

Метод обработки информационных эхо-сигналов в многодиапазонных радиолокационных системах

Ю.Д. Овчинников, И.А. Готюр, Е.А. Коровин, Г.Г. Щукин

Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д. 13., yurii_ovchinniko@mail.ru

В докладе представлен метод нахождения обобщенной оценки вектора координат объекта путём совместной обработки информационных сигналов приёмно-передающих трактов различных частотных диапазонов с использованием гиперкомплексного корреляционного интеграла.

The report presents a method for finding a generalized estimate of the object coordinate vector by joint processing of information signals of the receiving and transmitting paths of various frequency ranges using a hypercomplex correlation integral.

Многодиапазонные радиолокационные системы представляют собой совокупность двух и более радиолокаторов, работающих в различных диапазонах длин волн, и применяются с целью создания всепогодных гидрометеорологических измерительных инструментов. Под всепогодностью понимается способность радиолокационной системы производить измерение координат наблюдаемого объекта в широком диапазоне состояний атмосферы, как среды распространения зондирующих сигналов.

Объектом является гидрометеорологическое образование, неоднородность атмосферы, совокупность взвешенных малоразмерных частиц, отражающих электромагнитное излучение и обладающих эффективной площадью рассеяния электромагнитного излучения η :

$$\eta = \eta(\lambda), \quad (1)$$

где λ - длина волны.

Координаты объекта – вектор \vec{x} :

$$\vec{x} = \{\vec{q}, \tau, \lambda_0\}, \quad (2)$$

где \vec{q} – обобщенная координата в выбранной системе отсчёта,

τ – время прихода эхо-сигнала,

λ_0 – доплеровское смещение частоты отраженного эхо-сигнала.

Обобщенную координату \vec{q} можно представить в сферической системе координат:

$$\vec{q} = \{\alpha, \beta\}, \quad (3)$$

где α, β – косинусы направляющих углов.

Методы получения оценки обобщенной координаты \vec{q} в докладе не рассматриваются.

В существующих многодиапазонных радиолокационных системах гидрометеорологического назначения оценка координат объекта производится отдельно и независимо в каждом из частотных диапазонов [1]. Такие системы удовлетворяют требованиям всепогодности и функционируют таким образом, что при

любом состоянии атмосферы будет получена оценка вектора координат наблюдаемого объекта $\tilde{\vec{x}}_i$ хотя бы в одном из приёмо-передающих трактов:

$$\tilde{\vec{x}}_i = \{\tilde{q}_i, \tilde{\tau}_i, \tilde{\lambda}_{oi}\}. \quad (4)$$

Точность оценки вектора координат $\tilde{\vec{x}}_i$ зависит от энергетических параметров соответствующего радиолокационного тракта и определяется дисперсией случайной величины \vec{X}_i :

$$\vec{X}_i = \vec{x}_i + \vec{e}_i, \quad (5)$$

где \vec{e}_i – случайный вектор ошибки измерения,

$\hat{\vec{x}}_i$ - реализация случайной величины \vec{X}_i , измеренное значение вектора \vec{x}_i .

Дисперсия случайной величины $\sigma^2[\vec{X}_i]$ записывается в виде:

$$\sigma^2[\vec{X}_i] = \overline{(\vec{X}_i - \bar{\vec{X}}_i)^2}. \quad (6)$$

Энергетические характеристики многодиапазонной радиолокационной системы представлены как сумма потенциалов всех составляющих её радиолокационных каналов:

$$P = \sum_i P_i. \quad (7)$$

Плотность потока мощности в точке расположения объекта многодиапазонной радиолокационной установки представляет собой сумму плотности потоков мощности, генерируемых каждым радиолокационным каналом:

$$\vec{J}(\vec{q}_0, t) = \sum_i \vec{J}_i(\vec{q}_0, t), \quad (8)$$

где \vec{q}_0 – радиус вектор объекта в обобщённой пространственной системе координат.

Суммарная энергия сложного импульса, излучаемого в направлении объекта, записывается в виде:

$$E = \sum_i E_i. \quad (9)$$

В докладе представлен метод получения обобщённой оценки двумерного вектора координат объекта $\{\tau, \lambda_o\}$ в многодиапазонной радиолокационной системе на основе измерений, полученных в различных радиолокационных каналах. Двумерный вектор $\{\tau, \lambda_o\}$ является компонентой полного вектора координат объекта \vec{x} . Обобщённая оценка вектора $\{\tau, \lambda_o\}$ вычисляется путём совместной обработки эхо-сигналов в приёмо-передающих трактов различных частотных диапазонов.

Проблема построения обобщенной оценки вектора $\{\tau, \lambda_o\}$ состоит в сложности объединения энергии отраженных от объекта эхо-сигналов, полученных в различных частотных диапазонах многодиапазонного локатора. Сложность объединения реализаций эхо-сигналов на выходе радиолокационных трактов связана с различными условиями распространения радиоволн в соответствующих диапазонах длин волн. Эквивалентная площадь рассеяния наблюдаемых объектов $\eta(\lambda)$ также зависит от длины волны. Вследствие указанных причин, амплитуда отраженных эхо-сигналов, полученных в разных частотных диапазонах, различна. Возможна ситуация, при которой в одном из частотных диапазонов амплитуда эхо-сигнала близка к нулю, в то время как в другом диапазоне отношение сигнал/шум больше нуля:

$$SN = \log \frac{E}{\tau_u P_{ш}}, \quad (10)$$

где E – энергия импульса,

τ_u – длительность импульса,

$P_{ш}$ – мощность шума в полосе частот сигнала.

Построение оценки $\{\tau, \lambda_o\}$ на основе алгебраической суммы эхо-сигналов в различных диапазонах частот приведет к суммированию мощности шума всех радиолокационных каналов и увеличению дисперсии измеренного вектора координат \vec{X}_i относительно минимальной дисперсии, полученной в канале с наибольшим соотношением сигнал/шум (10).

Приведенная выше оценка энергетических характеристик многодиапазонного локатора (7-9) позволяет сделать вывод о возможности получения измерений вектора координат наблюдаемого объекта \vec{X} с дисперсией, не превышающей минимальную дисперсию измерений в каждом из радиолокационных каналов:

$$\sigma^2 \leq \min\{\sigma_i^2\}. \quad (11)$$

Данный вывод справедлив для когерентных радиолокационных систем, в которых возможно осуществление накопления энергии информационного сигнала.

В докладе предложен метод получения обобщенной оценки двумерного вектора $\{\tau, \lambda_o\}$, удовлетворяющего условию (11).

При рассмотрении когерентных измерительных инструментов подразумевается, что среда распространения электромагнитного излучения обладает свойствами, обеспечивающими достаточную пространственную когерентность:

$$L \geq 2R_{\max}, \quad (12)$$

где R_{\max} – максимальное измеряемое расстояние в системе отсчета, связанной с фазовым центром антенной системы.

Под пространственной когерентностью L понимается интервал расстояния, на котором сохраняется когерентность монохроматического излучения между двумя точками, лежащими на этом интервале. При невыполнении условия (12), когерентная обработка эхо-сигналов невозможна.

Многодиапазонная радиолокационная система может быть построена как с использованием общих опорных генераторов, обеспечивающих когерентность

зондирующих сигналов, так и с применением методов, обеспечивающих квазикогерентность на временном интервале $t \in \{0, \tau_u\}$, где τ_u – длительность зондирующего импульса.

Метод совместной когерентной обработки радиолокационных информационных сигналов рассматривается на примере двухчастотного импульсного радиолокатора. В дальнейшем возможно обобщение метода для произвольного числа диапазонов длин волн.

Зондирующие сигналы двухчастотной системы представлены в виде:

$$\dot{i}_i(t) = e^{-i(\omega_i t + \varphi_i)}, \quad (13)$$

где $\omega_i t + \varphi_i$ - мгновенные фазы излученных радиоимпульсов, $t \in \{0, \tau_u\}$.

Для демонстрации принципа обработки двухчастотного сигнала рассматриваются простые монохроматические зондирующие сигналы с базой $\beta = 1$. Аналогичные вычисления могут быть произведены над произвольными сложными сигналами с базой $\beta > 1$, при этом достигается соответствующее коэффициенту сжатия сложного радиоимпульса увеличение отношения сигнал/шум (10).

Совокупность излученных сигналов с круговыми частотами ω_1, ω_2 рассматривается как сложный радиоимпульс:

$$\dot{U}(t) = \dot{i}_1(t) + j\dot{i}_2(t), \quad (14)$$

где j – мнимая единица, обладающая свойствами: $j^2 = -1$, $\bar{i} \cdot \bar{j} = 0$.

Представление сигнала в виде (14) отражает свойство взаимной ортогональности элементарных компонент сложного импульса:

$$\Re \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \dot{i}_1(t) \cdot j\dot{i}_2(t) dt \right] = 0. \quad (15)$$

Информационный сигнал, отраженный от объекта, представляется в виде:

$$\dot{w}_i(t) = a\dot{i}_i(\lambda_\rho t - \tau) + \hat{W}_i(t), a \in [0;1], \lambda_\rho \in (0;+\infty), \quad (16)$$

где $\hat{W}_i(t)$ – реализация нормально распределенного случайного процесса.

Совокупность всех шумов, приведенных ко входу i -го приёмного тракта, аппроксимируется некоррелированным нормально распределённым случайным процессом, при этом выполняется:

$$\sum_{i \neq j} \int_{-\infty}^{+\infty} W_i^*(t - \tau) \cdot W_j(t) dt = 0, \forall \tau \in R. \quad (17)$$

Выражение (17) описывает отсутствие взаимной корреляции между реализациями случайных шумовых процессов в любой произвольно выбранной паре каналов.

Взаимная ортогональность реализаций отраженных информационных сигналов для многоканальной системы записывается аналогично (14):

$$\dot{W}(t) = a_1 \dot{u}_1(\lambda_0 t - \tau) + \hat{W}_1(t) + j[a_2 \dot{u}_2(\lambda_0 t - \tau) + \hat{W}_2(t)]. \quad (18)$$

Таким образом, принятый сложный сигнал отображается на многомерное пространство, в котором информационному сигналу каждого из каналов многочастотной системы сопоставляется двумерный вектор мгновенной амплитуды и пара ортогональных векторов [2]. Выражение (18) отображает пару комплексных векторов мгновенных амплитуд в 4-мерное пространство с базисом $\{\{1, i\}, \{j, k\}\}$.

Для нахождения оценки параметров объекта $\{\lambda_0, \tau\}$ необходимо вычислить в выбранном пространстве взаимно-корреляционную функцию реализаций излученного и принятого сложного сигнала:

$$\dot{S}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{U}^*(t - \tau) \cdot \dot{W}(t) dt. \quad (19)$$

Результат вычисления (19) находится в том же пространстве, что и исходные гиперкомплексные функции $\dot{U}(t), \dot{W}(t)$, и также представляет собой функцию в n -мерном пространстве, описываемую вектором $\dot{S}(\tau)$ в базисе $\{\{1, i\}, \{j, k\}\}$.

На данном этапе необходимо отметить, что выше описанные преобразования имеют смысл при условии соблюдения попарной когерентности комплексных сигналов $\dot{u}_i, \dot{u}_j : i \neq j$.

Функция $\dot{S}(\tau)$ представляет собой вектор в n -мерном пространстве, отображающий взаимное расположение векторов зондирующего $\dot{U}(t)$ и отраженного сигнала $\dot{W}(t)$.

Для нахождения обобщенной вещественной оценки вектора $\{\lambda_0, \tau\}$, вводится функция, соответствующая виду сложного зондирующего сигнала:

$$\dot{\Psi}(\lambda t) = e^{-i\omega_1 \lambda t} + j e^{-i\omega_2 \lambda t}, \lambda \in (0; +\infty). \quad (20)$$

Построенная гиперкомплексная специальная функция $\dot{\Psi}(t)$ имеет единичную амплитуду и гармонический состав, соответствующий гармоническому составу ожидаемого эхо-сигнала [3]. Переменный коэффициент $\lambda \in R$ при круговой частоте ω_i описывает приращение частоты принятого сигнала относительно излученного, связанное с эффектом Доплера.

Для нахождения огибающей функции принятого сложного радиоимпульса, вычисляется корреляционный интеграл функции $\dot{\Psi}(\lambda t)$ с принятой реализацией $\dot{S}(t)$ в пространстве, на котором данные функции определены:

$$\dot{\Omega}(\tau, \lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{\Psi}^*(\lambda t - \tau) \cdot \dot{S}(t) dt. \quad (21)$$

$\dot{\Omega}(\tau, \lambda)$ – комплексная огибающая реализации случайного процесса $\dot{W}(t)$, функция двух переменных, определенная на n -мерном пространстве.

Оценка математического ожидания двумерного вектора $\{\lambda_0, \tau\}$ находится с использованием модуля комплексной огибающей $\Omega(\tau, \lambda)$:

$$\Omega(\tau, \lambda) = |\dot{\Omega}(\tau, \lambda)|. \quad (22)$$

Оценка строится путём нахождения локальных экстремумов вещественной функции $\Omega(\tau, \lambda)$ и соответствующих им аргументов:

$$\overline{\{\lambda_0, \tau\}} = \{\lambda_0, \tau\}: \frac{\partial \Omega(\tau, \lambda)}{\partial \tau} + \frac{\partial \Omega(\tau, \lambda)}{\partial \lambda} = 0. \quad (23)$$

Выражение (23) справедливо при условии, что функция $\Omega(\tau, \lambda)$ всюду гладкая и множество локальных максимумов функции $\Omega(\tau, \lambda)$ и соответствующих им оценок $\overline{\{\lambda_0, \tau\}}_i$ счётное.

Построенная с использованием предложенного метода оценка $\overline{\{\lambda_0, \tau\}}$ является искомой обобщенной оценкой вектора координат объекта измерения.

Применение метода, основанного на представлении совокупности простых зондирующих сигналов в виде сложного многомерного сигнала, позволило произвести совместную обработку сигналов в различных диапазонах длин волн, результатом которой является единственная вещественная оценка измеряемых координат.

На практике для реализации описанного метода необходимо иметь общий опорный генератор для каждого из приёмо-передающих трактов многодиапазонной радиолокационной системы, обеспечивая тем самым их взаимную когерентность, что является необходимым условием применения метода.

При отсутствии коррелированных шумов в ортогональных каналах многочастотной системы, что выполняется на практике, предлагаемая в методе оценка координат не уступает по точности оценкам в каждом из частотных каналов при наиболее неблагоприятных условиях, таких, что энергия эхо-сигнала, отраженного от объекта, превышает порог чувствительности только одного приёмного тракта. В условиях, когда отраженный сигнал превышает порог чувствительности и различим в нескольких частотных каналах многодиапазонной системы одновременно, обобщенная оценка координат, предложенная в методе, точнее оценок, которые могут быть получены с использованием информации одного любого канала.

Таким образом, возможно получение обобщенной и улучшенной статистической оценки вектора параметров объекта с применением взаимно-корреляционного интеграла от специально сконструированных многомерных функций.

Практически, вычисление взаимно-корреляционных интегралов (19,21) на конечных временных интервалах может быть выполнено с применением быстрого преобразования Фурье и реализовано в дискретных трактах обработки сигналов.

Дальнейшее совершенствование метода обработки сигналов многодиапазонных совмещенных радиолокационных систем, представленного в докладе, возможно путем введения оконных функций, необходимость использования которых связана с конечными пределами интегрирования в выражениях (19,21) в физически реализуемых вычислительных системах.

Литература

1. Щукин Г.Г., Борейшо А.С., Жуков В.Ю., Ильин М.Ю., Коняев М.А. Лидарно-радиолокационный метеорологический комплекс// Известия Высших учебных заведений, Физика, 2015, т. 58, № 10/ 3, С.100- 104.
2. Замарин А.И. и др., Обнаружение и анализ сигналов сложной структуры – СПб.: МО РФ, 1996 – 524с.
3. Кантор И.Л., Солодовников А.С., Гиперкомплексные числа. — М.: Наука, 1973. — 144с.