ОЦЕНКА РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ КОГЕРЕНТНОЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Ю. А. Мельник

Ленинград

В радиолокационных системах различного назначения все большее развитие получают методы когерентной обработки сигналов с использованием априорных сведений о законе изменения фазы, обусловленном движением цели. Строгие методы пространственно временной обработки сигналов, которые сейчас уже становятся классическими, дают возможность проанализировать некоторые системы подобного типа и определить такие их характеристики, как разрешающая способность, наблюдаемость целей на фоне мешающих отражений и другие [1]. Разработана также приближенная теория разрешения при когерентной обработке сигналов [2], достоинство которой — возможность получения расчетных данных практически для любых сложных когерентных радиолокационных систем.

Целью настоящей статьи является распространение методов этой теории на случай приема случайных сигналов, обусловленных собственным излучением движущихся объектов.

Рассмотрим идеализированную радиолокационную систему, состоящую из двух неподвижных приемных пунктов, образующих базу D (рис. 1). Диаграммы направленности антенн схватывают общую зону обзора, в которой по прямолинейным траекториям с одинаковыми скоростями могут перемещаться точечные цели.

Пусть i-я цель излучает сигнал шумового вида, например, сигнал радиотеплового излучения [3]. В полосе частот Δf приемных пунктов сигнал со средним значением частоты может быть представлен выражением

$$U_i(t) = U_i(t)\cos[\omega t + \varphi(t)] = U_{ic}(t)\cos\omega t + U_{is}(t)\sin\omega t. \qquad (1)$$

Здесь $U_i(t)$ и $\varphi_i(t)$ — случайные независимые амплитуда и фаза сигнала, медленно изменяющиеся во времени, а $U_{ic}(t)$ и $U_{is}(t)$ — амплитуды ортогональных составляющих.

Приемный пункт I отстоит от цели i на расстояние $R_{iI}(t)$, закон изменения которого известен для каждой наблюдаемой точки. Тогда суммарный сигнал, принимаемый в пункте I:

$$U_I(t) = \sum_{i=1}^{N} U_i(t+\tau_{iI})\cos[\omega(t+\tau_{iI}) + \varphi_i(t+\tau_{iI})], \qquad (2)$$

где $\tau_{iI} = \frac{R_{iI}(t)}{C}$ — временный сдвиг для i-й составляющей суммарного сигнала;

N — число наблюдаемых точек в зоне обзора.

В этом сигнале содержится составляющая

$$U_{kI}(t) = U_k(t+\tau_{kI})\cos[\omega(t+\tau_{kI}) + \varphi_k(t+\tau_{kI})], \qquad (3)$$

интенсивность которой требуется определить за время наблюдения T.

Сигнал, принятый в пункте II

$$U_{II}(t) = \sum_{i=1}^{N} U_i(t+\tau_{iII})\cos[\omega(t+\tau_{iII})+\varphi_i(t+\tau_{iII})], \tag{4}$$

определяется другими временными сдвигами τ_{iII}, которые также известны для каждой излучающей точки. Искомая составляющая в этом сигнале

$$U_{kII}(t) = U_k(t+\tau_{kII})\cos[\omega(t+\tau_{kII})+\varphi_k(t+\tau_{kII})]. \tag{5}$$

Когерентная обработка сигнала (2) не может быть выполнена в соответствии с известной оптимальной процедурой, определяемой выражением

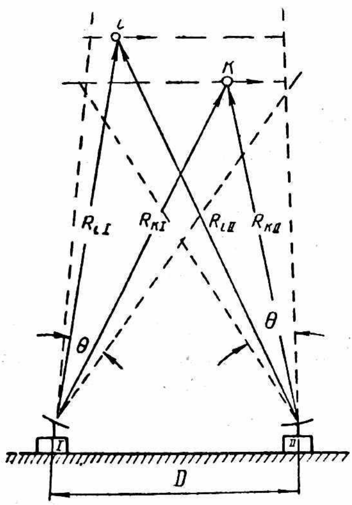

Рис. 1.

$$q = \int_0^T U_I(t)\,U_{kI}(t)\,dt, \tag{6}$$

так как априорный сигнал $U_{kI}(t)$ наблюдаемой цели в отсутствие шумов неизвестен. Нельзя также использовать в качестве априорного сигнал этой цели (5), принятый в точке II, поскольку он не может быть отделен от излучения других объектов.

Единственная возможность приблизиться к оптимальной процедуре (6) состоит в использовании для когерентной обработки сигнала $U_I(t)$ суммарного напряжения $U_{II}(t)$, принятого в пункте II, если придать ему временный сдвиг $\Delta\tau_k = \tau_{kI} - \tau_{kII}$.

Полученный таким способом априорный сигнал, используемый для оценки интенсивности излучения k-й цели, запишем следующим образом:

$$\overset{*}{a}_{kI} = U_{II}(t+\Delta\tau_k) = \sum_{i=1}^{N} U_i(t+\tau_{iII}+\Delta\tau_k)\cos[\omega(t+\tau_{iII}+\Delta\tau_k)+ \\ +\varphi_i(t+\tau_{iII}+\Delta\tau_k)]. \tag{7}$$

Результат обработки для k-й точки выразится формулой

$$q = \int_0^T \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} U_i(t+\tau_{iI})\cos[\omega(t+\tau_{iI})+\varphi_i(t+\tau_{iI})]\,U_j(t+ \\ +\tau_{iII}+\Delta\tau_k)\cos[\omega(t+\tau_{iII}+\Delta\tau_k)+\varphi_i(t+\tau_{iII}+\Delta\tau_k)]\,dt. \tag{8}$$

Принимаемый сигнал представляет собой случайный процесс, сопровождаемый шумами, поэтому результат обработки является некоторой реализацией случайной величины. При значительном интервале накопления T большие относительные отклонения ее от математического ожидания маловероятны. Поэтому выходной эффект обработки можно характеризовать средним значением величины q. Определим его из выражения (8), произведя усреднение под знаком сумм и интеграла:

$$\bar{q} = \int_0^T \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} \overline{U_i(t+\tau_{iI})\cos[\omega(t+\tau_{iI})+\varphi_i(t+\tau_{iI})]\,U_j(t+\tau_{iII}+} \\ \overline{+\Delta\tau_k(\cos[\omega(t+\tau_{iII}+\Delta\tau_k)+\varphi_i(t+\tau_{iII}+\Delta\tau_k)]}\,dt. \tag{9}$$

Здесь черта, означающая усреднение, охватывает все четыре сомножителя.

В процессе преобразования этого выражения принимаются следующие допущения:

1) излучения разных целей независимы, поэтому средняя величина произведений, сомножители которых имеют разные индексы ($i \neq j$), равна нулю;

2) членами с двойным значением частоты (2ω) можно пренебречь, полагая, что соответствующие им высокочастотные колебания не попадают в полосу пропускания системы;

3) ортогональные составляющие сигнала (1) $U_{ic}(t)$, $U_{is}(t)$ независимы, поэтому и функция взаимокорреляции равна нулю.

В результате мы приходим к выражению

$$\bar{q} = \sum_{i=1}^{N} \sigma_i^2 \int_0^T \rho\,[\Delta\tau_{ik}(t)] \cos\omega\Delta\tau_{ik}(t)\,dt, \tag{10}$$

где $\Delta\tau_{ik} = \tau_{iII} - \tau_{iI} + \tau_{kI} - \tau_{kII}$ — компенсирующий временный сдвиг как функция времени;

$\rho(\Delta\tau_{ik})$ — коэффициент автокорреляции ортогональных составляющих сигнала i-й цели;

σ_i^2 — дисперсия (мощность излучения) той же цели.

Выходной эффект системы обработки содержит полезную составляющую, обусловленную излучением k-й точки. Если положить, что $i = k$, $\Delta\tau_{kk}(t) = 0$. Считая, что другие цели отсутствуют, мы убеждаемся в том, что полезное выходное напряжение системы обработки, как обычно, пропорционально энергии $\sigma_k^2 T$ принятого сигнала.

Выходной сигнал зависит также от множества других излучателей. Эффект, обусловленный воздействием i-го излучателя, выражается формулой

$$\bar{q}_{ik} = \sigma_i^2 \int_0^T \rho\,[\Delta\tau_{ik}(t)] \cos\omega\Delta\tau_{ik}(t)\,dt \tag{11}$$

или в соответствии с теоремой о среднем

$$\bar{q}_{ik} = \sigma_i^2 \rho^*\,[\Delta\tau_{ik}] \int_0^T \cos\omega\Delta\tau_{ik}(t)\,dt. \tag{12}$$

Сомножитель $\rho^*[\Delta\tau_{ik}]$, равный некоторому среднему значению функции $\rho[\Delta\tau_{ik}(t)]$, в интервале $0 - T$ определяет разрешающую способность системы, связанную с шириной спектра принимаемого сигнала.

Сигналы первого и второго приемных пунктов, обусловленные i-й целью, не могут быть точно совмещены системой обработки, предназначенной для выделения сигналов k-й точки. В зависимости от величины временного сдвига $\Delta\tau_{ik}$ между перемножаемыми сигналами результат, создаваемый i-й точкой, будет ослабляться. Это ослабление определяется функцией автокорреляции. При малом временном сдвиге функция $\rho^*(\Delta\tau_{ik})$ близка к единице, при большом — устремляется к нулю. Эта функция условно делит все точки пространства на две области: область разрешаемых и неразрешаемых точек.

Второй множитель выражает эффект системы обработки для когерентной РЛС, работающей с немодулированными сигналами. Этот множитель также разделяет точки обозреваемой поверхности на две области — область разрешаемых и неразрешаемых точек относительно точки k. Результирующее разрешение системы определяется областью, в которой пересекаются разрешаемые площадки, определяемые фазой (ΔS_φ) и огибающей (ΔS_A) сигнала (рис. 2).

Для оценки разрешающей способности, обусловленной изменением фазы, можно воспользоваться приближенной теорией разрешения когерентных систем [2]. Согласно этой теории, две цели разрешаются, если в процессе перемещения относительно РЛС между законами изменения их фаз накапливается фазовый набег, превышающий некоторое пороговое значение $\Delta\psi$. Введено понятие об относительном разрешении для произвольного направления, определяемого единичным вектором $\vec{l}$:

$$\frac{\lambda}{\Delta l} = \frac{\lambda}{\Delta\psi}[(\text{grad}\,\varphi)_2 - (\text{grad}\,\varphi)_1]\,\vec{l}. \tag{13}$$

Здесь $(\text{grad}\,\varphi)_1$ и $(\text{grad}\,\varphi)_2$ — значения градиента фазы принимаемого сигнала для начального и конечного положения цели.

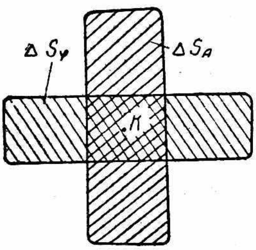

Рис. 2.

Выражение справедливо при условии, что фаза сигнала в процессе наблюдения изменяется монотонно. При наблюдении цели на двух участках траектории относительные разрешения складываются. Это дает возможность определить разрешение для любой траектории, разделяя ее на участки с монотонным изменением фазы.

Особенность применения этой общей теории для рассматриваемого нами случая состоит в том, что фаза принимаемых сигналов состоит из двух составляющих

$$\varphi(t) = \varphi_0(t) + \varphi_k(t). \tag{14}$$

Первая — обусловлена собственной модуляцией принимаемого сигнала в полосе принимаемых частот и представляет собой конкретную реализацию случайной величины. Вторая — связана с изменением расстояния между целью и РЛС и является величиной детерминированной.

Действительно, каждой точке пространства, где может быть расположена цель, соответствует определенная разность фаз φ_k сигналов, принятых в пунктах I и II. Поле фаз φ_R характеризуется на плоскости семейством гипербол (рис. 3), а в пространстве — гиперболоидами вращения. Пересечение этого поля движущейся целью дает определенный закон изменения фазы $\varphi_R(t)$ как функцию времени (t) или перемещения (x).

В системе корреляционной обработки сигналов, являющейся оптимальной для данной цели, случайная составляющая фазы $\varphi_0(t)$ для обеих составляющих одинакова. Все пары перемножаемых образцов сигнала имеют одинаковые (положительные либо отрицательные) знаки. Их произведения все однополярны и в результате накопления увеличивают выходной эффект системы обработки.

Закон изменения регулярной составляющей сигнала, «заложенный» в программу обработки, позволяет выделить полезный сигнал лишь при определенном положении цели, обеспечивая разрешение системы.

Если траектория цели смещается (ΔY, рис. 3, *а*) или изменяется положение цели на той же траектории (ΔX), закон изменения фазы $\varphi_R(t)$ будет отличаться от расчетного (рис. 3, *б*). Выходной эффект системы обработки, обусловленный данной целью, уменьшится. При некотором смещении двух целей ΔX, ΔY они обнаруживаются в различных элементах многоканального устройства или дают эффект в разные моменты времени в случае последовательной обработки сигналов. Таким образом, система обладает разрешающей способностью в двух направлениях плоскости xy.

Если выразить градиент $\varphi_R = 2\pi \frac{R}{\lambda}$ через единичные векторы $\vec{r}$, направленные из точки цели в пункты приема в начале и конце интервала наблюдения (рис. 4), мы получим общую формулу для разрешения, обусловленного когерентной обработкой:

$$\frac{\lambda}{\Delta l} = \frac{1}{2}\left(\vec{r}_{II2} - \vec{r}_{II1}\right)\vec{l} - \frac{1}{2}\left(\vec{r}_{I2} - \vec{r}_{I1}\right)\vec{l}. \tag{15}$$

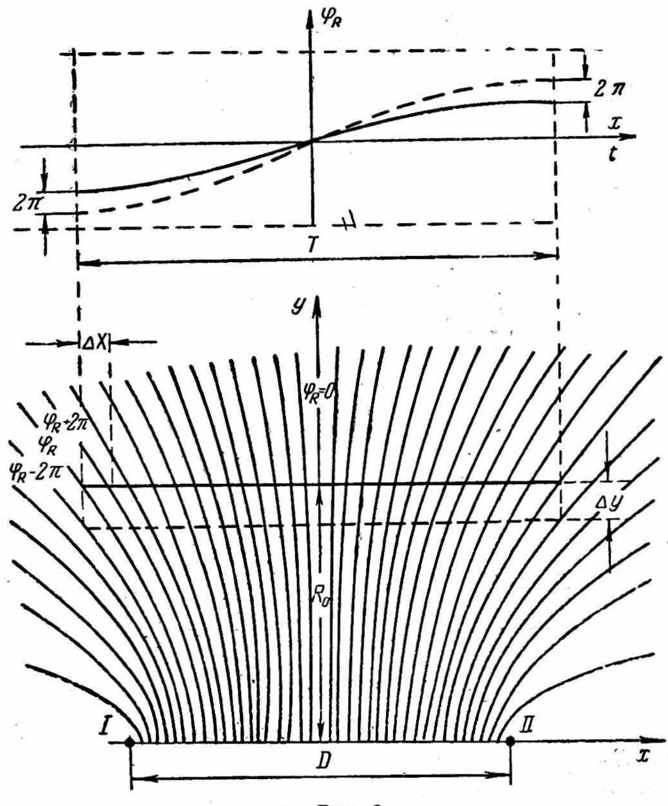

Рис. 3.

С помощью этой формулы легко получать расчетные соотношения для разрешающей способности по дальности (ΔY) и вдоль направления движения (ΔX). Так, для случая, когда цели движутся вдоль базы, опуская постоянные коэффициенты, близкие к единице, получаем

$$\Delta X = \frac{1}{\theta^2} \frac{\lambda R_0}{D}; \tag{16}$$

$$\Delta Y = \frac{1}{\theta} \frac{\lambda R_0}{D}, \tag{17}$$

где θ — ширина антенных лучей, перекрывающих друг друга в зоне обзора;

D — расстояние между приемными пунктами.

Если положить $\lambda = 0{,}1$ *м*, $D = 10$ *км* и $\theta = 6°$, то на расстоянии $R_0 = 1000$ *км* получим разрешение $\Delta X = 1$ *км* в направлении движения и $\Delta Y = 100$ *м* по дальности.

Вопрос о разрешении, обусловленном собственной модуляцией сигнала, в принципе хорошо известен. Условием разрешения является наличие такого временного сдвига между сравниваемыми сигналами, при котором его функция автокорреляции имеет практически нулевое значение. Если ввести разрешаемое значение временного сдвига τ_0, равное времени корреляции сигнала в полосе приемного тракта, можно получить общее выражение для разрешения по огибающей для рассматриваемой нами гиперболической системы:

$$\frac{\mu}{\Delta l} = \left|\left(\vec{r}_{II} - \vec{r}_I\right)\vec{l}\right| \tag{18}$$

и расчетную формулу

$$\Delta X = \mu \frac{R_0}{D}. \tag{19}$$

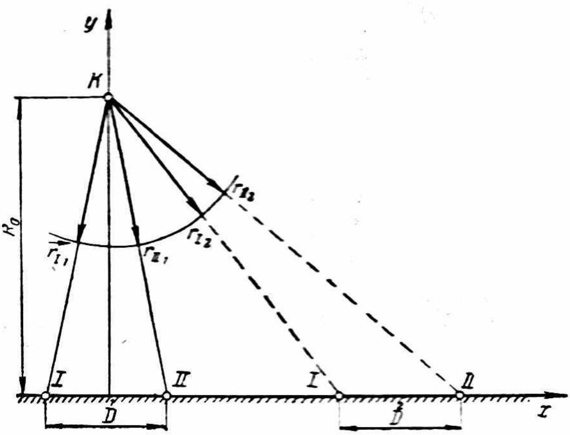

Рис. 4.

Здесь $\mu = \tau_0 C$ — расстояние, соответствующее времени корреляции τ_0;

$\vec{r}_I$, $\vec{r}_{II}$ — единичные радиусы-векторы, направленные из точки цели на приемные пункты.

Отличие этой формулы от выражения (15) для разрешающей способности, обусловленной фазой, отражает статический характер разрешения по огибающей, его независимость от движения цели.

Другая особенность разрешения по огибающей в том, что оно фактически имеет место только в одном направлении — в направлении, перпендикулярном линиям равных фаз. В результате оказывается, что разрешаемые площадки по фазе и огибающей вытянуты в различных направлениях.

Если в качестве примера взять те же соотношения, что и раньше, и полагать, что полоса пропускания системы 10 *Мгц*, ($\tau_0 \approx 0{,}1$ *мксек*), то мы получим разрешение $\Delta X = 3$ *км*. Это означает, что в данном случае огибающая не влияет на разрешающую способность системы. Однако при полосе 100 *Мгц* разрешающая способность системы в направлении движения будет определяться огибающей и составит $\Delta X = 300$ *м*.

В заключение отметим, что рассматриваемая система является гипотетической, и для того, чтобы можно было говорить о ее реализации, необходимо исследовать целый ряд сложных проблем. Однако в теоретическом плане возможность получения двумерного разрешения для пассивных РЛС, несомненно, представляет большой интерес.

ЛИТЕРАТУРА

1. С. Е. Фалькович. Оценка параметров сигналов. Изд-во «Советское радио», 1970.
2. Ю. А. Мельник. Приближенная теория разрешения когерентных радиолокационных систем. Сб. «Радиотехника», вып. 5. Изд-во ХГУ, Харьков, 1967.
3. А. Г. Николаев, С. В. Перцов. Радиотеплолокация. Пассивная радиотеплолокация. Изд-во «Советское радио», 1964.