УДК 621.396.96'06

В. М. КАРТАШОВ, канд. техн. наук

ФУНКЦИИ РАССЕЯНИЯ СИГНАЛОВ СИСТЕМ ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Вид и параметры зондирующих сигналов в значительной степени определяют возможности радиосистем различного назначения. В связи с этим разработаны методы анализа характеристик сигналов, а также методы синтеза и оптимизации их структур и параметров. Ключевую роль в этих методах занимает понятие функции неопределенности, которая представляет собой отклик системы на сигнал, отраженный от движущегося точечного объекта.

Классическая функция неопределенности вводится для случая, когда отраженный сигнал отличается от зондирующего только сдвигом по времени и по частоте. Формы отраженного и зондирующего сигналов не различаются даже в деталях. Функция неопределенности реализуется в различных представлениях на выходах коррелятора и оптимального согласованного фильтра. Вид функции неопределенности определяет оптимальные возможности систем по измерению дальности и скорости движения точечных объектов, а также разрешающие способности по этим параметрам.

Использование классической функции неопределенности для анализа и синтеза зондирующих сигналов систем акустического и радиоакустического зондирования атмосферы затруднительно, так как здесь при рассеянии сигналы изменяют свою форму, а следовательно, деформируется и тело неопределенности. Кроме того, процесс рассеяния на объектах, используемых в системах зондирования атмосферы, характеризуется рядом специфических особенностей, которые необходимо учитывать. Так, в радиоакустических системах в формировании отраженной волны принимают участие два сигнала, имеющие различную физическую природу, акустический и электромагнитный. В соответствии с этим необходимо найти некоторые другие формы представления информации о возможностях и свойствах сигналов.

С целью выяснения характерных для задач зондирования атмосферы особенностей процесса рассеяния волн запишем и проанализируем соотношение [1,2] для рассеянного на звуке электромагнитного поля $e_1(t)$. Выражение получено в борновском приближении при достаточно общих условиях из нестационарного волнового уравнения:

$$e_1(t) = K\int\limits_0^{\infty} E\left[2r' - c(t-t_0)\right]S^*\left[r'\left(1+\frac{c_s}{c}\right) - c_s t\right]\cdot\exp\left\{-j(\omega-\Omega)t + j\left[2k_e - k_s\left(1+\frac{c_s}{c}\right)\right]r'\right\}dr', \quad (1)$$

где r' – пространственная координата в направлении зондирования; E – комплексная огибающая напряженности электрического поля электромагнитных колебаний; S – комплексная огибающая акустического сигнала; t – время; t_0 – промежуток времени между моментами излучения акустического и радиосигнала; ω, Ω – несущие частоты акустической и радиоволны соответственно; c, c_s – скорости распространения света и звука; $k_e = \omega/c, k_s = 2\pi/\lambda_s$ – волновые числа для радиоволны и звука; K – амплитудный множитель, зависящий от расстояния до объекта. Формула (1) определяет поле в некоторой точке $r_1 = 0$, где расположены центры всех антенн.

Как видно из (1), первое слагаемое в показателе экспоненты не зависит от дальности r' и соответствующий сомножитель может быть вынесен за знак интеграла. Этот сомножитель определяет несущую частоту рассеянного сигнала, которая сдвинута относительно излучаемого сигнала на частоту звука Ω. Второе слагаемое в показателе экспоненты содержит параметр расстройки условия Брэгга $q = 2k_e - k_s\left(1+c_s/c\right)$. При существенном отличии q от нуля данный сомножитель вследствие осцилляций подынтегрального выражения "зануляет" значение интеграла.

Проанализировав (1), приходим к выводу, что радиосигнал, рассеянный на звуковой посылке, для фиксированного значения t представляется в виде скалярного произведения (или корреляционного интеграла) функций, описывающих зондирующие акустический и электромагнитный сигналы, причем, в описание электромагнитного сигнала пространственная координата входит с коэффициентом 2. С изменением времени t, как следует из (1), при рассеянии радиосигнала на акустическом волновом пакете формируется пространственная взаимокорреляционная функция этих сигналов.

Учитывая общность процессов рассеяния, характерных для задач акустического и радиоакустического зондирования атмосферы, в которых полезный сигнал формируется в результате брэгговского рассеяния волн на пространственно распределенных неоднородностях в виде решетки, сделанный выше вывод распространим также на процесс рассеяния акустических волн на естественных неоднородностях атмосферы. Дальнейшие рассуждения будем проводить, в основном, для радиоакустических систем, но они справедливы также и для систем акустического зондирования. В последнем случае под $E(e)$ следует понимать зондирующий сигнал, под $S(s)$ – естественную неоднородность атмосферы.

Вывод о формировании при рассеянии волн в атмосфере корреляционной функции позволяет ввести понятие двумерной взаимокорреляционной функции зондирующих электромагнитного и акустического сигналов:

$$Z(r,q)=\int_{-\infty}^{\infty} e(2r')s(r'-r)dr', \tag{2}$$

где e и s – соответственно зондирующие электромагнитный и акустический сигналы; r, $q=2k_e-k_s$ – отличия сигналов по дальности и пространственной частоте.

В представлении (2) $Z(r,q)$ содержит высокочастотное заполнение, что на практике не всегда удобно. В соответствии с этим целесообразно определять $Z(r,q)$ как огибающую корреляционной функции (или корреляционную функцию огибающих сигналов), без учета высокочастотного заполнения. Этому условию отвечают следующие математически эквивалентные соотношения:

$$Z(r,q)=|F(r,q)|=\left|\int_{-\infty}^{\infty} E(2r')S^*(r'-r)e^{jqr'}dr'\right|, \tag{3}$$

$$Z(r,q)=|F(r,q)|=\frac{1}{2\pi}\left|\int_{-\infty}^{\infty} S_E\left(\frac{k}{2}\right)S^*(k-q)e^{jkr}dk\right|, \tag{4}$$

где S_E, S_s – спектры соответствующих комплексных амплитуд.

Введенная двумерная пространственно-частотная корреляционная функция достаточно информативна: она содержит в себе сведения о свойствах и возможностях соответствующей пары зондирующих акустического и электромагнитного сигналов. Данная функция позволяет определять вид рассеянного радиосигнала, диапазон возможных значений параметра расстройки условия Брэгга, в котором система зондирования сохраняет работоспособность, точностные характеристики измерения системой скорости и дальности объекта и ряд других важных показателей.

Особенностью функции является то, что она характеризует зондирующие и рассеянный сигналы в пространстве, а не на входе или выходе приемника или передатчика. В то же время полученные с помощью функции пространственные характеристики сигналов достаточно легко преобразуются во временные характеристики. Использование пространственного представления сигналов и двумерной взаимокорреляционной функции диктуется тем обстоятельством, что именно пространственными характеристиками определяются возможности взаимодействия сигналов (условие Брэгга), а также результаты и особенности этого взаимодействия.

Математическая сущность введенной для сигналов функции очевидна. Название данной функции должно отображать физические свойства и характерные особенности рассматриваемого процесса рассеяния. В качестве названий рассматривались следующие: функция неопределенности; портретная функция сигналов; функция определенности; функция рассогласования; функция расстройки. Каждое из этих названий отображает определенные характерные особенности, но, на наш взгляд, в недостаточной степени. Названия, взятые по аналогии из радиолокации, такие как «функция неопределенности», «взаимная функция неопределенности» также не всегда можно признать удачными по отношению к функции $Z(r,q)$ ввиду физических и метрологических особенностей задачи зондирования атмосферы. В последующем для $Z(r,q)$ будем использовать название «сигнальная функция рассеяния», а тело, заключенное между поверхностью функции $Z(r,q)$ и плоскостью r,q, будем называть телом рассеяния или телом рассеяния сигналов. Возможно название функции по фамилии автора.

Целесообразно определить основные свойства введенной сигнальной функции рассеяния, что позволит использовать эти свойства при решении задач анализа и синтеза сигналов, а также при решении других задач, в которых эта функция может применяться.

Далее наряду с функцией $Z(r,q)$ будем использовать ее нормированное представление:

$$Z_0(r,q) = \frac{\left|\int\limits_{-\infty}^{\infty} E(2r')S^*(r'-r)l^{jqr'}dr'\right|}{\left(\int\limits_{-\infty}^{\infty}|E(2r')|^2 dr'\right)^{1/2}\left(\int\limits_{-\infty}^{\infty}|S(r')|^2 dr'\right)^{1/2}},$$

а также квадрат нормированной функции $Z_0^2(r,q) = F_0(r,q)F_0^*(r,q)$.

Если выполняются условия $\int\limits_{-\infty}^{\infty}|E(2r')|^2 dr' = 1$, $\int\limits_{-\infty}^{\infty}|S(r')|^2 dr' = 1$, то функция $Z(r,q)$ так же является нормированной.

Свойство 1. Полный объем тела рассеяния для любой пары (комбинации) из акустического и электромагнитного сигналов одинаков, т. е.

$$V = \frac{1}{2\pi}\int\int\limits_{-\infty}^{\infty} Z_0^2(r,q)drdq = 1.$$

Будем считать, что $\int\limits_{-\infty}^{\infty}|E(2r')|^2 dr' = 1$, $\int\limits_{-\infty}^{\infty}|S(r')|^2 dr' = 1$. Запишем выражение для объема:

$$V = \frac{1}{2\pi}\int\int\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int E(2r')S^*(r'-r)e^{jqr'}E^*(2r'')S(r''-r)e^{-jqr''}dqdrdr'dr''.$$

Интегрирование по q приводит к δ – функции: $\int\limits_{-\infty}^{\infty} e^{jq(r'-r'')}dq = 2\pi\delta(r'-r'')$.

При дальнейшем интегрировании, используя свойство δ – функции, переменную r'' заменим на r'. В результате имеем:

$$V = \int\int\limits_{-\infty}^{\infty}|E(2r')|^2 |S(r'-r)|^2 dr'dr = \int\int\limits_{-\infty}^{\infty}|E(2r')|^2 |S)r'_1)|^2 dr'dr'_1 = 1.$$

Таким образом, объем сигнального тела рассеяния, заключенного между поверхностью функции рассеяния и плоскостью r,q, является величиной постоянной, равной единице и не зависящей от видов и параметров зондирующих сигналов. Другими словами, путем подбора видов зондирующих сигналов нельзя изменить объем сигнального тела рассеяния, можно лишь некоторым образом перераспределить этот объем.

Если сигнал (сигналы) видоизменяют с целью изменения рельефа тела рассеяния в некоторой части плоскости r,q для улучшения характеристик системы, то, руководствуясь принципом постоянства объема, необходимо определить, куда на плоскости r,q переместились «вытесненные» части тела рассеяния, либо откуда они были заимствованы и проверить влияние такого преобразования сигнальной функции на качество работы системы.

Свойство 2. Двумерная сигнальная функция рассеяния не обладает свойством центральной симметрии:

$$Z(-r,-q) \neq Z(r,q).$$

Запишем выражение для $Z(r,q)$:

$$Z(r,q) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} E(2r')S^*(r'-r)e^{jqr'}dr' \right|, \tag{5}$$

теперь в этом выражении изменим знаки перед r и q :

$$Z(-r,-q) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} E(2r')S^*(r'+r)e^{-jqr'}dr' \right|.$$

Для доказательства перейдем в последнем выражении к комплексно-сопряженным величинам

$$Z(-r,-q) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} E^*(2r')S(r'+r)e^{jqr'}dr' \right|. \tag{6}$$

Выражение (6) не совпадает с выражением (5). Член S в (6) отличается от соответствующего члена в (5) направлением сдвига. Поскольку взаимокорреляционная функция не является четной функцией аргумента сдвига r , то выражения (5) и (6) не равны.

Свойство 3. Значения функции $Z_0(r,q)$ находятся в диапазоне [0,1]. Это следует из неравенства Коши-Буняковского:

$$Z^2(r,q) \leq \int_{-\infty}^{\infty} |E(2r')|^2 dr' \int_{-\infty}^{\infty} |S(r')|^2 dr'.$$

Соответственно, если $\int_{-\infty}^{\infty} |E(2r')|^2 dr' = 1$, $\int_{-\infty}^{\infty} |S(r')|^2 dr' = 1$, то значения $Z(r,q)$ также находятся в диапазоне [0,1].

Функция $Z_0^2(r,q)$ в точке $r = 0, q = 0$ не обязательно равна единице, а соотношение

$Z_0^2(r,q) \leq Z_0^2(0,0)$

в общем случае не справедливо. Это вытекает из известного положения, что значение взаимокорреляционной функции при нулевом сдвиге не обязано достигать максимума.

Свойство 4. Функция $Z^2(r,q)$ не инвариантна относительно двумерного преобразования Фурье, т. е. не является своим собственным двумерным преобразованием Фурье:

$$\frac{1}{2\pi} \int \int_{-\infty}^{\infty} Z^2(r,q) \cdot e^{-jvr} e^{juq} dr dq = \frac{1}{2\pi} \int\int \int\int_{-\infty}^{\infty} E(2r')S^*(r'-r) \times$$
$$\times e^{jqr'} E^*(2r'')S(r''-r)e^{-jqr''} e^{-jvr} e^{juq} dr dq dr' dr''.$$

Интегрирование по q приводит к δ – функции $\int_{-\infty}^{\infty} e^{jq(r'-r''+u)} dq = 2\pi\delta(r'-r''+u)$.

При дальнейшем интегрировании по r', используя свойство δ – функции, переменную r' заменим на $r' = r''-u$. Произведя далее замену переменной r на $r''-r$, получим:

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int E[2(r''-u)]S^*(r''-u-r)E^*(2r'')S(r''-r)e^{-j\nu r}dr''dr=\int_{-\infty}^{\infty}\int E^*(2r'')E(2r''-2u)e^{-j\nu r''}\times$$

$$\times S(r)S^*(r-u)e^{j\nu r}dr''dr=F_E^*(2u,\nu/2)F_s(u,\nu).$$

Таким образом, результатом двумерного преобразования Фурье квадрата функции рассеяния электромагнитного и акустического сигналов является произведение двух комплексно-сопряженных множителей в виде двумерных автокорреляционных функций акустического и радиосигнала.

Свойство 5. Некоторая функция $F(r,q)$ осуществима как сигнальная функция рассеяния в том и только в том случае, если обратное преобразование Фурье этой функции является произведением двух комплексно-сопряженных множителей.

На основании обратного преобразования Фурье определения (3), которое можно рассматривать как преобразование Фурье по переменной r', имеем:

$$\int_{-\infty}^{\infty}F(r,q)e^{-jqr'}dq=E(2r')S^*(r'-r). \qquad (7)$$

Следовательно, если преобразование Фурье функции $F(r,q)$ можно представить в форме (7), то она является пространственно-частотной корреляционной функцией, а $E(r')$ и $S(r')$ – соответствующими сигналами.

Можно также показать, что, если два сигнала $E_1(r')$ и $E_2(r'')$ (или два акустических сигнала) отличаются только начальной фазой (при прочих неизменных условиях), то им соответствуют одинаковые функции рассеяния $Z(r,q)$.

Функции $Z(r,q)$ и $Z^2(r,q)$ можно изображать в прямоугольной системе координат в виде поверхности. Рельеф тела рассеяния можно также характеризовать с помощью линий, полученных при сечении тела рассеяния горизонтальными плоскостями на определенном уровне $Z(r,q)=const=Z_c$, эти линии будем называть диаграммами рассеяния. Например, целесообразно использовать сечения на уровне $Z_c=0{,}5(0{,}7)$ и $Z_c=0{,}1$. Тогда область $Z\geq 0{,}5$ будет представлять собой область высокой корреляции акустического и радиосигнала, область $Z<0{,}5$ – область низкой корреляции, а зона $Z<0{,}1$ – область нулевой корреляции. Число используемых градаций при необходимости может быть увеличено.

Тело рассеяния можно характеризовать и с помощью сечений вертикальными плоскостями $r=const=r_0$, $q=const=q_0$. Форма сечения тела рассеяния плоскостью $q=q_0$ совпадает с огибающей рассеянного сигнала, когда электромагнитный и акустический сигналы расстроены на величину q_0. Анализ этих сечений позволяет установить влияние расстройки на степень уменьшения амплитуды рассеянного сигнала и, соответственно, на основные характеристики системы, зависящие от амплитуды. Протяженность сечения на уровне $Z=0{,}5$ определяет разрешающую способность по дальности, однако для радиоакустических систем этот параметр не так важен, как в радиолокации.

Таким образом, предложенная сигнальная функция рассеяния определяет основные информационные характеристики систем радиоакустического и акустического зондирования атмосферы. Она может использоваться при анализе свойств сигналов, выборе подходящих видов сигналов, оценке характеристик системы зондирования.

Список литературы: 1. *Кон А. И., Татарский В. И.* Частотный спектр сигнала при радиоакустическом зондировании атмосферы // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. 1980. Т. 16, №3. С. 219-228. 2. *Каллистратова М. А., Кон А. И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука, 1985. 200 с. 3. *Ширман Я. Д., Манжос В. Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 2.11.2000