

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.6.3>

УДК: 621.396.96

**МОДИФИЦИРОВАННАЯ МЕТОДИКА  
РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК ДИСКРИМИНАТОРА УГЛОМЕРА  
В МОНОИМПУЛЬСНОМ РАДИОЛОКАТОРЕ  
МЕТОДОМ АМПЛИТУДНОГО МГНОВЕННОГО СРАВНЕНИЯ**

Е.Н. Буйлов<sup>1</sup>, А.С. Солонар<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Военная академия Республики Беларусь,  
220057, Республика Беларусь, г. Минск, пр-т Независимости, д. 220

<sup>2</sup> «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»,  
220026, Республика Беларусь, г. Минск, пр-т Партизанский, д. 64а

Статья поступила в редакцию 3 апреля 2024 г

**Аннотация.** Предложена модифицированная методика определения характеристик дискриминатора угломера в моноимпульсном радиолокаторе, использующем метод амплитудного мгновенного сравнения. Ее отличительные особенности от обобщенной методики заключаются: в определении минимального количества промежуточных точек интерполирующей функции дискриминационной характеристики дискриминатора с последующим вычислением ее максимального отклонения от теоретической дискриминационной характеристики; в оценке крутизны дискриминационной характеристики в каждой промежуточной точке; в расчете флуктуационной характеристики дискриминатора путем оценки дисперсии сигнала ошибки угловых координат в промежуточных точках дискриминационной характеристики; в использовании интерполирующей функции крутизны и флуктуационной характеристики дискриминатора для рассогласований меньших, чем шаг изменения промежуточных точек. Представлены результаты

математического моделирования дискриминационной и флуктуационной характеристик дискриминатора угломера с использованием предложенной методики.

**Ключевые слова:** дискриминатор, дискриминационная характеристика, флуктуационная характеристика, моноимпульсный радиолокатор, амплитудное мгновенное сравнение, методика расчета.

**Автор для переписки:** Буйлов Евгений Николаевич, [lerka.by@mail.ru](mailto:lerka.by@mail.ru)

## **Введение**

Одной из главных задач, решаемых радиолокационными измерителями является определение положения обнаруженных целей с минимально возможной ошибкой [1-5]. Чаще всего, информация о координатах объекта получается посредством использования дискриминатора, основные свойства которого оцениваются дискриминационной (ДХ) и флуктуационной (ФХ) характеристиками [1-8].

Дискриминационная характеристика представляет собой зависимость математического ожидания выходного напряжения дискриминатора от величины рассогласования между истинным и измеренным значениями параметра, а ФХ – зависимость спектральной плотности выходного напряжения дискриминатора на нулевой частоте от этого же рассогласования. В общем случае эти характеристики являются произвольными нелинейными функциями, обладающими определенной симметрией [1, 4, 5, 8].

При малых рассогласованиях, когда ошибки измерения достаточно малы, ДХ может быть аппроксимирована прямой (линеаризована). Тогда для анализа измерителя достаточно иметь более простые характеристики дискриминатора – смещение нуля, крутизну ДХ и эквивалентную спектральную плотность возмущающего воздействия  $S_{\text{эkv}}$  [1, 4, 5, 8].

Как правило, оценка характеристик измерителя осуществляется путем анализа прохождения сигнала и различных помех через дискриминатор при фиксированном рассогласовании. При использовании имеющихся

методик, рассмотренных в [1-8], решение данной задачи, подчас становится весьма громоздкой, требующее значительного времени и вычислительных затрат. Помимо этого, процесс вычисления координат носит статистический характер как из-за случайного характера смеси входного сигнала и помех, так и из-за непредсказуемых в общем плане изменений исследуемых параметров. В таких условиях решить задачу измерения невозможно без точного знания ДХ, которая уже не может быть описана единственным параметром – ее крутизной. Кроме того, учет параметрических флуктуаций в измерительной системе требует дополнительного вычисления их спектральной плотности [5, 8].

Цель исследований авторов статьи – разработка модифицированной методики расчета дискриминационной и флуктуационной характеристик дискриминатора координат, обладающая небольшими вычислительными затратами и позволяющая при минимальном количестве промежуточных точек ДХ получать оценки измеряемых параметров с требуемой точностью. В качестве измерителя координат рассматривается моноимпульсный радиолокатор, использующий метод амплитудного мгновенного сравнения. Эффективность использования методики продемонстрирована на примере дискриминатора угломера с суммарно-разностной обработкой и вычитанием.

## **1. Обобщенная методика измерения характеристик дискриминатора**

В настоящее время имеется большое число работ, посвященных изучению вопросов теории радиолокационных измерений [1-9]. В них обсуждаются возможные критерии и методы синтеза, излагаются положения общей теории статистических решений применительно к задачам измерений, рассматриваются основные характеристики их элементов, развивается методика исследования точности оценивания исследуемых параметров и ряд других вопросов.

Как правило, для измерения параметра  $\alpha$  используется критерий оптимальности при котором максимуму отношения правдоподобия  $\Lambda(\alpha)$  (его логарифму  $\ln[\Lambda(\alpha)]$ ) соответствует минимум ошибки измерения. Уравнение оптимальности определяет структуру измерителя и имеет вид [1-4, 8]:

$$\left. \frac{\partial \ln[\Lambda(\alpha)]}{\partial \alpha} \right|_{\alpha = \alpha_{\text{ц}}} = 0, \quad (1)$$

где  $\alpha_{\text{ц}}$  – истинное значение измеряемого параметра  $\alpha$ .

Логарифм отношения правдоподобия  $\ln[\Lambda(\alpha)]$  отождествляется с величиной квадрата модуля корреляционного интеграла  $Z(t, \alpha)$ , связь которой с принятым сигналом  $f(t, \alpha)$  определяет алгоритм его оптимальной обработки:

$$Z(t, \alpha) = |S(t, \alpha)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} V_{\phi}(t - \tau) u_r^*(\tau, \alpha) f(\tau, \alpha) d\tau \right|^2, \quad (2)$$

где  $S(t, \alpha)$  – обобщенный корреляционный интеграл;

$V_{\phi}(t)$  – импульсная характеристика устройства междупериодной когерентной обработки сигнала;

$u_r(t, \alpha)$  – опорный сигнал по измеряемому параметру  $\alpha$ .

Сигнал ошибки, формируемый на выходе оптимального дискриминатора (рис. 1), есть скалярное произведение обобщенного корреляционного интеграла и его производной по измеряемому параметру и соответствует сумме среднего значения  $\overline{D(t, \Delta\alpha)}$  и флуктуационной составляющей  $\xi(t, \Delta\alpha)$ :

$$D(t, \Delta\alpha) = \frac{\partial |S(t, \alpha)|^2}{\partial \alpha} = \overline{D(t, \Delta\alpha)} + \xi(t, \Delta\alpha), \quad (3)$$

где  $\Delta\alpha$  – величина рассогласования по параметру  $\alpha$ .

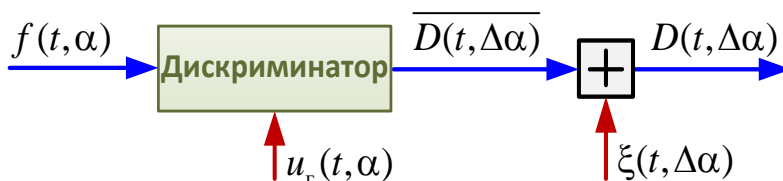


Рис. 1. Обобщенная структурная схема дискриминатора.

Первое слагаемое выражения (3) определяет непосредственно ДХ, то есть – зависимость среднего значения сигнала ошибки на выходе дискриминатора от рассогласования [1, 2, 8]. Она имеет ограниченный линейный участок при малых рассогласованиях, а при больших – стремится к нулю.

Типовая ДХ показана на рис. 2 а. При малых рассогласованиях она может аппроксимироваться прямой:

$$\overline{D(t, \Delta\alpha)} = K_D \Delta\alpha, \quad (4)$$

где  $K_D$  – крутизна ДХ:

$$K_D = \left. \frac{\partial \overline{D(t, \Delta\alpha)}}{\partial (\Delta\alpha)} \right|_{\Delta\alpha=0}. \quad (5)$$

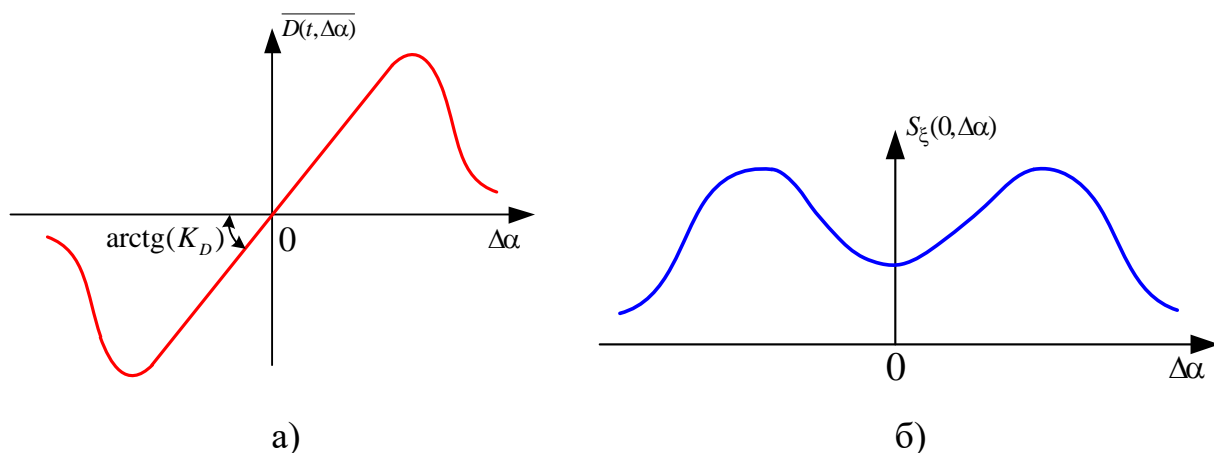


Рис. 2. Дискриминационная (а) и флуктуационная (б) характеристики радиолокационного измерителя.

Второе слагаемое выражения (3) связано с ФХ дискриминатора, которая представляет собой зависимость спектральной плотности случайной составляющей сигнала ошибки от рассогласования  $\Delta\alpha$  и связана с корреляционной функцией сигнала ошибки  $R_\xi(\tau, \Delta\alpha)$  соотношением [1, 2, 8]:

$$S(\omega, \Delta\alpha) |_{\omega=0} = S_\xi(0, \Delta\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} R_\xi(t_1 - t_2, \Delta\alpha) d(t_1 - t_2) = \frac{\overline{\xi^2(t, \Delta\alpha)}}{\Delta f_\xi}, \quad (6)$$

где  $R_{\xi}(t_1 - t_2, \Delta\alpha) = \overline{D(t_1, \Delta\alpha)D(t_2, \Delta\alpha)} - \overline{D(t_1, \Delta\alpha)} \overline{D(t_2, \Delta\alpha)}$  – корреляционная функция сигнала ошибки;

$\Delta f_{\xi}$  – ширина спектра флуктуаций сигнала ошибки.

Следовательно, определение корреляционной функции сигнала ошибки, а затем и ФХ дискриминатора предполагает вычисление корреляционных и взаимных корреляционных функций колебаний на выходах каналов оптимального дискриминатора. Типовая ФХ показана на рис. 2 б.

В процессе статистического анализа линейризованного следящего измерителя при небольших рассогласованиях ( $\Delta\alpha_{и} = \alpha - \alpha_{и0} \rightarrow 0$ , в установившемся режиме) удобно пользоваться эквивалентной спектральной плотностью возмущающего воздействия  $S_{\text{эква}}$  измерителя [1, 2]:

$$S_{\text{эква}} = \frac{S_{\xi}(0,0)}{K_D^2} = \frac{(\Delta\alpha)^2 R^6}{4\pi\rho^2 \Delta F_{\Pi}} \left[ 1 + \frac{\rho}{R} + \frac{\rho}{R^3} \left( \frac{\Delta\alpha_{и}}{\Delta\alpha} \right)^2 + \frac{\rho^2}{R^4} \left( \frac{\Delta\alpha_{и}}{\Delta\alpha} \right)^2 \left( \frac{\Delta F_{\Pi}}{\Delta F_{LC}} \right) \right], \quad (7)$$

где  $\Delta\alpha$  – разрешающая способность по измеряемому параметру  $\alpha$ ;

$$R = \sqrt{2 \left( \frac{\Delta\alpha_{и}}{\Delta\alpha} \right)^2 + 1} - \text{радикал};$$

$\Delta\alpha_{и} = \sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{\alpha}$  – эффективный диапазон блуждания параметра  $\alpha_{и}$ ;

$\rho$  – отношение сигнал-шум (ОСШ) на выходе когерентного накопителя;

$\sigma_{\alpha}$  – среднее квадратическое значение блужданий параметра  $\alpha_{и}$  (координатный «шум» цели);

$\Delta F_{\Pi}$  – ширина зубца амплитудной частотной характеристики накопителя;

$\Delta F_{LC}$  – ширина зубца энергетического спектра отраженного сигнала

Как правило, при больших рассогласованиях ( $\Delta\alpha_{и} = \alpha - \alpha_{и0} > 0$ ) добиваются увеличения протяженности и наклона линейного участка ДХ. Однако это не всегда ведет к снижению ошибок измерения исследуемого параметра.

При больших ошибках ДХ имеет завалы, соответствующие выходу параметра за пределы селективируемой дискриминатором области. Анализ конкретных схем показал, что интенсивные помехи приводят к уменьшению масштаба дискриминационной кривой по оси ординат и к усилению завалов. Флуктуационная характеристика в еще большей степени зависит от вида и уровня входных помех. Влияние данного фактора, например, для следящих радиолокаторов может привести к срыву объекта с сопровождения [1, 4, 8].

Для устранения данного недостатка необходимо отказаться от аппроксимации ДХ прямой. При этом точность измерения параметра будет определяться шагом изменения рассогласования  $\Delta\alpha$  для которого рассчитано среднее значение сигнала ошибки дискриминатора  $\overline{D(t, \Delta\alpha)}$ . В свою очередь, наличие дополнительных значений ДХ потребует выделения большей памяти для их хранения и повышения вычислительных затрат спецвычислителя при оценке исследуемого параметра.

Таким образом, далее в статье будет рассмотрена методика расчета характеристик дискриминатора, которая позволит при минимальном количестве значений ДХ получить оценку измеряемого параметра с требуемой точностью. В качестве измерителя координат рассматривается моноимпульсный радиолокатор, использующий метод амплитудного мгновенного сравнения. Эффективность методики продемонстрирована на примере дискриминатора угломера с суммарно-разностной обработкой и вычитанием. Антенная система представлена в виде четырех взаимно расстроенных рупоров.

## **2. Модифицированная методика расчета характеристик дискриминатора угломера**

По результатам проведенных исследований методику расчета характеристик дискриминатора угломера можно отобразить в виде структуры, представленной на рис. 3.

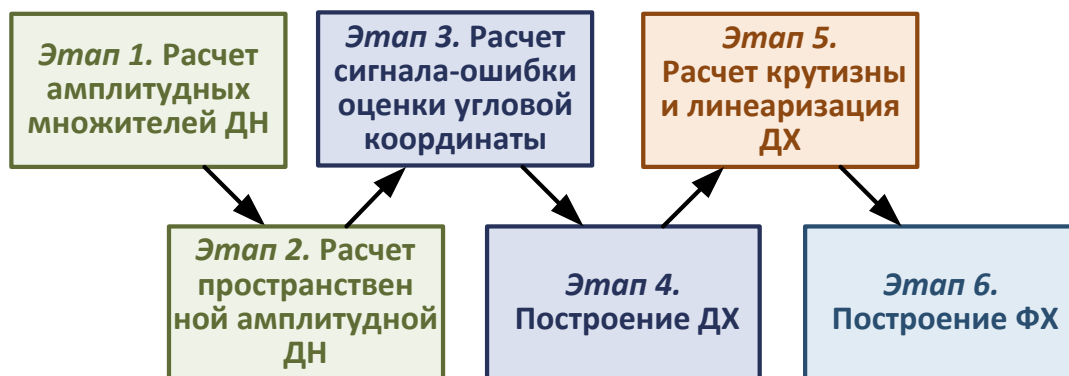


Рис. 3. Структура расчета характеристик углового дискриминатора.

Рассмотрим особенности реализации этапов модифицированной методики расчета характеристик дискриминатора угломера, позволяющей устранить недостатки, присущие обобщенной методике [1-9].

**Этап 1.** Расчет амплитудных множителей диаграммы направленности.

Предположим, что антенная система моноимпульсного радиолокатора состоит из четырех взаимно расстроенных рупоров. При расчете амплитудных диаграмм направленности (АДН) рупора полагалось, что фазовая ошибка равна нулю. В таком случае выражение для нормированной АДН имеет вид [10]:

– в азимутальной плоскости (координата  $\beta$ ):

$$F(\beta) = \frac{1 + \cos(\beta)}{2} \cdot \frac{\cos(\Psi_\beta(\beta))}{1 - (2\Psi_\beta(\beta) / \pi)^2}; \quad (8)$$

– в угломестной плоскости (координата  $\varepsilon$ ):

$$F(\varepsilon) = \frac{1 + \cos(\varepsilon)}{2} \cdot \frac{\sin(\Psi_\varepsilon(\varepsilon))}{\Psi_\varepsilon(\varepsilon)}. \quad (9)$$

В выражениях (8) и (9):

$$\Psi_\beta(\beta) = \pi A_p \sin(\beta) / \lambda \text{ и } \Psi_\varepsilon(\varepsilon) = \pi B_p \sin(\varepsilon) / \lambda, \quad (10)$$



где  $A_p$  и  $B_p$  – размеры раскрыва рупорной антенны в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно;

$\lambda$  – длина волны.

### Этап 2. Расчет пространственной АДН.

Выражение для расчета пространственной АДН по напряжению можно представить в следующем виде [10]:

$$F(\beta, \varepsilon) = F(\beta)F(\varepsilon). \quad (11)$$

Для оценки угловых координат (азимута и угла места) необходимо формировать четыре парциальные АДН. Максимумы главных лепестков таких диаграмм отклонены относительно равносигнального направления на следующие углы [6]:

– по азимуту:

$$\beta_{a1} = \beta_{a4} = \delta\beta_a = -0,5\Delta\beta_{0,5} \text{ и } \beta_{a2} = \beta_{a3} = \delta\beta_a = 0,5\Delta\beta_{0,5}; \quad (12)$$

– по углу места:

$$\varepsilon_{a1} = \varepsilon_{a2} = \delta\varepsilon_a = 0,5\Delta\varepsilon_{0,5} \text{ и } \varepsilon_{a3} = \varepsilon_{a4} = -\delta\varepsilon_a = -0,5\Delta\varepsilon_{0,5}, \quad (13)$$

где  $\delta\beta_a$ ,  $\delta\varepsilon_a$  – величина углового отклонения главных лепестков относительно равносигнального направления по азимуту и углу места соответственно [6, 8];

$\Delta\beta$ ,  $\Delta\varepsilon$  – ширина АДН в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно.

Пространственное положение максимумов парциальных АДН определяется угловыми координатами  $(\beta_{ak}, \varepsilon_{ak})$ , где  $k = \overline{1,4}$  – номер приемной диаграммы. На рис. 4 представлено сечение АДН в картинной плоскости (азимут – угол места) по уровню –3 дБ [6].

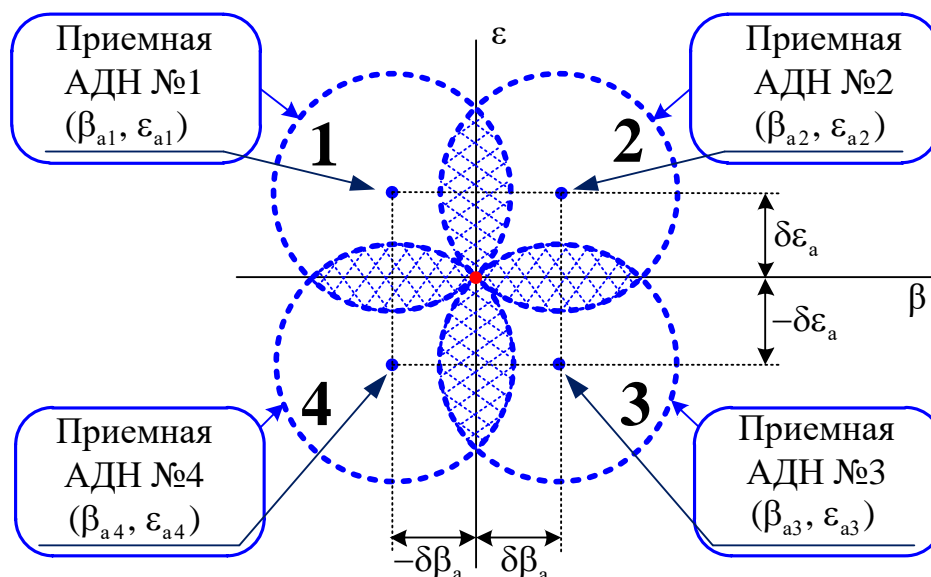


Рис. 4. Схема расположения приемных АДН в картинной плоскости.

На рис. 5 представлен пример АДН по мощности двух рупоров в азимутальной плоскости, рассовмещенных на половину ширины главного лепестка для нулевого сечения по углу места ( $\varepsilon = 0^\circ$ ).

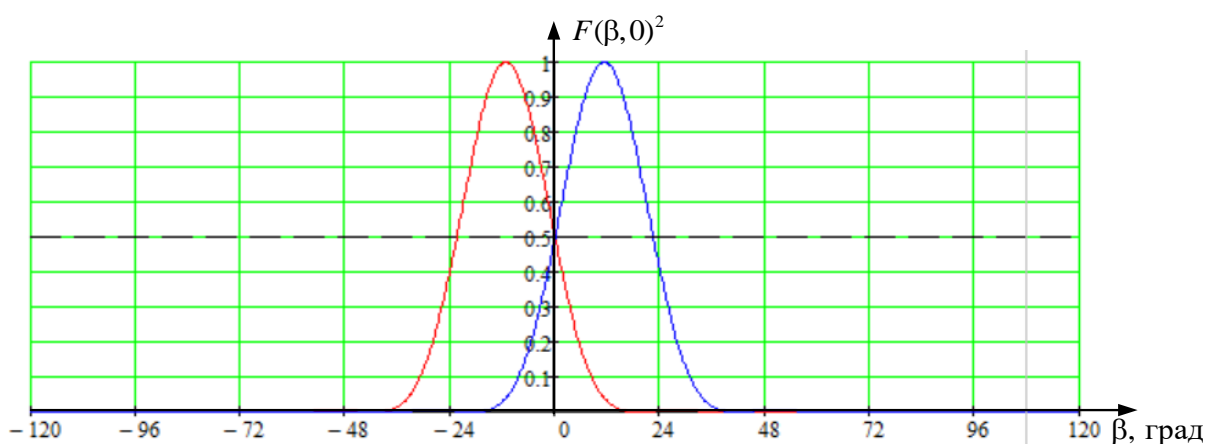


Рис. 5. Пример АДН двух рупоров в азимутальной плоскости для сечения по углу места  $\varepsilon = 0^\circ$ .

**Этап 3. Расчет сигнала-ошибки оценки угловой координаты.**

Обобщенный алгоритм работы квазиоптимального дискриминатора угломера при методе амплитудного мгновенного сравнения с двумя взаимно расстроенными каналами и вычитанием (рис. 6) имеет вид [1, 2]:

$$D_\theta(t, \Delta\theta) = \frac{Z_{\Delta\theta}(t, \theta)}{Z_\Sigma(t, \theta)}, \quad (14)$$

где  $t$  – время;

$\theta$  – обобщенная угловая координата (азимут  $\beta$  и угол места  $\varepsilon$ );

$Z_{\Sigma}(t, \theta)$ ,  $Z_{\Delta\theta}(t, \theta)$  – сигнал на выходе квадратичного детектора суммарного и разностного по углу каналов обработки соответственно:

– суммарный канал:

$$Z_{\Sigma}(t, \beta, \varepsilon) = \left| [\sqrt{\gamma_{\text{тп}}} / K_{\eta}] F_{\Sigma}(\beta, \varepsilon) S_c(t) + S_{\text{ш}1}(t) \right|^2; \quad (15)$$

– разностный по азимуту канал:

$$Z_{\Delta\beta}(t, \beta, \varepsilon) = \left| [\sqrt{\gamma_{\text{тп}}} / K_{\eta}] F_{\Delta\beta}(\beta, \varepsilon) S_c(t) + S_{\text{ш}2}(t) \right|^2; \quad (16)$$

– разностный по углу места канал:

$$Z_{\Delta\varepsilon}(t, \beta, \varepsilon) = \left| [\sqrt{\gamma_{\text{тп}}} / K_{\eta}] F_{\Delta\varepsilon}(\beta, \varepsilon) S_c(t) + S_{\text{ш}3}(t) \right|^2, \quad (17)$$

где  $\gamma_{\text{тп}}$  – требуемое отношение ОСШ на выходе устройства внутрипериодной обработки;

$K_{\eta} = F_{\Sigma}(\beta, \varepsilon) S_c(t)$  – нормирующий множитель обобщенного корреляционного интеграла для заданного момента времени и угловых координат цели  $(\beta, \varepsilon)$ ;

$S_c(t)$ ,  $S_{\text{ш}(1,2,3)}(t)$  – полезная и шумовая составляющие обобщенного корреляционного интеграл соответственно.

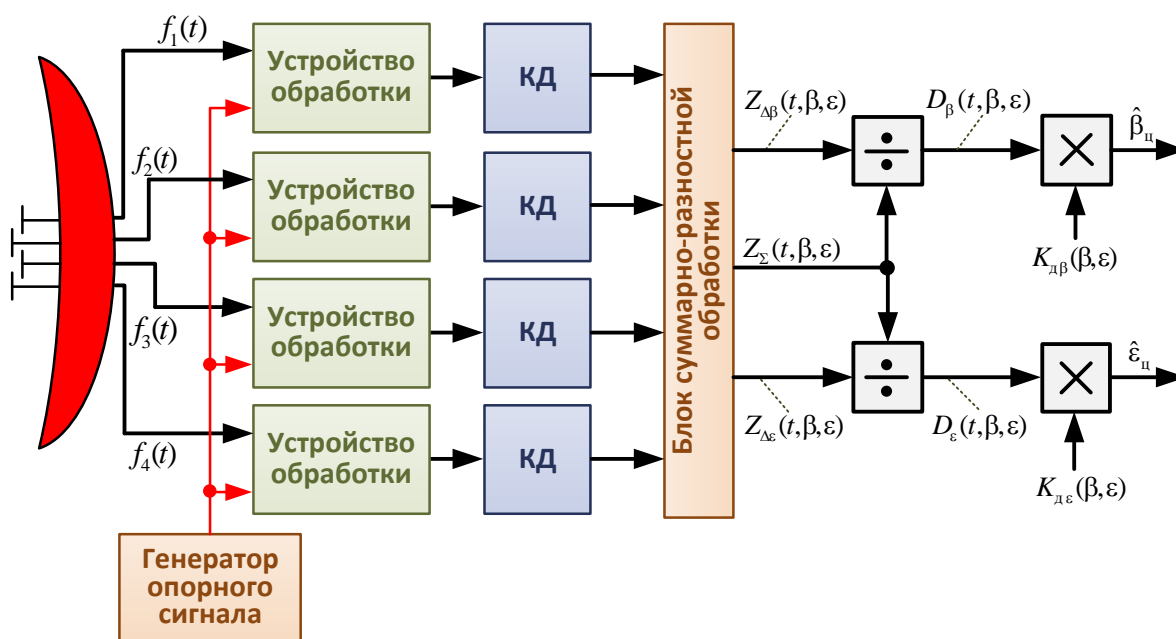


Рис. 6. Дискриминатор угломера при методе амплитудного мгновенного сравнения с четырьмя расстроенными по углам каналами и вычитанием.

Амплитудные характеристики в каналах квазиоптимального дискриминатора, близкие к характеристикам оптимального, могут быть получены за счет суммарно-разностной обработки сигналов (рис. 7), принятых четырьмя антеннами ( $N_a = 4$ ), АДН которых рассовмещены на угол  $\pm\delta\theta_a$  относительно равносигнального направления (рис. 4) [1]:

– для суммарного канала приема:

$$F_{\Sigma}(\beta, \varepsilon) = \sum_{k=1}^{N_a} F(\beta_{ak} - \beta, \varepsilon_{ak} - \varepsilon); \quad (18)$$

– для разностного по азимуту канала приема:

$$F_{\Delta\beta}(\beta, \varepsilon) = [F(\beta_{a1} - \beta, \varepsilon_{a1} - \varepsilon) + F(\beta_{a4} - \beta, \varepsilon_{a4} - \varepsilon)] - [F(\beta_{a2} - \beta, \varepsilon_{a2} - \varepsilon) + F(\beta_{a3} - \beta, \varepsilon_{a3} - \varepsilon)]; \quad (19)$$

– для разностного по углу места канала приема:

$$F_{\Delta\varepsilon}(\beta, \varepsilon) = [F(\beta_{a1} - \beta, \varepsilon_{a1} - \varepsilon) + F(\beta_{a2} - \beta, \varepsilon_{a2} - \varepsilon)] - [F(\beta_{a3} - \beta, \varepsilon_{a3} - \varepsilon) + F(\beta_{a4} - \beta, \varepsilon_{a4} - \varepsilon)] \quad (20)$$

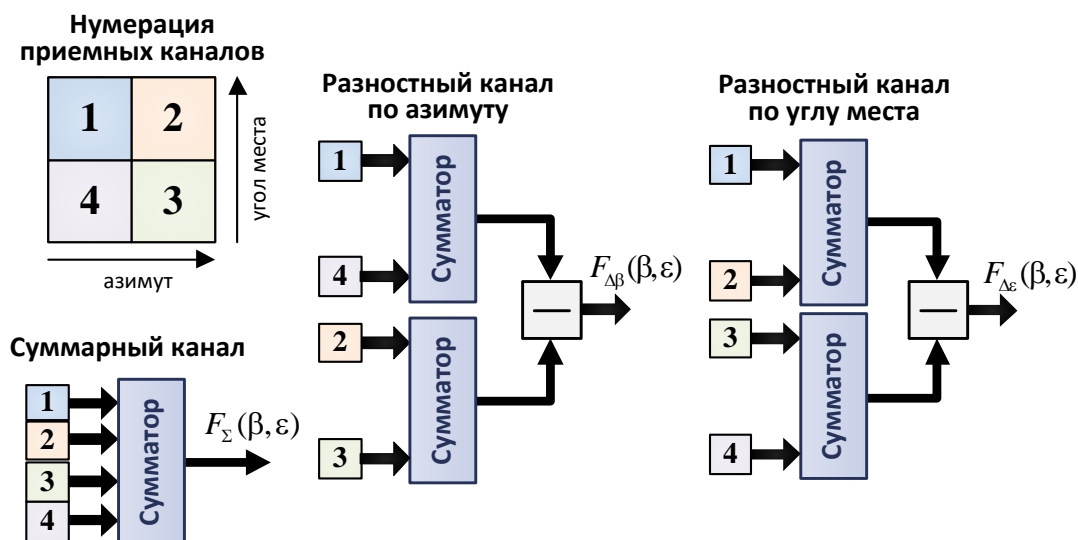


Рис. 7. Пояснение принципа формирования суммарной и разностных АДН

Полезная составляющая обобщенного корреляционного интеграла определяется выражением [1, 9]:

$$S_c(t) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{\phi}(t - \tau) u_r^*(\tau - t_3) m(\tau) d\tau, \quad (21)$$

где  $V_{\phi}(t)$  – импульсная характеристика устройства между периодной когерентной обработкой сигнала;

$t_3$  – время задержки опорного сигнала  $u_r^*(t)$ ;

$m(t)$  – временная структура отраженного сигнала.

Шумовая составляющая обобщенного корреляционного интеграла для суммарного ( $S_{ш1}$ ), разностных по азимуту ( $S_{ш2}$ ) и углу места ( $S_{ш3}$ ) каналов обработки имеет вид:

$$S_{ш1(2,3)}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{\phi}(t - \tau) u_r^*(\tau - t_3)_{1(2,3)}(\tau) d\tau, \quad (22)$$

где  $h_{1(2,3)}$  – внутренний шум (с единичной дисперсией и нулевым математическим ожиданием) суммарного (разностных по азимуту и углу места) канала обработки.

Выражение для сигнала, отраженного от цели имеет вид [1]:

$$m(t) = E_c U_0 (t - t_r) e^{i [2\pi(f_0 + F_{dc})(t - t_r) + \varphi_0]}, \quad (23)$$

где  $E_c$ ,  $\varphi_0$  – амплитуда и фаза отраженного сигнала соответственно;

$U_0(t)$  – закон модуляции одиночного радиоимпульса;

$t_r$  – время запаздывания отраженного сигнала;

$f_0$  – несущая частота;

$F_{dc}$  – частота Доплера сигнала.

Следует отметить, что деление на  $Z_\Sigma(t, \beta, \varepsilon)$  в выражении (14) позволяет стабилизировать крутизну ДХ при различных значениях ОСШ.

#### Этап 4. Построение ДХ.

Для построения ДХ необходимо провести  $N_{\text{оп}}$  независимых измерений сигнала-ошибки  $D_\theta(t, \Delta\theta)$  для угловых рассогласований, изменяющихся в диапазоне  $\Delta\theta = (-\Delta\theta_{0,5} / 2 \dots \Delta\theta_{0,5} / 2)$ . Величина данного диапазона определяется шириной АДН, что соответствует линейному участку ДХ. Далее рассчитанные значения сигнала-ошибки для рассогласования  $\Delta\theta$ , усредняются по совокупности выборок  $N_{\text{оп}}$  [1, 2]:

$$\overline{D_\theta(t, \Delta\theta)} = \frac{1}{N_{\text{оп}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{оп}}} D_\theta(t, \Delta\theta)_i. \quad (24)$$

В ряде случаев, при низком ОСШ ДХ может иметь изрезанный вид. Для ее сглаживания возможно увеличивать размер выборки ( $N_{\text{оп}}$ ), либо использовать аппроксимирующую функцию, реализуемую, например, с помощью математического аппарата MatLab. Так, например, функция  $\text{polyfit}(x, y, n)$ , возвращает вектор коэффициентов полинома  $p(x)$  степени  $n$ , который с наименьшей среднеквадратической ошибкой аппроксимирует функцию  $y(x)$ .

На практике, один из способов оценки углового направления на цель  $\hat{\theta}_ц$  заключается в сопоставлении рассчитанного значения сигнала ошибки  $D_0(t, \theta_ц)$  и теоретической ДХ (эталонной) дискриминатора  $\overline{D_0(t, \Delta\theta)}$ . При этом, истинное значение угловой координаты будет соответствовать рассогласованию  $\theta_s = s\delta\theta$ , при которой разность  $(|\overline{D_0(t, s\delta\theta)} - D_0(t, \theta_ц)|)$  будет минимальной (рис. 8 а):

$$\hat{\theta}_ц = \arg \left[ \min_{s\delta\theta} (|D_0(t, \theta_ц) - \overline{D_0(t, s\delta\theta)}|) \right], \quad (25)$$

где  $s = 0 \dots N_0 - 1$  – номер элементарного участка ДХ;

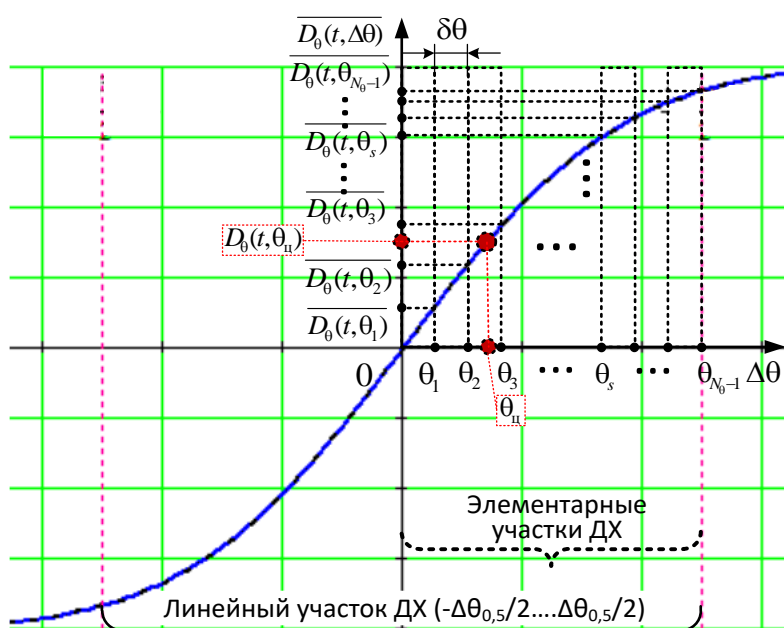
$N_0 = \text{ceil}[\Delta\theta_{0,5} / \delta\theta]$  – количество элементарных участков линейного участка ДХ;

$\text{ceil}[\cdot]$  – функция округления к целому в сторону увеличения;

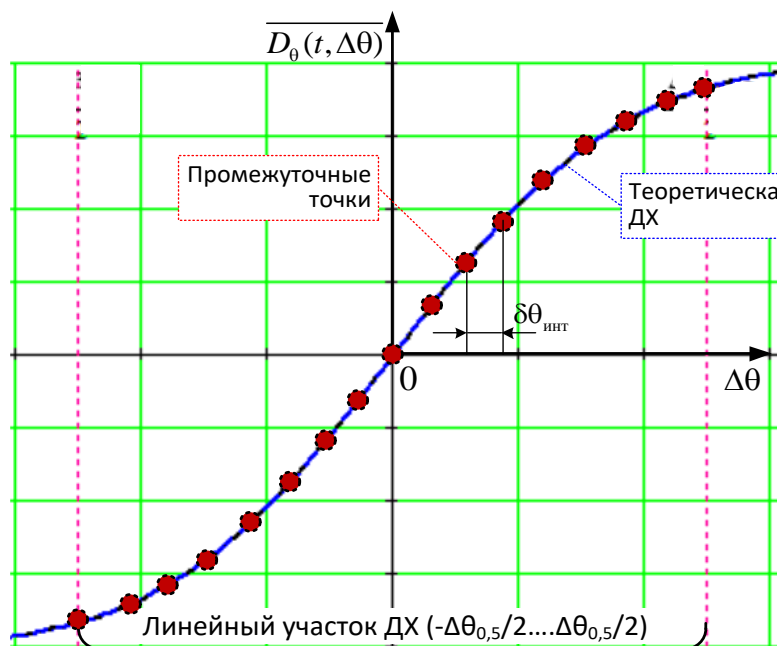
$\delta\theta$  – шаг изменения углового рассогласования (величина элементарного участка ДХ) (рис. 8 а).

Следует отметить, что точность оценки угловой координаты цели  $\hat{\theta}_ц$  повышается с уменьшением шага изменения рассогласования ( $\delta\theta \rightarrow 0$ ), что, в свою очередь, приводит к росту нагрузки на вычислительное устройство.

Одним из способов решения данной проблемы является использование интерполирующей функции ДХ, например, с помощью математического аппарата MatLab. Так, функция  $\text{interp1}(x, v, xq, method)$  строит интерполирующую кривую для одномерного массива  $v$ , заданного на сетке  $x$ . Переменная  $method$  позволяет выбрать метод интерполяции (линейный, кубический, кубический сплайн) с последующим выводом результата на сетку размером  $xq$ . Достоинство использования данного способа повышается в случае, когда требуется построить ДХ дискриминатора для различных частот принимаемого сигнала.



а)



б)

Рис. 8. Пояснение принципа оценки углового направления на цель (а) и интерполяции (б) ДХ

Для правильного выбора параметров интерполирующей функции необходимо выполнить следующую последовательность действий:

- 1) Задать требуемую точность оценки угловой координаты  $\sigma_{\theta_{тр}}$ .
- 2) Построить теоретическую ДХ с шагом изменения углового рассогласования  $\delta\theta \leq \sigma_{\theta_{тр}}$  (рис. 8 а).



3) Задать шаг изменения промежуточных точек  $\delta\theta_{\text{инт}}$  функции (рис. 8 б), необходимых для интерполирования ДХ дискриминатора с последующим формированием массивов угловых рассогласований  $\theta_q = q\delta\theta_{\text{инт}}$  и усредненных значений сигнала ошибки  $\overline{D_\theta(q\delta\theta_{\text{инт}})}_{\text{инт}}$  (где  $q$  – номер промежуточной точки).

Оценить максимальное отклонение интерполированной  $\overline{D_\theta(\Delta\theta)}_{\text{инт}}$  и теоретической  $\overline{D_\theta(t, \Delta\theta)}$  ДХ дискриминатора в пределах ее линейного участка:

$$\sigma_\theta = \arg \left[ \max_q \left( \left| \overline{D_\theta(t, \theta_q)} - \overline{D_\theta(\theta_q)}_{\text{инт}} \right| \right) \right]. \quad (26)$$

Повторение пунктов 3 и 4 осуществляется до момента времени, когда будет выполнено условие  $\sigma_\theta \leq \sigma_{\theta \text{ тр}}$ .

#### Этап 5. Расчет крутизны и линеаризация ДХ.

Как известно, в пределах 20-30% от ширины АДН антенны вид ДХ является практически линейным (рис. 2). В таком случае оценка угловой координаты может определяться согласно выражения [6, 8]:

$$\hat{\theta}_u = \frac{1}{K_D} D_\theta(t, \Delta\theta). \quad (27)$$

Однако, когда рассогласование  $\Delta\theta$  приближается к половине ширины АДН  $\Delta\theta_{0,5}/2$  (к краю линейного участка ДХ) расчет  $K_D$  с использованием выражения (5) приводит к росту ошибки измерения угловой координаты, вызванного закруглением краев ДХ. Для уменьшения данной ошибки необходимо оценивать крутизну ДХ в ее каждой промежуточной точке (рис. 8 б).

$$K_D(\theta_q) = \frac{\overline{D_\theta(\theta_q)}_{\text{инт}} - \overline{D_\theta(\theta_0)}_{\text{инт}}}{\theta_q - \theta_0} = \frac{\overline{D_\theta(q\delta\theta_{\text{инт}})}_{\text{инт}} - \overline{D_\theta(0)}_{\text{инт}}}{q\delta\theta_{\text{инт}}}. \quad (28)$$

Для линейризации ДХ дискриминатора при рассогласованиях  $\Delta\theta$  меньших, чем шаг изменения промежуточных точек  $\delta\theta_{\text{инт}}$  возможно использовать интерполирующую функцию, например, реализуемую с помощью математического аппарата MatLab (рассмотренная на этапе 4).

### Этап 6. Построение ФХ.

Для построения ФХ дискриминатора необходимо оценить дисперсию сигнала ошибки угловых координат  $D_{\theta}(t, \theta_q)$  в промежуточных точках ДХ  $\theta_q = q\delta\theta_{\text{инт}}$  (рис. 8 б), находящихся в диапазоне  $(-\Delta\theta_{0,5} / 2 \dots \Delta\theta_{0,5} / 2)$ :

$$S_{\xi_{\theta}}(0, \theta_q) = \frac{1}{N_{\text{оп}}} \sum_{i=0}^{N_{\text{оп}}-1} \left[ D_{\theta}(t, \theta_q)_i - \overline{D_{\theta}(\theta_q)}_{\text{инт}} \right]^2. \quad (29)$$

Для уточнения ФХ дискриминатора при рассогласованиях  $\Delta\theta$  меньших, чем шаг изменения промежуточных точек  $\delta\theta_{\text{инт}}$  возможно использовать интерполирующую функцию, например, реализуемую с помощью математического аппарата MatLab (рассмотренная на этапе 4).

Таким образом, отличительными особенностями модифицированной методики определения характеристик дискриминатора от обобщенной [1, 2, 8, 9] при условии оценки измеряемых параметров с требуемой точностью  $\sigma_{\theta \text{ тр}}$  заключаются в следующем:

1) Определяется необходимое количество промежуточных точек интерполирующей функции ДХ дискриминатора с последующим вычислением ее максимального отклонения  $\sigma_{\theta}$  от теоретической ДХ (выражение (24)) в пределах линейного участка (выражение (26)) при условии, что  $\sigma_{\theta} \leq \sigma_{\theta \text{ тр}}$ .

2) Оценивается крутизна ДХ в ее каждой промежуточной точке (выражение (28)), что позволит уменьшить ошибку измерения угловой координаты в пределах всего линейного участка ДХ. Для линейризации ДХ дискриминатора при рассогласованиях  $\Delta\theta$  меньших, чем шаг изменения промежуточных точек  $\delta\theta_{\text{инт}}$  возможно использовать интерполирующую

функцию, например, реализуемую с помощью математического аппарата MatLab.

3) Рассчитывается ФХ дискриминатора путем оценки дисперсии сигнала ошибки угловых координат  $D_\theta(t, \theta_q)$  в промежуточных точках ДХ  $\theta_q = q\delta\theta_{\text{инт}}$  (рис. 8 б), находящихся в пределах ее линейного участка  $(-\Delta\theta_{0,5} / 2 \dots \Delta\theta_{0,5} / 2)$ . При рассогласованиях  $\Delta\theta$  меньших, чем шаг изменения промежуточных точек  $\delta\theta_{\text{инт}}$  возможно использовать интерполирующую функцию, например, реализуемую с помощью математического аппарата MatLab.

### 3. Результаты исследований и их обсуждение

В соответствии со структурой проведения математического моделирования (рис. 9), выполнен расчет характеристик дискриминатора угломера (дискриминационной и флуктуационной) для частот  $f_0 = 8 - 12$  ГГц при методе амплитудного мгновенного сравнения с четырьмя расстроенными по углам каналами и вычитанием (рис. 6) с использованием методики, рассмотренной в предыдущем разделе. В качестве парциальных антенн используются рупора, размеры которых рассчитаны для частоты  $f_0 = 10$  ГГц. Требуемая точность оценки угловых координат составляла  $\sigma_{\theta_{\text{тр}}} = 0,1^\circ$ .

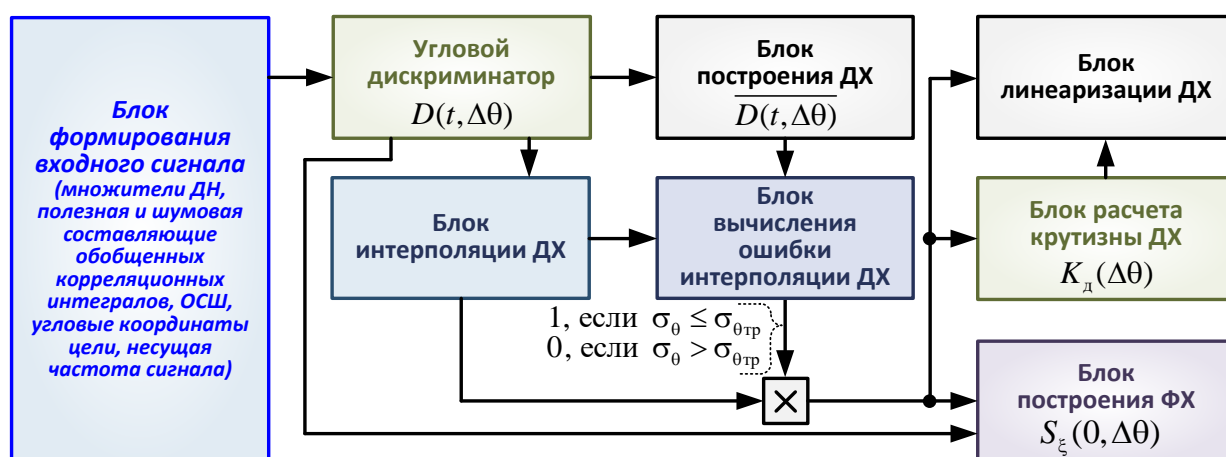


Рис. 9. Структура проведения математического моделирования.

Используемые параметры моделирования представлены в таблице 1.

Таблица 1. Используемые параметры моделирования.

Наименование параметра	Значение параметра
Частота, для которой рассчитаны габариты рупора, ГГц	$f_0 = 10$
Требуемое ОСШ, дБ	$\gamma_{\text{тр}} = 30$
Несущая частота принятого сигнала, ГГц	$f_0 = (8 - 12)$
Ширина АДН:	
– по азимуту, град.	$\Delta\beta = 22,5$
– по углу места, град.	$\Delta\varepsilon = 40$
Диапазон изменения рассогласования:	
– по азимуту, град.	$\delta\beta = (-11,25 \dots + 11,25)$
– по углу места, град.	$\delta\varepsilon = (-20 \dots + 20)$
Отклонение максимума парциальной АДН от равносигнального направления:	
– по азимуту, град.	$\delta\beta_a = 11,25$
– по углу места, град.	$\delta\varepsilon_a = 20$
Интерполирующая функция ДХ и ФХ	кубическая
Шаг промежуточных точек интерполирующей функции ДХ:	
– по азимуту, град.	$\delta\beta_{\text{инт}} = 1$
– по углу места, град.	$\delta\varepsilon_{\text{инт}} = 1$
– по частоте, ГГц	$\delta f_{\text{инт}} = 2$
Количество независимых опытов для расчета ДХ и ФХ	$N_{\text{оп}} = 1000$

Математическое моделирование включало следующие этапы:

1) Формирование входного сигнала дискриминатора, учитывающего амплитудные множители диаграммы направленности (выражения (18)-(20)), угловое положение цели  $\theta$  (азимут и угол места), требуемое значение ОСШ  $\gamma_{\text{тр}}$ , полезную и шумовую составляющие обобщенных корреляционных интегралов (выражения (21) и (22)) соответственно) и несущую частоту  $f_0$  (рис. 9).

2) Установка требуемой точности оценки угловых координат  $\sigma_{\theta_{\text{тр}}}$ . Для фиксированного значения частоты принятого сигнала и углового рассогласования рассчитывается  $N_{\text{оп}}$  сигналов ошибок в дискриминаторе угломера с четырьмя взаимно расстроенными каналами и вычитанием (рис. 6)

в соответствии с (14). Данные измерения повторяются для угловых рассогласований, изменяющихся в диапазоне  $\delta\beta = (-11,25 \dots +11,25)^\circ$  с шагом  $\delta\theta \leq \sigma_{\theta_{тр}}$ , а для частот –  $f_0 = (8 - 12)$  ГГц с шагом  $\delta f$ .

3) Построение теоретической ДХ измерителя угломера в соответствии с (24).

4) Установка шага изменения промежуточных точек интерполирующей функции ДХ по углу  $\delta\theta_{инт}$  и частоте  $\delta f_{инт}$ .

5) Расчет максимального отклонения интерполированной  $\overline{D_0(\Delta\theta)}_{инт}$  и теоретической  $\overline{D_0(t, \Delta\theta)}$  ДХ дискриминатора в пределах ее линейного участка в соответствии с (26). В том случае, если  $\sigma_\theta \leq \sigma_{\theta_{тр}}$ , то осуществляется переход к этапу построения ФХ и оценки крутизны ДХ. В ином случае ( $\sigma_\theta > \sigma_{\theta_{тр}}$ ) выполнение пунктов 4 и 5 повторяется до выполнения условия  $\sigma_\theta \leq \sigma_{\theta_{тр}}$ .

6) Построение ФХ измерителя угломера в соответствии с (29).

7) Расчет крутизны (выражение (28)) и линеаризация ДХ дискриминатора угломера (выражение (27)).

На рис. 10 а представлены пространственные парциальные АДН четырех рупоров, рассовмещенных относительно равносигнального направления на углы  $\delta\beta_a = \pm 11,25^\circ$  и  $\delta\epsilon_a = \pm 20^\circ$ , а на рис. 10 б – их проекция на плоскость  $(\beta, \epsilon)$ .

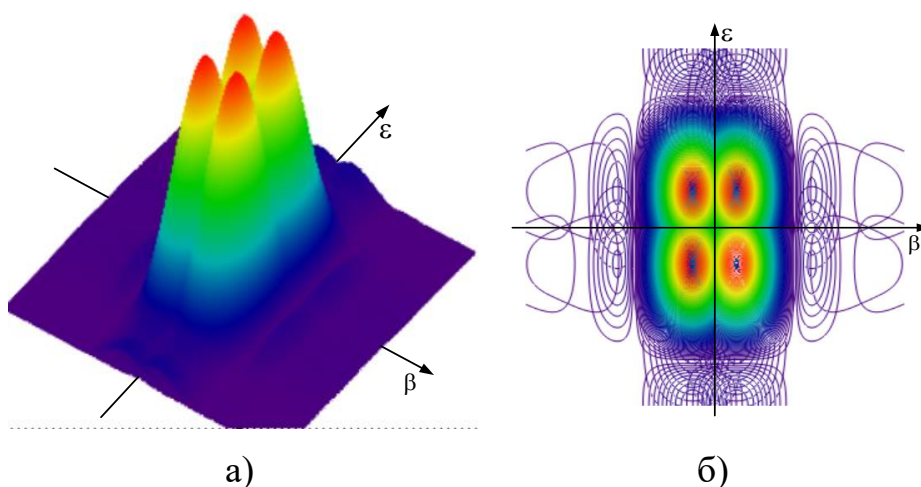


Рис. 10. Парциальные АДН (пространственная АДН (а) и проекция на плоскость  $(\beta, \epsilon)$  (б)), формируемые 4-мя рупорами.

На рис. 11 и 12 представлены суммарная, разностная по азимуту и углу места АДН соответственно.

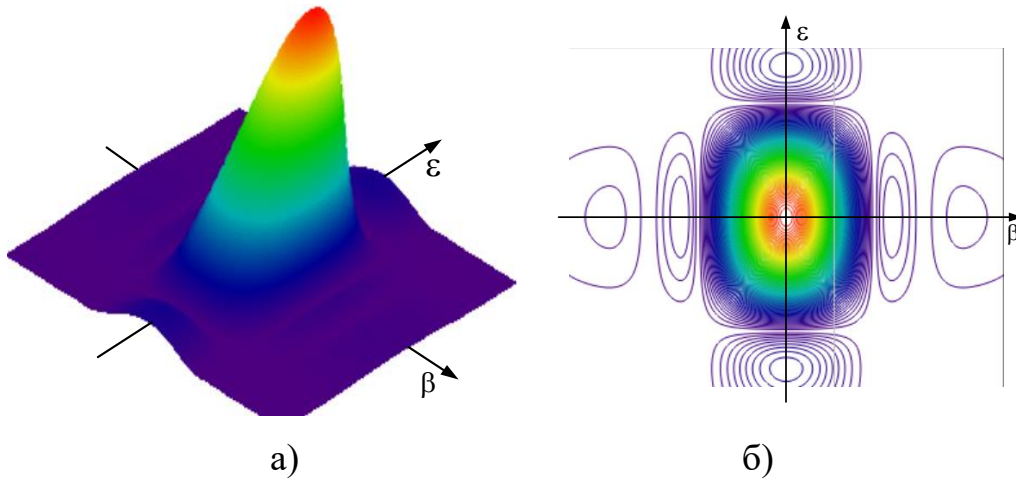


Рис. 11. Суммарная АДН (пространственная АДН (а) и проекция на плоскость  $(\beta, \epsilon)$  (б)), формируемые 4-мя рупорами.

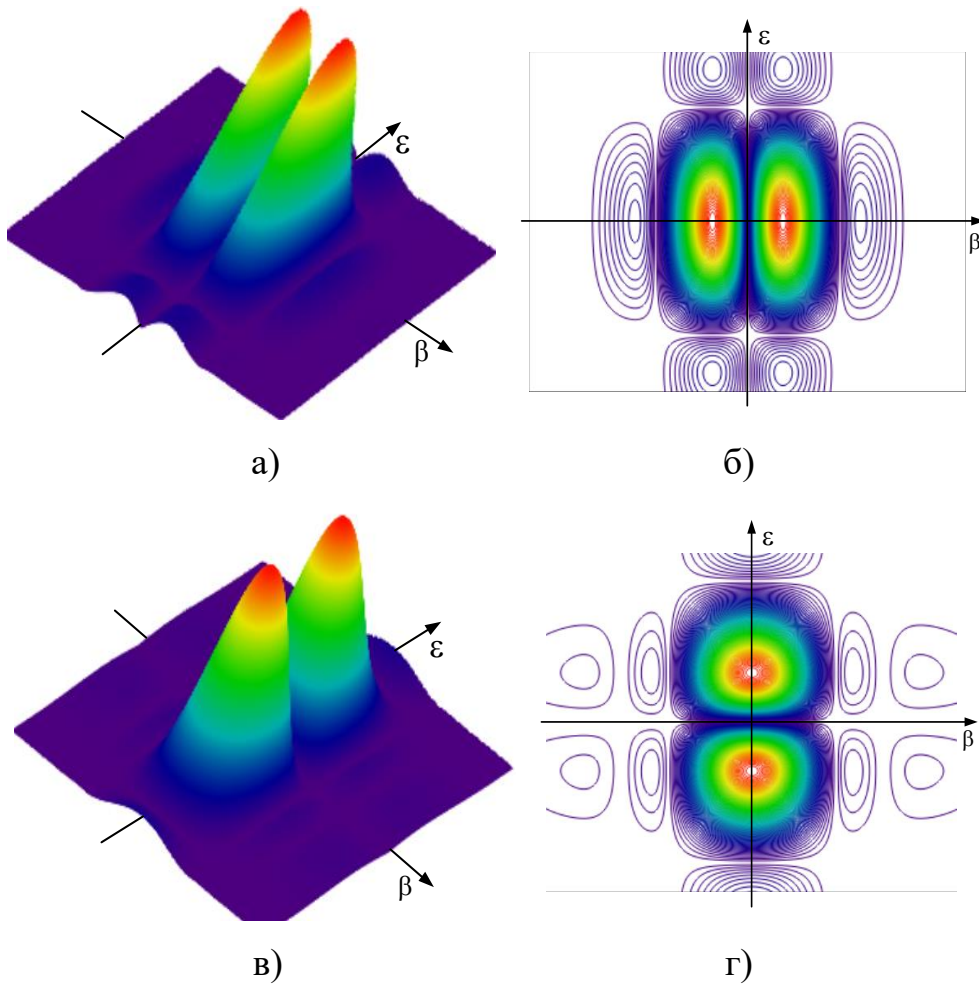


Рис. 12. Разностные АДН по азимуту (а и б) и углу места (в и г) (пространственная АДН (а, в) и проекция на плоскость  $(\beta, \epsilon)$  (б, г)), формируемые 4-мя рупорами

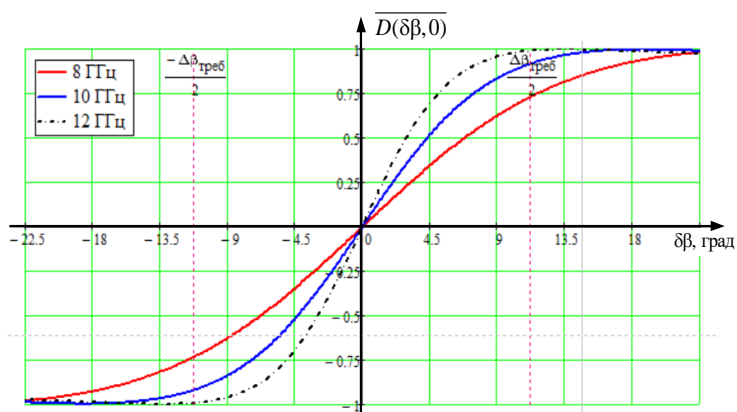
Сопоставительный анализ теоретической и интерполированной ДХ дискриминатора угломера с четырьмя расстроенными каналами и вычитанием показал, что для обеспечения измерения угловых координат цели с точностью  $\sigma_\theta = 0,1^\circ$  достаточно использовать промежуточные точки интерполирующей функции по углу  $\delta\theta_{\text{инт}} = 1^\circ$ , а по частоте –  $\delta f_{\text{инт}} = 2$  ГГц. Например, в таблице 2 представлены значения промежуточных точек интерполирующей функции ДХ дискриминатора измерителя азимута.

Таблица 2. Промежуточные точки интерполирующей функции ДХ дискриминатора азимута.

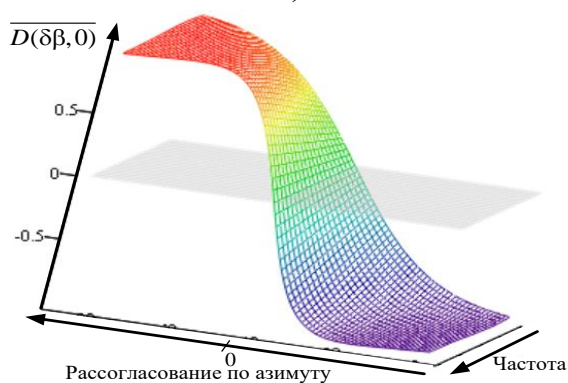
Частота, ГГц	Величина рассогласования по азимуту ( $\delta\beta$ ), град					
	1	2	3	4	5	6
$f_0 = 8$	0,08	0,159	0,236	0,311	0,383	0,451
$f_0 = 10$	0,127	0,25	0,367	0,475	0,572	0,657
$f_0 = 12$	0,189	0,367	0,523	0,655	0,759	0,838
Частота, ГГц	Величина рассогласования по азимуту ( $\delta\beta$ ), град					
	7	8	9	10	11	12
$f_0 = 8$	0,08	0,159	0,236	0,311	0,383	0,451
$f_0 = 10$	0,127	0,25	0,367	0,475	0,572	0,657
$f_0 = 12$	0,189	0,367	0,523	0,655	0,759	0,838

На рис. 13 представлен пример построения ДХ и ФХ дискриминатора угломера с четырьмя расстроенными каналами и вычитанием для частоты принятого сигнала  $f_0 = 8 - 12$  ГГц и нулевого рассогласования по углу места  $\delta\varepsilon = 0^\circ$ .

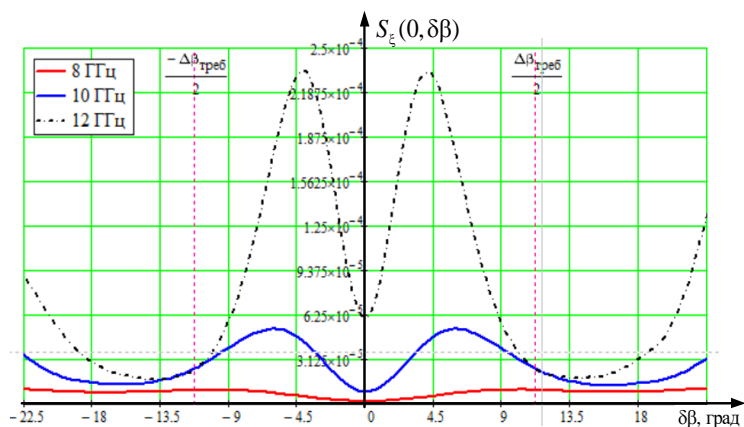
Анализ рис. 13 а и 13 б показал, что крутизна ДХ дискриминатора азимута изменяется от 0,079 1/град ( $f_0 = 8$  ГГц) до 0,183 1/град ( $f_0 = 12$  ГГц), а значение эквивалентной спектральной плотности мощности возмущающего воздействия (рис. 13 в и 13 г) от  $S_{\xi\beta}(0,0) = 1,8 \cdot 10^{-6}$  град<sup>2</sup>/Гц ( $f_0 = 8$  ГГц) до  $S_{\xi\beta}(0,0) = 6,0 \cdot 10^{-5}$  град<sup>2</sup>/Гц ( $f_0 = 12$  ГГц).



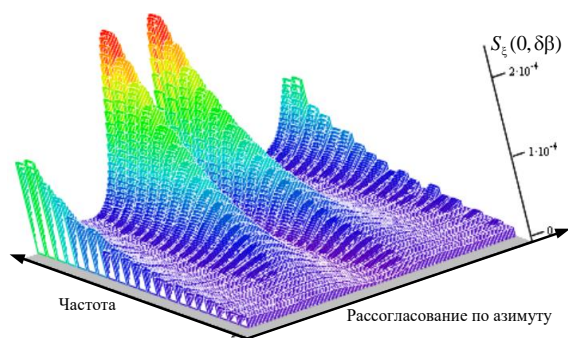
а)



б)



в)



г)

Рис. 13. Результаты расчета ДХ (ДХ по азимуту (а) и зависимость ДХ от частоты (б)) и ФХ (ФХ по азимуту (в) и зависимость ФХ от частоты (г)) дискриминатора угломера.



На рис. 14 представлен результат расчета крутизны (рис. 14 а) и линейаризации (рис. 14 б) ДХ дискриминатора угломера для частоты принятого сигнала, изменяющейся в диапазоне  $f_0 = 8 - 12$  ГГц и нулевого рассогласования по углу места  $\delta\varepsilon = 0^\circ$ .

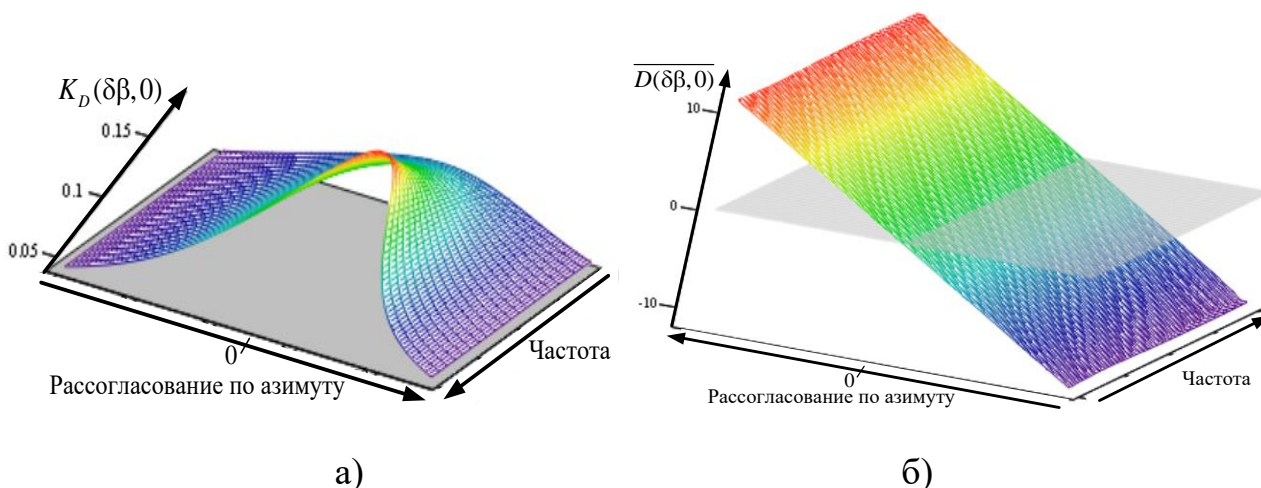


Рис. 14. Результаты расчета крутизны (зависимость крутизны ДХ от частоты (а)) и линейаризации ДХ (зависимость линейаризованной ДХ от частоты(б)) дискриминатора угломера.

Анализ рис. 14 а показал, что крутизна ДХ дискриминатора азимута изменяется от 0,079 1/град ( $f_0 = 8$  ГГц) до 0,183 1/град ( $f_0 = 12$  ГГц). Учет крутизны позволяет линейаризовать ДХ дискриминатора угломера (рис. 14 б).

Таким образом, в отличии от обобщенной методики построения характеристик дискриминатора [1, 2, 8, 9] модифицированная методика позволяет получить оценки измеряемых параметров с требуемой точностью: при использовании меньшего количества промежуточных точек ДХ; при снижении вычислительных затратах спецвычислителя; уменьшении объема выделяемой памяти необходимой для хранения промежуточных точек ДХ, потребных для ее интерполяции.

## Заключение

Отличительными особенностями модифицированной методики определения характеристик дискриминатора от обобщенной [1, 2, 8, 9] при условии оценки измеряемых параметров с требуемой точностью  $\sigma_{\theta \text{ тр}}$  заключаются в следующем:

1) Определяется необходимое количество промежуточных точек интерполирующей функции ДХ дискриминатора с последующим вычислением ее максимального отклонения  $\sigma_{\theta}$  от теоретической ДХ в пределах линейного участка при условии, что  $\sigma_{\theta} \leq \sigma_{\theta \text{ тр}}$ .

2) Оценивается крутизна ДХ в ее каждой промежуточной точке, что позволит уменьшить ошибку измерения угловой координаты в пределах всего линейного участка ДХ. Для линейризации ДХ дискриминатора при рассогласованиях  $\Delta\theta$  меньших, чем шаг изменения промежуточных точек  $\delta\theta_{\text{инт}}$  возможно использовать интерполирующую функцию.

3) Рассчитывается ФХ дискриминатора путем оценки дисперсии сигнала ошибки угловых координат в промежуточных точках ДХ, находящихся в пределах ее линейного участка. При рассогласованиях  $\Delta\theta$  меньших, чем шаг изменения промежуточных точек  $\delta\theta_{\text{инт}}$  возможно использовать интерполирующую функцию.

В отличие от обобщенной методики построения характеристик дискриминатора [1, 2, 8, 9] модифицированная методика позволяет получить оценки измеряемых параметров с требуемой точностью: при использовании меньшего количества промежуточных точек ДХ; при снижении вычислительных затратах спецвычислителя; уменьшении объема выделяемой памяти необходимой для хранения промежуточных точек ДХ, потребных для ее интерполяции.

## Литература

1. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Москва, Воениздат. 1983. 456 с.
2. Охрименко А.Е. Основы обработки и передачи информации. Минск, МВИЗРУ ПВО. 1990. 180 с.
3. Ширман Я.Д. и др. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник. Москва, Радиотехника. 2007. 512 с.
4. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. Москва, Радио и связь. 1981. 416 с.
5. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерителям. Москва, Советское радио. 1976. 392 с.
6. Леонов А.И. Моноимпульсная радиолокация. Москва, Радио и связь. 1984. 312 с.
7. Родс Д.Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию. Москва, Советское радио. 1960. 160 с.
8. Бакут П.А. Вопросы статистической теории радиолокации. Том 2. Москва, Советское радио. 1964. 1080 с.
9. Горшков С.А. Основы радиолокации: конспект лекций. Ч.3. Минск, ВА РБ. 2015. 178 с.
10. Юрцев О.А. Резонансные и апертурные антенны. Минск, БГУИР, 2000. Часть 2. 89 с.

### Для цитирования:

Буйлов Е.Н., Солонар А.С. Модифицированная методика расчета характеристик дискриминатора угломера в моноимпульсном радиолокаторе методом амплитудного мгновенного сравнения. // Журнал радиоэлектроники. 2024. – № 6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.6.3>