

Измерение угловой координаты в когерентном режиме РЛС обзорного типа

М.С. Смирнов¹, В.В. Костров¹, Т.Г. Кострова², А.К. Бернюков³

¹Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета им. А.Г. и Н.Г. Столетовых

602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23 E-mail: vvk@mit.ru

²Муромский техникум радиоэлектронного приборостроения

602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55.

³Владимирский государственный университет им. А.Г. и Н.Г. Столетовых
600000, г. Владимир, ул. Горького, 87

В докладе рассматривается задача оценивания азимута цели при когерентной обработке сигналов и круговом обзоре. Отмечается, что для решения данной задачи может быть использовано быстрое преобразование Фурье (БПФ). Представлены результаты анализа влияния пропусков пакетов на азимутальный профиль цели.

In report is considered problem of targets azimuth estimation under coherent processing signal in surveillance radar. It is noted that for decision given problems can be used fast Fourier transformation (FFT). The presented results of the analysis of the influence gap package on azimuth target profile.

Задача оценивания угловой координаты входит в число основных задач первичной обработки радиолокационных сигналов. Для радиолокационных станций (РЛС) обзорного типа наиболее характерным является амплитудный метод пеленгации, использующий зависимость амплитуды принятого сигнала от разности углов $\alpha_{\max} - \alpha$ между направлением максимума результирующей диаграммы направленности антенной системы (ДНА) и направлением прихода радиоволн, отраженных или излученных пеленгуемым объектом. Результирующая ДНА $g(\alpha)$ определяется произведением ДНА передающей и приемной антенн.

Для синтеза алгоритмов обработки сигналов при пеленгации в обзорном режиме используется критерий максимального правдоподобия [1,2]. В данном докладе сделана попытка провести синтез алгоритмов для решения задачи пеленгации при когерентной обработке сигналов. Предполагаем, что вращение антенны происходит с постоянной скоростью, диаграмма направленности антенны симметрична, а цели являются точечными и неподвижными за время их наблюдения. В этих условиях оценка азимута цели сводится к нахождению центра пачки эхо-сигналов, полученной после устройства сжатия импульсов. Поскольку период следования импульсов существенно превышает длительность импульсов, шум в каждом отсчете пачки является некоррелированным.

При многоуровневом квантовании входных данных цифровой измеритель получается путем построения цифрового эквивалента оптимального измерителя, синтезированного методом максимального правдоподобия. Функция правдоподобия для оценивания азимута цели $\alpha_{Ц}$ по пачке N импульсов $\vec{u} = \{u_i\} = \{u_1, u_2, \dots, u_N\}$ на выходе вычислителя модуля или амплитудного детектора при наличии шумов имеет вид

$$w(\{u_i\} / \alpha_{Ц}) = \prod_{i=1}^N \frac{u_i}{\sigma_{Ш}^2} \exp\left(-\frac{u_i^2 + u_{Ci}^2}{2\sigma_{Ш}^2}\right) I_0\left(\frac{u_i u_{Ci}}{\sigma_{Ш}^2}\right), \quad (1)$$

где $u_{Ci} = u_{C0} g(\alpha_i, \alpha_{Ц})$;

u_{C0} – амплитуда сигнала в центре пачке;

$g(\alpha_i, \alpha_{Ц})$ – диаграмма направленности антенны на прием и передачу;

α_i – значение азимутального угла при приеме i -го импульса пачки.

Поскольку измерение азимута цели производится после ее обнаружения, то можно положить $u_{C0} \gg \sigma_{Ш}$. Так как $I_0(x) \approx e^x$ при $x \gg 1$, то в выражении (1) $I_0(u_i u_{Ci} / \sigma_{Ш}^2) \approx \exp(u_i u_{Ci} / \sigma_{Ш}^2)$.

Логарифм функции правдоподобия теперь принимает вид:

$$\ln w(\vec{u} | \alpha_{Ц}) = \sum_{i=1}^N \ln \frac{u_i}{\sigma_{Ш}^2} - \frac{1}{2\sigma_{Ш}^2} \sum_{i=1}^N [u_i^2 - 2u_i u_{C0} g(\alpha_i, \alpha_{Ц}) + u_{C0}^2 g^2(\alpha_i, \alpha_{Ц})]. \quad (2)$$

Дифференцируя выражение (2) по $\alpha_{Ц}$ и приравнявая производную нулю при $\alpha_{Ц} = \hat{\alpha}_{Ц}$, получаем уравнение правдоподобия

$$\frac{\partial \ln w}{\partial \alpha_{Ц}} = \frac{u_{C0}}{\sigma_{Ш}^2} \sum_{i=1}^N u_i \frac{\partial g(\alpha_i, \alpha_{Ц})}{\partial \alpha_{Ц}} - \frac{u_{C0}^2}{\sigma_{Ш}^2} \sum_{i=1}^N g(\alpha_i, \alpha_{Ц}) \frac{\partial g(\alpha_i, \alpha_{Ц})}{\partial \alpha_{Ц}} \Big|_{\alpha_{Ц} = \hat{\alpha}_{Ц}}. \quad (3)$$

Вторая сумма в выражении (3) не зависит от амплитуд принимаемых импульсов пачки, а определяется только формой диаграммы направленности антенны. При симметричной форме диаграммы направленности эта сумма равна нулю. Поэтому окончательное выражение для уравнения правдоподобия имеет вид

$$\sum_{i=1}^N u_i \eta'(\alpha_i, \hat{\alpha}_{Ц}) = 0, \quad (4)$$

где $\eta'(\alpha_i, \hat{\alpha}_{Ц}) = \partial g(\alpha_i, \alpha_{Ц}) / \partial \alpha_{Ц} \Big|_{\alpha_{Ц} = \hat{\alpha}_{Ц}}$ – дискретная весовая функция (рис. 1).

Дискретная весовая функция имеет вид дискриминационной характеристики, крутизна которой зависит от формы диаграммы направленности, а нулевая точка совпадает с ее максимумом ДНА.

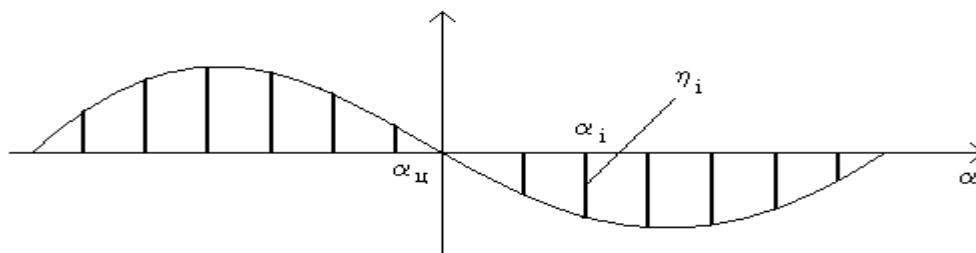


Рис. 1. Дискриминационная характеристика

Несимметричная форма весовой функции характеризует количество информации об азимуте цели, содержащиеся в импульсах, расположенных на различных расстояниях от центра пачки. Выражение (4) представляет собой оптимальный алгоритм оценивания азимута цели. Структурная схема соответствующего цифрового измерителя приведена на рис. 2, где СФН – схема фиксации нуля. Запоминающее устройство ЗУ реализует в каждом кольце дальности “движущееся окно”, что позволяет осуществлять скользящее весовое суммирование поступающих отсчетов. В момент прохождения весовой суммой нуля при условии наличия сигнала обнаружения выдается импульс отсчета (ИО) оценки азимута $\hat{\alpha}_{Ц}$. Задержка середины пачки в ЗУ

приводит к постоянному смещению оценки $\hat{\alpha}_{Ц}$ на половину ширины ДН антенны $\alpha_{0,5}/2$.

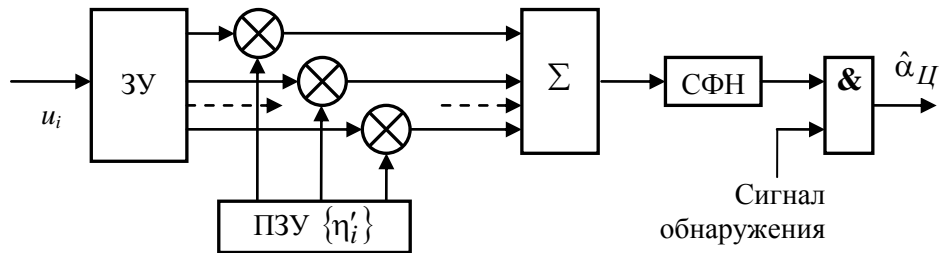


Рис. 2. Структурная схема измерителя угловых координат с непрерывным сканированием

При дискретном сканировании антенный луч в пределах просматриваемой зоны принимает ряд фиксированных положений. В конечном счете, пеленг цели θ (азимут или угол места) оказывается между направлениями максимального излучения θ_1 и θ_2 двух смежных положений антенного луча. В каждом положении луча с выхода ВМ поступают последовательности $\{u_{1i}\}$ и $\{u_{2i}\}$, состоящие соответственно из N_1 и N_2 отсчетов. Логарифмы функции правдоподобия $w(\{u_{1i}\}/\theta)$ и $w(\{u_{2i}\}/\theta)$ описываются аналогичными (2) выражениями с тем отличием, что амплитуда сигнала не зависит от i и пропорциональна значению диаграммы направленности $g_1 = g(\theta - \theta_1)$ и $g_2 = g(\theta - \theta_2)$, т.е. $u_{(1,2)i} = u_{C0}g_{1,2}$.

Измерение азимута цели может осуществляться с помощью симметричной весовой функции, используемой при обнаружении пачки. В этом случае необходимо фиксировать угловое положение максимума взвешенной суммы

$$\sum_{i=1}^N u_i g(\alpha_i) = \max \quad \text{— при обработке сильных сигналов,} \quad (5)$$

$$\sum_{i=1}^N u_i^2 g^2(\alpha_i) = \max \quad \text{— при обработке слабых сигналов.} \quad (6)$$

Следует отметить общее свойство оценок, получаемых с использованием весовой обработки с симметричной или несимметричной весовой функцией. Оценка угловой координаты, полученная по максимуму взвешенной суммы или моменту прохождения через ноль, может соответствовать не главному, а локальному максимуму, что приводит к появлению аномальных ошибок измерения и снижению точности.

Пути технической реализации оптимального измерителя угловой координаты, определяемого алгоритмами (4) – (6), могут быть различными. Наиболее общий путь сводится к следующему. Пусть θ (область значений параметра $\alpha_{Ц}$) представляет собой отрезок прямой с граничными точками θ_{\max} и θ_{\min} . Разобьем этот отрезок на несколько отрезков точками $\theta_i, i = 1, 2, 3, \dots, k$, положив $\theta_{\min} = \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_k = \theta_{\max}$.

Условный логарифм отношения правдоподобия $Z(\vec{u}|\theta)$, являющийся функцией непрерывного параметра θ , аппроксимируется в этом случае совокупностью условных отношений правдоподобия $\{Z(\vec{u}|\theta_i), i = 1, 2, 3, \dots, k\}$. В результате приходим к многоканальному измерителю (рис. 3). Каждый из каналов формирует условное отношение правдоподобия для фиксированного значения параметра θ , т. е. для

значений $\theta_i, i = 1, 2, 3, \dots, k$. Схема выбора максимума определяет номер канала с максимальным выходным эффектом. Если окажется, что $Z(\bar{u}|\theta_i) > Z(\bar{u}|\theta_j)$ для всех $j = 1, 2, 3, \dots, k, j \neq i$, то за оценку параметра θ принимается значение θ_i .

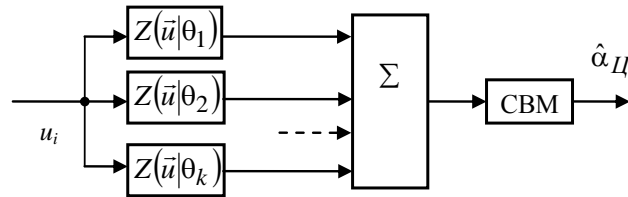


Рис. 3. Структурная схема многоканального измерителя (СВМ – схема выбора максимума)

Число каналов k многоканального измерителя можно определить, задавшись допустимым снижением точности измерения по сравнению с потенциальной точностью. В радиолокационных измерителях число каналов обычно выбирают с учетом, разрешающей способности РЛС Δ_θ по измеряемому параметру θ : $k = (\theta_{\max} - \theta_{\min}) / \Delta_\theta$. Это число каналов является, вообще говоря, минимальным; на практике его обычно увеличивают, чтобы обеспечить необходимое перекрытие каналов.

На секторах наблюдения эхо-сигналов организовать многоканальность можно с использованием дискретного преобразования Фурье. При этом параллельно решаются две задачи оценивания доплеровского смещения частоты (фильтровая обработка) и оценивание азимутальной координаты по азимутальному профилю цели (свертка с опорным сигналом). Сокращение вычислительных затрат достигается за счет использования быстрых алгоритмов дискретного преобразования Фурье [3].

После преобразования сигналов производится постобработка полученной информации, в состав которой включается: спектральный анализ (для последующей классификации обнаруженных целей и определения скорости движения), определение положения максимума коэффициентов Фурье, номера начального и конечного положения коэффициентов Фурье (для получения оценки ширины спектра) и т.п.

В связи с тем, что возможны пропуски пакетов с данными зондирования, целесообразно рассмотреть влияние количества пропусков на форму азимутального профиля цели. На рис. 4 приведен график коэффициентов Фурье в зависимости от номера отсчета при отсутствии пропусков пакетов. Уровень спектральных составляющих выражен в децибелах относительно максимального значения, при этом нижний уровень искусственно ограничен величиной минус 40 дБ. Данный график принят в качестве эталонного для последующего сравнения результатов.

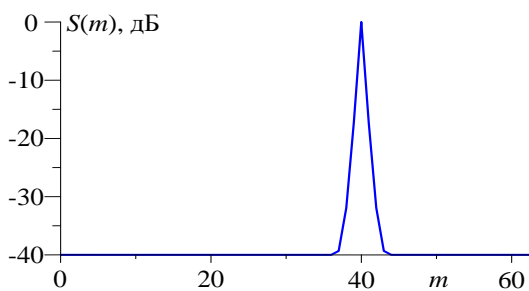


Рис. 4. Азимутальный профиль цели

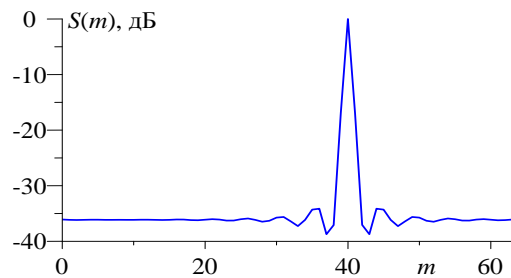


Рис. 5. Профиль при пропуске пакета

На рис. 5. приведен график зависимости $S(m)$ при одном пропуске пакета с номером $k = 13$. Как видно из графика, вокруг основного лепестка образовался фон со средним уровнем примерно минус 36 дБ. При двух пропусках пакетов уровень отдельных боковых лепестков возрос и стал примерно минус 30 дБ. На рис. 6 приведен график зависимости $S(m)$ при трех пропусках пакетов с периодичностью в 4 отсчета. Уровень отдельных боковых лепестков возрос и стал примерно минус 25 дБ. Как видно из графика, на структуру боковых лепестков начинает сказываться периодичность пропусков.

При дальнейшем увеличении числа пропусков пакетов наблюдается еще большая деградация азимутального профиля. При пяти пропусках пакетов с периодичностью в 4 отсчета уровень отдельных боковых лепестков возрастает до минус 20 дБ. Следует заметить, что боковые лепестки, также как и пропуски, имеют периодическую структуру (в данном случае – аналогичную представленной на рис. 6). Нарушение периодичности пропусков приводит к нарушению периодичности структуры боковых лепестков. На рис. 7 приведен график зависимости $S(m)$ при пяти пропусках пакетов с номерами пропусков из ряда простых чисел. Максимумы уровня большинства боковых лепестков располагаются в основном в пределах – 27...– 21 дБ.

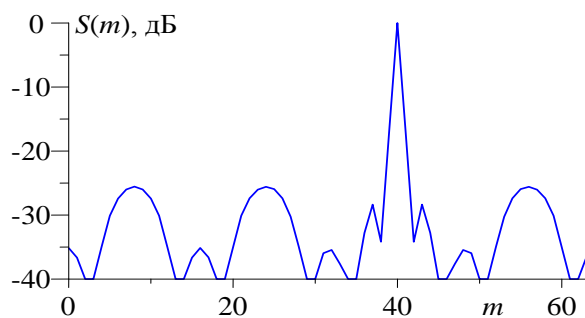


Рис. 6. Профиль при пропуске 3-х пакетов

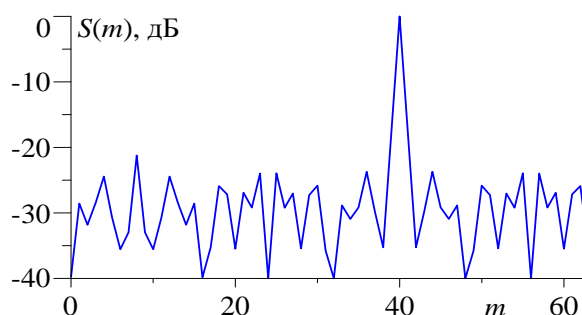


Рис. 7. Профиль при пропуске 5-и пакетов

Таким образом, проведенное моделирование показало, что пропуски пакетов заметно сказываются на качестве обработанного сигнала. Уровень нежелательных боковых лепестков в зависимости от количества пропусков возрастает до – 30...– 20 дБ, что затрудняет наблюдение подвижных целей с малой отражающей поверхностью. В докладе рассмотрены различные технические решения по снижению влияния этих эффектов.

Литература

1. Авдеев В.В. Потенциальная точность пеленгования дружно флуктуирующей цели // Радиотехника. 1965. Т.20. № 7.
2. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
3. Бобров Д.Ю., Доброжанский А.П., Зайцев Г.В. и др. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС. Часть 2: Алгоритмы обработки радиолокационных сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2002. Вып. 1. С.28-39.