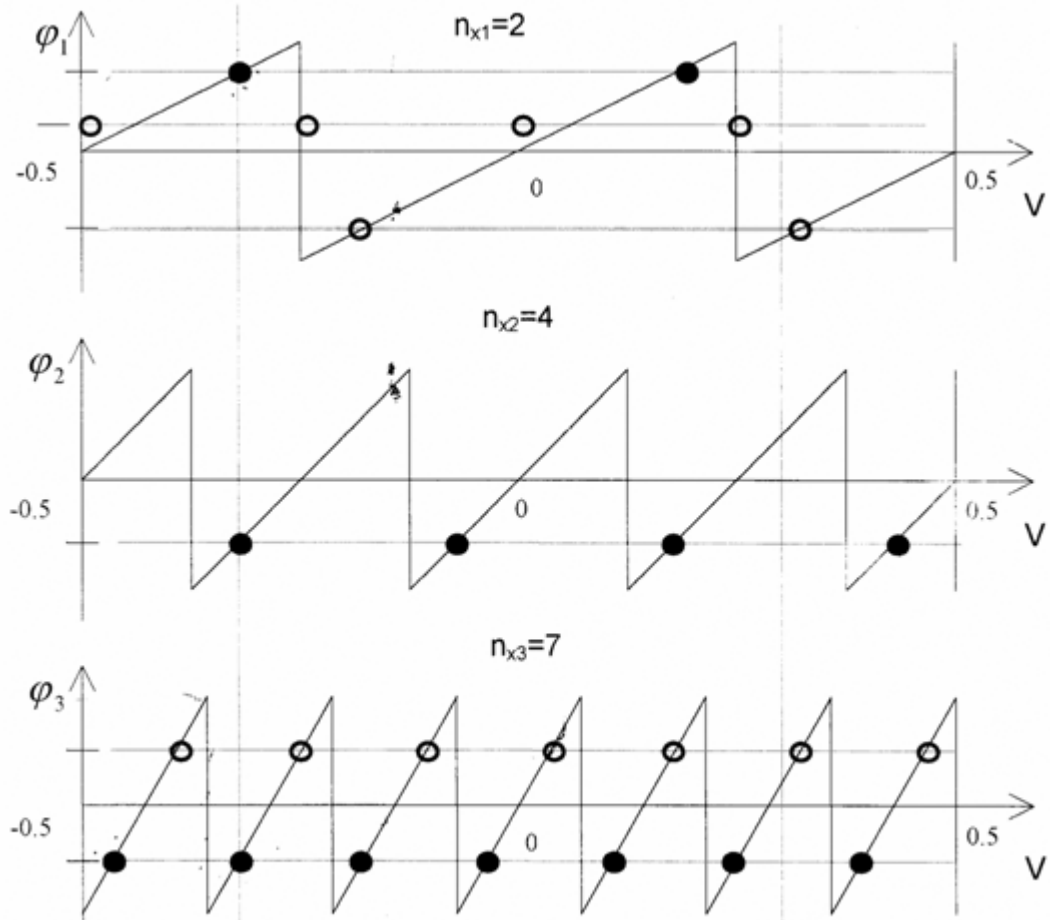


Рисунок 2 – Разности фаз на различных базах пеленгатора

2.2 Способы вычисления оценок направляющих косинусов, основанные на методе максимального правдоподобия

При использовании этого метода, ошибки фазовых измерений обычно считают случайными величинами, распределение вероятностей которых подчиняется нормальному либо усеченному нормальному закону с нулевым средним значением. Считается, что известна корреляционная матрица фазовых ошибок \mathbf{B} . Тогда плотность распределения вероятностей n -мерного нормального случайного вектора \mathbf{j} имеет вид [1]:

$$W(\mathbf{j}/n, \mathbf{k}) = A \cdot \exp\left[-\frac{1}{2} \cdot (\mathbf{j} + \mathbf{k} - \mathbf{e}_x \cdot n)^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot (\mathbf{j} + \mathbf{k} - \mathbf{e}_x \cdot n)\right], \quad (6)$$

где знак T означает транспонирование. Плотность распределения $W(\mathbf{j}/n, \mathbf{k})$ может рассматриваться как функция правдоподобия величины n при фиксированном \mathbf{k} .

Решая уравнение правдоподобия

$$\frac{\partial \ln W(\mathbf{j}/n, \mathbf{k})}{\partial n} = 0,$$

получаем правило вычисления оценки направляющего косинуса (НК),

$$n^* = \frac{\mathbf{e}_x^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot (\mathbf{j} + \mathbf{k})}{\mathbf{e}_x^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_x}. \quad (7)$$

При таком правиле вычисления НК оценка n^* существует в пределах -0.5 до 0.5. Для того, чтобы учесть реальный рабочий сектор радиосистемы (5), необходимо привести полученную оценку в диапазон Δn ,

$$n_H^* = \Delta n \cdot n^*. \quad (8)$$

Из уравнения (7) видно, что процедура поиска вектора неоднозначности \mathbf{k} , обеспечивающего наибольший максимум многомодовой функции правдоподобия $W(\mathbf{j}/n, \mathbf{k})$, должна предшествовать вычислению n^* .

Задача поиска оценки \mathbf{k}^* называется задачей устранения неоднозначности и приводит к восстановлению целых периодов разностей фаз, утраченных при измерениях на всех шкалах.

Правило решения задач устранения неоднозначности (УН) получается при подстановке уравнения (7) в показатель экспоненты в формуле (6). Можно показать, что оно сводится к минимизации билинейной формы [2]

$$Q(\mathbf{j}, \mathbf{k}_j) = 2 \cdot \mathbf{j}^T \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{k}_j + \mathbf{k}_j^T \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{k}_j, \quad (9)$$

где

$$\mathbf{G} = \mathbf{B}^{-1} - \frac{\mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_x \cdot \mathbf{e}_x^T \cdot \mathbf{B}^{-1}}{\mathbf{e}_x^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_x}, \quad (10)$$

квадратная матрица размером $n \times n$.

2.3 Фазовые пеленгаторы с плоскими антенными решетками

Фазовый пеленгатор с плоской антенной решеткой позволяет измерять направляющие косинусы n и u волнового вектора по отношению к осям координат X и Y , в плоскости которых расположена антенная система.

На рисунке 3 изображено на плоскости XOY два антенных элемента A_0, A_1 и углы a_x, a_y между направлением на источник сигнала и координатными осями решетки, которые могут измеряться в фазовом пеленгаторе с ПАР. Правило вычисления

направляющих косинусов $n = \cos a$ и $u = \cos b$ найдено тем же путем, что и для ЛАР и заключается в следующих двух уравнениях:

$$n^* = \frac{\mathbf{e}_Y^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot (\mathbf{J} + \mathbf{k}^*)}{\mathbf{e}_X^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_X \cdot \mathbf{e}_X^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_Y - (\mathbf{e}_X^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_Y)^2}, \quad (11)$$

$$u^* = \frac{\mathbf{e}_X^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot (\mathbf{J} + \mathbf{k}^*)}{\mathbf{e}_X^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_X \cdot \mathbf{e}_Y^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_Y - (\mathbf{e}_X^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_Y)^2}. \quad (12)$$

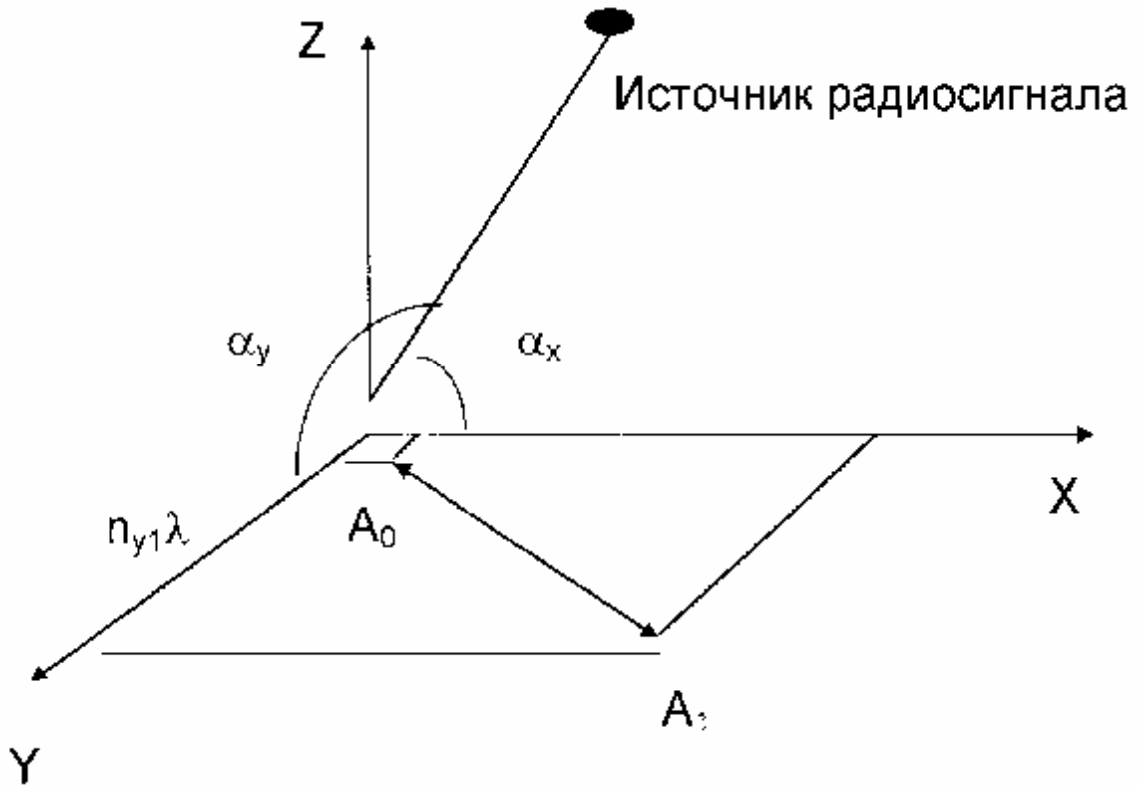


Рисунок 3 – Геометрические соотношения в пространстве

Задача устранения неоднозначности также решается путем минимизации билинейной формы (9) с той лишь разницей, что матрица Q имеет другой вид.

Точность измерения направляющих косинусов определяется числом измерительных баз, их размерами и свойствами фазовых ошибок.

Дисперсия оценки НК n^* для МФП с ЛАР вычисляется по уравнению, следующему из (7),

$$S_Y^2 = \frac{S_j^2}{n_X^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot n_X}, \quad (13)$$

где S_j^2 – дисперсия фазовых ошибок в каждом из каналов.

Из формулы (13) видно, что дисперсия оценки направляющего косинуса не зависит от a . Однако при переходе от n к a появляется такая зависимость. Она выражается формулой:

$$s_a^2 = \frac{s_j^2}{n_x \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot n_x \cdot \sin a}. \quad (14)$$

2.4. Устранение неоднозначности измерений по методу максимального правдоподобия

Как отмечалось выше, устранение неоднозначности заключается в минимизации билинейной формы $Q(\mathbf{j}, \mathbf{k})$ (9).

Для пояснения физического смысла процедуры устранения неоднозначности удобно обратиться к уравнению (1). Из него следует, что диапазон однозначного измерения НК на каждой шкале определяется ее масштабным коэффициентом

$$\Delta n_{oi} = \frac{1}{n_{xi}}. \quad (15)$$

Считается, что неоднозначность устранена верно, если оценка n^* , найденная по совокупности измерений на всех шкалах (7), отличается от истинного значения направляющего косинуса n_u не более, чем на половину диапазона однозначного измерения НК на самой точной шкале:

$$n^* - n_u \leq \frac{1}{2 \cdot n_{x \max}}. \quad (16)$$

Для нахождения сути математических операций, реализующих алгоритмы устранения неоднозначности, рассмотрим его геометрическую интерпретацию.

Матрица G ортогональна вектору \mathbf{e}_x для МФП с ЛАР и векторам $\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y$ для МФП с ПАР. Умножение вектора \mathbf{j} либо \mathbf{k}_j на неё можно представить как отображение соответствующего вектора из n -мерного Евклидова пространства R_n на $(n-1)$ -мерное пространство R_{n-1} , ортогональное к вектору \mathbf{e}_x (для МФП с ЛАР) либо на R_{n-2} -мерное подпространство, ортогональное к векторам $\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y$ (для МФП с ПАР).

Остановимся на случае МФП с ПАР. На рисунке 4 изображены проекции векторов \mathbf{j}, \mathbf{k}_i на R_{n-1} . Внешний шестигранник – это проекция на R_{n-1} куба возможных значений вектора фазовых измерений, вершины которого имеют координаты, состоящие из чисел 0.5 с разными знаками (0.5; -0.5; -0.5), (-0.5; 0.5; -0.5) и т.д.. Внутри этой фигуры пространство разбивается на непересекающиеся области, в центры которых

проектируются векторы \mathbf{k}_j . Будем называть их собственными областями векторов неоднозначности. В случае, если отсутствуют фазовые ошибки, $\mathbf{d} = 0$, любой вектор измерений \mathbf{j} проектируется в центры одной из этих областей. Однако такая ситуация на практике наблюдается крайне редко. Устранение неоднозначности заключается в определении ближайшей к вектору \mathbf{j}_{np} точки $(n-1)$ -мерной решетки \mathbf{k}_n^* . Затем находится вектор \mathbf{k}_j , который проектируется в эту точку \mathbf{k}_n^* . Взяв его со знаком «-», получаем оценку вектора неоднозначности $\mathbf{k}^* = -\mathbf{k}_j$.

Процедура минимизации билинейной формы $Q(\mathbf{j}, \mathbf{k})$ согласно оптимальному алгоритму заключается в том, что находится центр шестигранной собственной области вектора \mathbf{k}_n^* , внутрь которой попал вектор \mathbf{j}_{np} . Такая задача решается с использованием большого количества математических операций умножения, сложения, сравнения. Это неудобно при реализации алгоритма в устройстве. Гораздо более прост квазиоптимальный алгоритм устранения неоднозначности. Его особенность состоит в том, что собственные области аппроксимируются $(n-1)$ -мерными параллелепипедами. На рисунке 4 это изображенные штриховыми линиями четырехугольники. Центры таких фигур легко определяются путем округления координат вектора \mathbf{j}_{np} , выраженного в базисе $\mathbf{k}_{np}, \mathbf{k}_{np}$, до ближайшего целого. Этот алгоритм значительно проще в реализации.

Любой из способов устранения неоднозначности характеризуется вероятностью правильного устранения неоднозначности P_0 . Она равна вероятности того, что при истинном значении вектора неоднозначности \mathbf{k}_j , вектор \mathbf{j}_{np} попадает внутрь собственной области вектора \mathbf{k}_{np} , соответствующего вектору $-\mathbf{k}_j$. Значение вероятности правильного устранения неоднозначности оптимальным методом, как правило, превышает соответствующее значение для квазиоптимального метода.

Теоретически сложно рассчитать точное значение P_0 . Поэтому для ее расчета используется приближенный метод, заключающийся в определении нижней P_{0H} и верхней P_{0B} границ P_0 . Для МФП с ЛАР имеем [3]

$$P_{0H} = P \left\{ c_{(n-1)}^2 \leq \frac{d_{\min}^2}{2} \right\}, \quad (17)$$

$$P_{0B} = P \left\{ c_{(n-1)}^2 \leq \frac{1}{p} \sqrt[n-1]{V_D \Gamma^2 \cdot \left(\frac{n+1}{2} \right)} \right\}, \quad (18)$$

где $C_{(n-1)}^2$ – случайная величина, распределенная по закону хи-квадрат с $(n-1)$ степенями свободы; V_D – объем собственной области вектора неоднозначности в R_{n-1} ;

$\Gamma(c) = \int_0^{\infty} t^c \cdot e^{-t} dt$ – гамма-функция;

d_{\min}^2 – минимальная величина из всех возможных d_i^2 ,

$$d_i^2 = \mathbf{k}_i^T \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{k}_i. \quad (19)$$

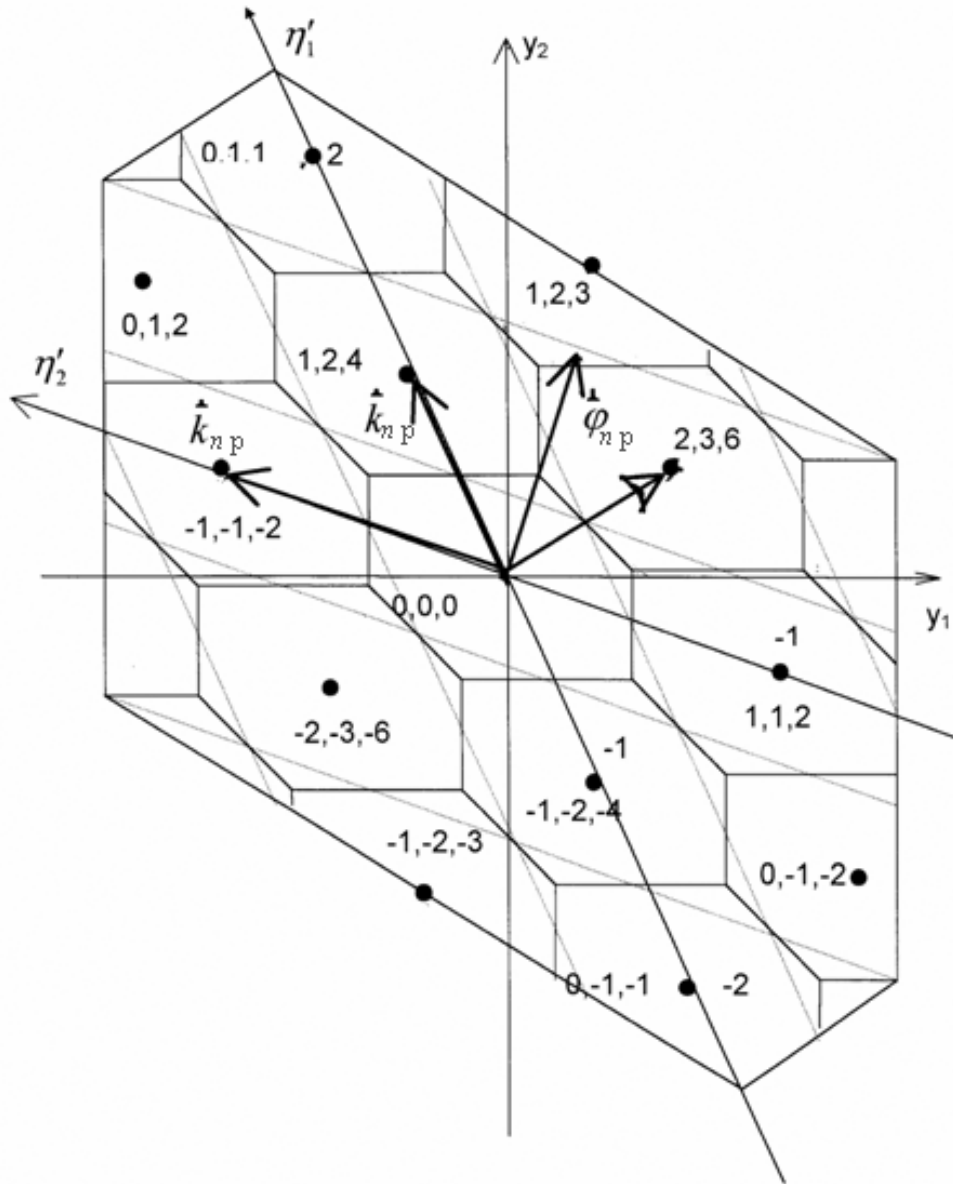


Рисунок 4 – Отображение пространства полных разностей фаз на подпространство R_2 , ортогональное по отношению к \mathbf{n}_x

2.5 Алгоритм вычисления оценок направляющих косинусов без восстановления оценки вектора неоднозначности

Устранение неоднозначности путем вычисления оценки \mathbf{k}^* является первым этапом определения оценки направляющих косинусов n (или v , u). После этого находится вектор полных разностей фаз $\mathbf{\Phi}^* = \mathbf{j} + \mathbf{k}^*$, координаты которого суммируются с весовыми коэффициентами для получения оценок направляющих косинусов.

Для МФП с ЛАР:

$$n^* = \mathbf{q}^T \mathbf{\Phi}^*, \quad (20)$$

где

$$\mathbf{q}^T = \frac{\mathbf{e}_c^T \cdot \mathbf{B}^{-1}}{\mathbf{e}_c^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_c}. \quad (21)$$

Однако существует более простой способ вычисления оценок НК, основанный на квазиоптимальном алгоритме УН. Для МФП с ЛАР он выполняется по следующему правилу:

$$n^* = \frac{\mathbf{e}_c^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{S} \cdot (\mathbf{S}^{-1} \mathbf{j} - [\mathbf{S}^{-1} \mathbf{j}])}{\mathbf{e}_c^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_c}, \quad (22)$$

где [...] означает вычисление ближайших целых чисел от координат вектора $\mathbf{S}^{-1} \mathbf{j}$, \mathbf{S} – матрица, первые $(n-1)$ векторы-столбцы которой представляют собой векторы \mathbf{k}_i , образующие при их проектировании на R_{n-1} базис решетки $\mathbf{e}_{p1}, \dots, \mathbf{e}_{pn-1}$. Последний вектор-столбец матрицы \mathbf{S} – есть вектор \mathbf{e}_x .

$$\mathbf{S} = (\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2, \dots, \mathbf{k}_{n-1}, \mathbf{e}_x). \quad (23)$$

Таким образом, при вычислении оценки n^* вектор \mathbf{j} умножается на матрицу \mathbf{S}^{-1} , $\mathbf{x} = \mathbf{S}^{-1} \cdot \mathbf{j}$, вычисляются остатки от округления до ближайшего целого координат вектора \mathbf{x}

$$\mathbf{x}_0 = \mathbf{x} \cdot |\mathbf{x}|. \quad (24)$$

Затем выполняется весовое суммирование координат вектора \mathbf{x}_0 .

Для МФП с ПАР направляющие косинусы вычисляются аналогичным способом.

$$n^* = \frac{\mathbf{e}_x^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{x}_0}{\mathbf{e}_x^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_x \cdot \mathbf{e}_y^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_y - (\mathbf{e}_x^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_y)^2},$$

$$u^* = \frac{\mathbf{e}_y^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{x}_0}{\mathbf{e}_x^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_x \cdot \mathbf{e}_y^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_y - (\mathbf{e}_x^T \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \mathbf{e}_y)^2}. \quad (25)$$

2.6 Структурная схема устройства вычисления оценок направляющих косинусов без восстановления вектора неоднозначности

Схема изображена на рисунке 5 для МФП, измеряющего два направляющих косинуса.

Устройство работает следующим образом. Результаты фазовых измерений $j_1 \div j_n$ поступают на блок весовых сумматоров БВС, где вычисляется вектор $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{S}^{-1} \cdot \mathbf{j}$. В блоке вычисления остатков от округления (БОО) определяются первые $(n-2)$ координат вектора $\dot{\mathbf{x}}_0$ (24). Вместе с последними координатами вектора $\dot{\mathbf{x}}$ значения $\dot{x}_{01} \dots \dot{x}_{0(n-2)}$ поступают на входы двух весовых сумматоров, где выполняется вычисление двух оценок направляющих косинусов по правилу (25) для МФП с ПАР.

Полученные оценки n_H^* , u_H^* могут отличаться от истинных n^* , u^* на целое число секторов однозначного измерения НК Δn , Δu . Поэтому в двух последних блоках приведения оценок в сектор однозначности (БПСО) выполняется вычисление остатков от округления значений n_H^* , u_H^* до ближайшего целого числа секторов однозначного измерения Δn , Δu , соответственно.

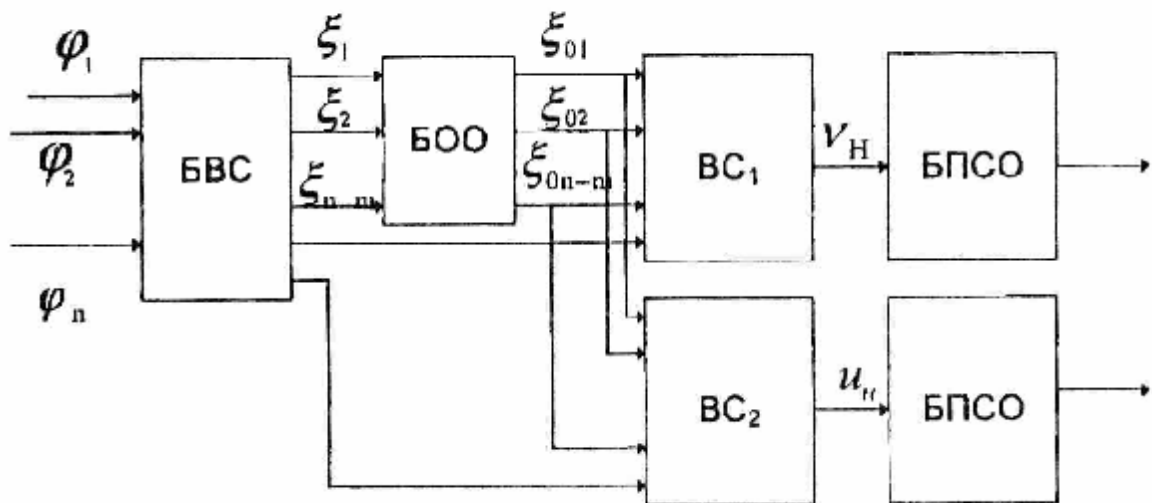


Рисунок 5 – Структура устройства для вычисления оценок направляющих косинусов

3 ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА

Структурная схема лабораторного макета представлена на рисунке 6.

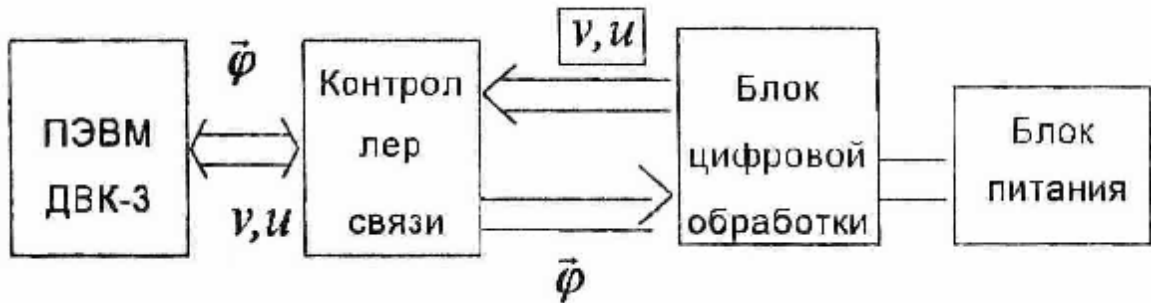


Рисунок 6 – Структурная схема лабораторного макета

Лабораторный макет представляет собой блок цифровой обработки (БЦО) разностей фаз, соединенный через контроллер связи с ПЭВМ ДВК-3. ПЭВМ ДВК-3 моделирует совокупность разностей фаз сигналов, принятых антенной системой заданной структуры с заданного направления и прошедших приемное устройство с соответствующим количеством каналов. Приемное устройство вносит ошибки фазовых измерений, распределенные нормально и имеющие корреляционную матрицу, соответствующую антенной системе, и заданную дисперсию. В БЦО осуществляется вычисление направляющих косинусов из поступающих на его входы кодов разностей фаз.

Работа блока запрограммирована таким образом, что он может обрабатывать результаты фазовых измерений в четырехшкальном МФП с ЛАР либо в МФП с ПАР. Причем при работе в составе МФП с ПАР имеется возможность обрабатывать информацию, поступающую с одной из трех антенных систем, данные о которых заложены в память ДВК-3.

Контроллер связи управляет обменом информацией между БЦО и ДВК-3. С выхода блока БЦО результаты измерений пеленгов через контроллер связи опять поступают в ПЭВМ ДВК-3, где осуществляется их статистическая обработка. С клавиатуры ДВК-3 задается количество статических испытаний блока при определенных условиях. По результатам серии испытаний оценивается вероятность правильного устранения неоднозначности и СКО оценок направляющих косинусов. В макете результаты фазовых измерений представляются в шестиразрядном двоичном коде.

4 ЗАДАНИЕ НА РАБОТУ

4.1 Изучить описание лабораторной работы и ответить на контрольные вопросы.

4.2 Ознакомиться с лабораторным макетом.

4.3 Включить вентилятор на БЦО. Установить на блоке питания напряжение 5 В и допустимый ток 5 А. Включить его.

4.4 Включить ПЭВМ ДВК-3. В верхний дисковод вставить рабочую дискету. Загрузку ПЭВМ выполнить путем, последовательного набора символов: В МУ0. Затем на запросы ПЭВМ нажимать ВК.

4.5 Блок цифровой обработки вносит погрешности в оценку направляющих косинусов вследствие малой разрядности входящих в него цифровых устройств. Выполнение данного пункта позволяет выяснить эту погрешность, сравнивая результаты вычислений с помощью БЦО и ПЭВМ ДВК-3. В командной строке набрать команду ВМОД и исполнить ее. Выбрать фазовый пеленгатор с линейной антенной решеткой. Принять $n = 0$. Задавая 1000 испытаний, снять зависимость вероятности правильного устранения неоднозначности P_0 и СКО оценки направляющего косинуса s_v от s_j при оценивании значений P_0 и s_v с использованием БЦО и смоделированного в ПЭВМ соответствующего алгоритма. Обозначить результаты, относящиеся к ДВК-3 s_{v1} , P_{01} , а к работе БЦО – s_{n2} , P_{02} . Данные занести в таблицу 4.1. Выяснить также зависимость от s_j смещения математических ожиданий n_2^* и n_1^* , полученных на выходе блока и по результатам работы модели алгоритма. Данные занести в таблицу. Построить графики $P_{01} = f(s_j)$, $s_{n2} = f(s_j)$. Проанализировать результаты испытаний.

4.6 По результатам п. 4.5 определить значение s_j , при котором $P_{02} = 0.99$ для $n = 0$. По результатам 1000 испытаний для данного s_j определить значение P_{02} при истинном значении n на границе сектора однозначного измерения направляющего косинуса $n = n_r$.

4.7 Перейти к испытаниям МФП с ПАР. Выполнять 1000 испытаний. Значение s_j задавать равным 12 град. Оценить вероятность P_{02} , s_{n2} , s_{u2} для всех трех типов антенных решеток. Проанализировать результаты.

Таблица 4.1

s_j ,	20	25	30	35	40	45	50	55
P_{01}								
P_{02}								
S_{n1}								
S_{n2}								
$n_1^* - n_2^*$								

4.8 Для МФП с антенной системой номером 1 и $s_j = 10^\circ$. оценить P_{02} при следующих условиях:

а) $n = 0$; $u = 0.75$,

б) $n = 0.75$; $u = 0.75$.

Сравнить с результатами п. 4.6.

4.9 Начертить расположение антенн на плоскости для одного из МФП (по выбору преподавателя). Учитывать при этом, что первая антенна располагается в точке с нулевыми координатами. Координаты остальных определяются соответствующими значениями n_{xi} и n_{yi} .

5 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1 В чем заключается принцип измерения угловых координат в фазовом пеленгаторе?

2 Каким образом связаны размеры антенной системы с точностью измерения угловых координат?

3 Каким образом связаны: сектор однозначного измерения координат, масштабные коэффициенты измерительных шкал и взаимное расположение антенных элементов пеленгатора?

4 Как зависит точность измерений угловых координат и точность измерения направляющих косинусов от угла прихода радиоволны?

5 В чем заключается причина неоднозначности угловых измерений?

6 Для чего измерения направляющего косинуса производятся не на одной шкале, а на нескольких?

7 По рисунку 4 поясните, что происходит при устранении неоднозначности, если отсутствуют ошибки фазовых измерений, и если они присутствуют?

8 Как сказывается на характеристиках пеленгатора наличие смещения от нуля математического ожидания фазовых ошибок? Для пояснения характера изменений в P_0 используйте рисунок 4.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Денисов В.П. Анализ максимально правдоподобного устранения неоднозначности многошкальных фазовых измерений // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1979. – т. 22, вып. 1.

2. Денисов В.П. Сластион В.В. Развитие метода устранения многозначности фазовых измерений на основе принципа максимального правдоподобия // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1990. – вып. 11. с.3-7.

3. Денисов В.П. Методы приближенного расчета вероятности правильного устранения неоднозначности в многошкальных измерительных антеннах // Радиотехника и Электроника. – 1980. – т. 25. вып.11.