

179. **5.** Rao B.L.J., Ferris J.E., Zimmerman W.E. Broadband characteristics of cylindrical antennas with exponentially tapered capacitive loading // IEEE Trans. 1969. AP-17, № 2. P. 145-151. **6.** Левин Б.М., Яковлев А.Д. Антенна с нагрузками как импедансный вибратор с переменным импедансом // Радиотехника и электроника. 1985. Т. 30, № 1. С. 25-33. **7.** Гарб Х.Л., Фридберг П.Ш., Яковвер И.М. Дифракция H_{10} -волны на тонкой резистивной пленке со скачкообразным изменением поверхностного импеданса в прямоугольном волноводе // Радиотехника и электроника. 1985. Т. 30, № 1. С. 41-48. **8.** Тонкий импедансный вибратор в прямоугольном волноводе /Городец Н.Н., Нестеренко М.В., Петленко В.А., Хижняк Н.А. // Радиотехника. 1984. Т. 39, № 1. С. 65-68. **9.** Нестеренко М.В. Рассеяние электромагнитных волн тонкими вибраторами с переменным поверхностным импедансом // Радиофизика и радиоастрономия. 2005. Т.10, №4. С. 408-417. **10.** Нестеренко М.В. Поверхностный импеданс вибраторов в тонкопроволочном приближении // Вісн. Харків. нац. ун-ту. Радіофізика та електроніка. 2002. № 544. С.47-49.

Поступила в редколлегию 16.03.2006

Рецензент: д-р физ.-мат. наук, проф. Булгаков А.А.

Нестеренко Михаил Васильевич, канд. физ.-мат. наук, старший научный сотрудник кафедры прикладной электродинамики радиофизического факультета Харьковского национального университета им. В.Н. Каразина. Научные интересы: излучение и рассеяние электромагнитных волн вибраторными и щелевыми неоднородностями в различных электродинамических объемах. Адрес: Украина, 61077, Харьков, пл. Свободы, 4.

E-mail: Mikhail.V.Nesterenko@univer.kharkov.ua

Белогуров Евгений Юрьевич, младший научный сотрудник кафедры прикладной электродинамики радиофизического факультета Харьковского национального университета им. В.Н. Каразина. Научные интересы: излучение и рассеяние электромагнитных волн щелевыми неоднородностями в прямоугольных и полосковых волноводах. Адрес: Украина, 61077, Харьков, пл. Свободы, 4.

E-mail: Eugene.Y.Belogurov@univer.kharkov.ua

УДК621.396.96.001.2

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕДСТАВЛЕНИЙ ПРИ СИНТЕЗЕ И АНАЛИЗЕ СИГНАЛОВ РАДИОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

КАРТАШОВ В.М., ВОЛОХ А.В.

Взаимодействие в атмосфере электромагнитного и акустического сигналов радиоакустических систем представлено в терминах функционального анализа, что позволяет использовать наглядные геометрические образы при решении задач анализа и синтеза зондирующих колебаний и обеспечивает наглядное отображение полученных результатов. С использованием разработанных методов синтеза получены сигналы, формирующие платообразное тело рассеяния.

Введение

Геометрическое представление сигналов, впервые введенное Котельниковым В.А., широко используется при решении различных задач систем передачи информации, радиолокации, радионавигации [1-3]. Если, например, результат взаимодействия двух сигналов в корреляционном приемнике равен нулю, то говорят об ортогональности принимаемого и опорного сигналов. Мерой корреляции двух сигналов может быть угол между векторами, отображающими колебания.

Геометрическое представление сигналов используется также при синтезе радиолокационных зондирующих сигналов по заданным значениям функции неопределенности [4]. Мерой близости полученного сигнала к области допустимых колебаний является коэффициент близости, максимизация которого эквивалентна минимизации расстояния между сигналом и допустимой областью сигналов.

Геометрический способ представления задачи позволяет получить наглядное отображение решения задачи синтеза, а векторное представление сигналов и использование понятия пространства облегчает поиск наиболее удовлетворительных решений задачи синтеза и приближения полученных результатов к оптимальным.

Таким образом, применение геометрических представлений и скалярного произведения весьма полезно при рассмотрении линейных способов обработки сигналов и поиске новых, удовлетворяющих некоторым заданным критериям оптимальности, видов колебаний.

Принцип действия систем радиоакустического зондирования атмосферы [5] основан на линейном взаимодействии в среде акустического и электромагнитного колебаний. Ранее для анализа процесса рассеяния применялся подход, основанный на использовании математического аппарата, разработанного в теории распространения волн в турбулентной атмосфере, который является достаточно сложным и громоздким. Описание процесса взаимодействия звуковой и электромагнитной волн с помощью достаточно простого линейного оператора упростит задачу исследования свойств зондирующих колебаний и позволит проанализировать свойства сигналов (используемых в станциях радиоакустического зондирования), интуитивно связанные с расстоянием.

Цель работы: представление в терминах функционального анализа взаимодействия в атмосфере электромагнитного и акустического сигналов радиоакустических систем и задачи синтеза векторного радиоакустического сигнала.

Задачи исследования:

1. Введение функционала, определяющего расстояние и угол между звуковым и радиосигналом.

2. Геометрическая интерпретация задачи синтеза векторного радиоакустического сигнала.

3. Нахождение сигналов, обеспечивающих формирование платообразного тела рассеяния.

1. Геометрическое представление сигналов

Для определения расстояния между элементами пространства сигналов s_i, s_j используют функционал d , который должен удовлетворять следующим требованиям [4]:

$$d(s_i, s_j) \geq 0, d(s_i, s_j) = d(s_j, s_i);$$

$$d(s_i, s_k) \leq d(s_i, s_j) + d(s_j, s_k), d(s_i, s_j) = 0,$$

только если $s_i = s_j$.

При рассеянии сигналов на неоднородностях атмосферы необходимо оценивать физическую способность радио и акустического сигнала к формированию рассеянной радиоволны при их рассогласовании в пространстве и области волновых чисел. Физическое совмещение (а также предыдущее и последующее рассогласование) сигналов в пространстве всегда выполняется в некотором диапазоне дальностей, если радиосигнал излучается с некоторой задержкой во времени после излучения акустического сигнала, а направления излучения обеих волн совпадают. Изменение параметра расстройки q двух сигналов в области волновых частот связано с изменением длины акустической волны по трассе зондирования вследствие непостоянства метеопараметров (в частности температуры и скорости ветра).

Степень близости двух сигналов можно оценить с помощью расстояния между ними [6]. Квадрат расстояния между элементами множества S_M допустимых акустических сигналов и множества E_M допустимых радиосигналов определим как интеграл квадрата разности $E(2r' - r)$ и $S(r') \cdot e^{-jq'r'}$:

$$\Delta^2(r, q) = \int_{-\infty}^{+\infty} |E(2r' - r) - S(r') \cdot e^{-jq'r'}|^2 dr'. \quad (1)$$

При такой записи каждый элемент множества E_M включает в себя подмножество сигналов, имеющих одинаковую комплексную огибающую E , но отличающихся смещением по дальности r , соответственно элементы множества S_M отличаются сдвигом по пространственной частоте q .

Раскрывая скобки в выражении (1) и учитывая условие нормировки энергии сигналов, получаем

$$\Delta^2(r, q) = 2 \cdot [1 - \text{Re}(F(r, q))].$$

Функция рассеяния $F(r, q)$ определяется следующим выражением:

$$F(r, q) = \int_{-\infty}^{\infty} E(2r' - r) \cdot S^*(r') \cdot e^{jq'r'} dr',$$

где $q = 2k_e - k_s$ – параметр расстройки условия Брэгга; $k_s = 2\pi/\lambda_s$ – волновое число для звука; $k_e = \omega/c$ – волновое число; r – смещение сигналов по координате «дальность»; E – радиосигнал; S – акустический сигнал.

Таким образом, именно двумерная взаимокорреляционная функция $F(r, q)$, характеризующая совместную физическую способность акустического и электромагнитного сигналов к формированию рассеянной радиоволны, определяет геометрическую меру близости данных сигналов в функциональном пространстве при их рассогласовании по координате r и в области волновых частот q .

При геометрической интерпретации угол φ между векторами E и S в комплексном гильбертовом пространстве определяется соотношением [4]

$$\cos\varphi = \frac{\text{Re}(E, S)}{\|E\| \cdot \|S\|} = \frac{\text{Re}[\int_{-\infty}^{+\infty} E(2r' - r) \cdot S^*(r') e^{jq'r'} dr']}{\|E\| \cdot \|S\|}.$$

Для нормированных сигналов, следовательно, $\cos\varphi = \text{Re}(E, S)$.

Поскольку в данной задаче существенную роль играет форма, структура сигналов, а не их масштаб, определяемый амплитудой, целесообразно использовать нормированные сигналы, обладающие единичной энергией. Амплитуда сигнала в функциональном пространстве определяет только длину вектора, следовательно, нормированные сигналы представляются точками на поверхности единичной гиперсферы I , а множества E_M и S_M отображаются тогда некоторыми участками гиперсферы.

Таким образом, уменьшение расстояния между единичными векторами соответствует уменьшению угла между ними и увеличению $\cos\varphi$. Если функции E и S совпадают, то $(E, S) = 1$, $\cos\varphi = 1$ ($\varphi = 0$). При $(E, S) = 0$ и $\cos\varphi = 0$ ($\varphi = \pi/2$) сигналы становятся ортогональными (рис. 1, а).

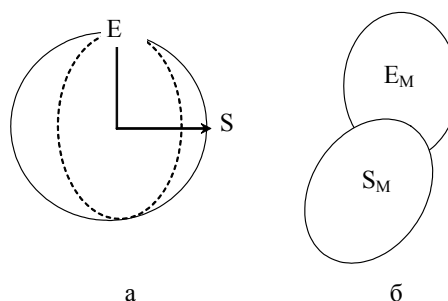


Рис. 1. Геометрические образы электромагнитного и акустических сигналов (а), а также множеств E_M и S_M , которые являются пересекающимися (б)

Угол φ между акустическим и электромагнитным сигналами является функцией параметров r , q , характеризующих рассогласование колебаний. При $r = 0$, $q = 0$, если функции $E(2r')$ и $S(r')$ эквивалент-

тны, они отображаются одной точкой гиперболы, поскольку, как известно, и в комплексном, и в действительном гильбертовом пространстве L^2 эквивалентные между собой функции являются одним и тем же элементом пространства. Следовательно, угол между такими сигналами $\varphi = 0$.

С изменением r и q функции $E(2r' - r)$, $S(r') \cdot e^{-jq'r'}$, изменяя свое геометрическое положение, отдаляются друг от друга и при некоторых значениях параметров r, q угол между данными сигнальными векторами становится равным $\varphi = \pi/2$, т.е. сигналы становятся ортогональными. Рассеянный радиосигнал при таком положении функций на гиперсфере равен нулю.

При синтезе сигналов необходимо иметь в виду, что не всякая двумерная функция может быть функцией рассеяния, а только такая, преобразование Фурье которой записывается в виде произведения двух комплексно-сопряженных множителей. Следовательно, если, задав некоторую функцию $F(r, q)$ и определив вид акустического сигнала $S(r')$, попытаться найти соответствующий радиосигнал, в ансамбле с которым $S(r')$ формирует функцию $F(r, q)$, то решения может и не существовать. Причин отсутствия решения две: 1) заданная функция $F(r, q)$ не может быть функцией рассеяния; 2) решение существует при некотором другом виде акустического сигнала.

2. Синтез сигналов

Задача синтеза радиоакустического сигнала по модулю функции рассеяния в общем случае сводится к минимизации среднеквадратической ошибки отклонения:

$$\varepsilon = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [|F(r, q)| - |\chi(r, q)|]^2 dr \frac{dq}{2\pi}, \quad (2)$$

где $|F(r, q)|$ – заданный модуль функции рассеяния; $|\chi(r, q)|$ – модуль функции рассеяния искомого радиоакустического сигнала,

$$\chi(r, q) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(2r' - r) \cdot S^*(r') \cdot e^{jq'r'} dr'.$$

Минимизация ε эквивалентна максимизации функционала Q :

$$Q = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |F(r, q)| \cdot |\chi(r, q)| dr dq. \quad (3)$$

Необходимо заметить, что функция рассеяния $F(r, q)$ задается из соображений достижения наилучших показателей при взаимодействии электромагнитного сигнала с акустическим, тогда как функция рассеяния $\chi(r, q)$ в уравнениях (2) и (3) является наиболее приемлемой с точки зрения реализации полученного из нее радиоакустического сигнала. Уравнение (2) должно обеспечить наименьшее среднеквадратическое отклонение реальной функции рассеяния от оптимальной.

После достижения максимума функционала (3) будет получена некоторая функция рассеяния $F_D(r, q)$:

$$F_D(r, q) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(2r' - r) \cdot S^*(r') \cdot e^{jq'r'} dr', \quad (4)$$

$$F_D(r, q) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_E\left(\frac{k}{2}\right) \cdot S_S^*(k + q) \cdot e^{-j\frac{r}{2}k} dk. \quad (5)$$

Далее необходимо получить радиоакустический сигнал. Формально задача синтеза векторного радиоакустического сигнала по функции рассеяния может быть представлена следующим образом: в уравнениях (4) или (5) при заданной функции $F_D(r, q)$ требуется найти виды сигналов S и E или их спектров, удовлетворяющих этим уравнениям.

Формулировка задачи может быть также такой: при заданных функциях $F_D(r, q)$ и S (или E) требуется найти вид другого сигнала – E (или S), удовлетворяющего (4); задача выглядит аналогично, если использовать при постановке соотношение (5) и входящие в него величины.

Выражения (4) и (5) представляют собой линейные интегральные уравнения 1-го рода. В общем случае решение таких уравнений относительно одного из членов, стоящих в правой части, задача достаточно непростая. Для нахождения решения воспользуемся следующим обстоятельством: равенство (4) содержит интеграл Фурье по переменной r' . Выполнив обратное преобразование Фурье функции (4), имеем

$$E(2r' - r) \cdot S^*(r') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_D(r, q) \cdot e^{-jq'r'} dq.$$

Из последнего соотношения могут быть найдены сигналы E и S .

Для решения уравнения (5) преобразуем его правую и левую части с помощью интегрального преобразования Фурье:

$$\frac{1}{2} S_E\left(\frac{k}{2}\right) \cdot S_S^*(k + q) = \int_{-\infty}^{+\infty} F_D(r, q) \cdot e^{j\frac{k}{2}r} dr.$$

Используя последнее равенство и предполагая, что форма спектра акустического сигнала известна, можно получить выражение для пространственного спектра радиосигнала.

Решение задачи можно получить также из выражения (4), положив в нем $q = 0$:

$$F_D(r, 0) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(2r' - r) \cdot S^*(r') dr'.$$

Данное равенство является интегральным уравнением 1-го рода, в правой части которого имеем скалярное произведение, которое можно представить как свертку функций. Тогда решение уравнения можно найти на основании известного свойства: пространственный спектр функции, стоящей в левой части выраже-

ния, будет равен произведению спектров функций правой части.

Соответствующее решение можно получить аналогичным путем из (5) при $r = 0$.

3. Сигналы, формирующие платообразное тело рассеяния

Критерием качества векторных сигналов, синтезируемых с использованием данных методов, выступает функция рассеяния. Вид желаемой функции рассеяния выбирается исходя из имеющегося опыта решения теоретических и практических задач в данной области, понимания особенностей функционирования радиоакустических систем, знаний в области теории сигналов. Чем полнее понимание, богаче опыт и глубже знания, тем лучше, по-видимому, удастся формализовать и воплотить в функции рассеяния требования к аппаратуре, особенности систем данного вида, замыслы и стремления разработчика. При таком подходе, естественно, остается значительный простор для интуиции исследователя и инженера.

Причиной специфических ошибок измерения температуры атмосферы системами РАЗ является дополнительное смещение центральной частоты спектра рассеянного радиосигнала по сравнению с чисто доплеровским смещением, которое наблюдается при изменяющихся по трассе метеопараметрах вследствие частотной избирательности акустического волнового пакета. Данный вид погрешностей уменьшается по мере приближения значений модуля функции $F(r, q)$ (при $r = 0$) к равномерной функции в некотором диапазоне значений q .

Будем считать, что электромагнитное излучение является непрерывным и монохроматическим, имеющим спектр $S_E(k/2) = 4\pi \delta(0)$ (как видно из последнего равенства, дельта-функция здесь имеет размерность пространственной частоты). Тогда выражение (5) при $r = 0$ будет иметь вид

$$F(0, q) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(0) \cdot S_S^*(k + q) dk.$$

На основании фильтрующего свойства δ -функции запишем

$$F(0, q) = S_S^*(q). \quad (6)$$

Будем полагать функцию рассеяния действительной, равномерной на интервале $(-q_1, q_1)$ и равной единице. Применяя преобразование Фурье к (6), получаем форму синтезируемого акустического сигнала – его комплексную огибающую:

$$S(r) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(0, q) \cdot e^{jqr} dq = A \cdot \frac{\sin(q_1 r)}{q_1 r},$$

где A – амплитуда сигнала ($A = 2q_1$).

Данный вид сигнала, как видно, относится к классу фазоманипулированных с изменением фазы на π в точках, где действительная огибающая обращается в нуль. Спектральная плотность такого сигнала равномерна в диапазоне пространственных частот $(-q_1, q_1)$.

Синтезированный сигнал, как и синтезированное оптимальное устройство, целесообразно проанализировать далее с позиций обеспечения требуемых показателей качества и возможностей его практической реализации.

Практическим недостатком полученного акустического сигнала является наличие длинных «хвостов», отстоящих от основного лепестка. Однако, как показывают результаты моделирования, достаточно плоская форма пространственного спектра получается даже в том случае, если ограничиться только одним боковым лепестком сигнальной функции или его половиной.

Тело рассеяния акустического сигнала, имеющего комплексную огибающую вида $\sin(r)/r$, и простого радиопульса конечной длительности с прямоугольной огибающей представлено на рис. 2. Интересная особенность данного тела – одинаковая форма сечений вдоль осей r и q объясняется тем, что корреляционные интегралы в пространственной и частотной областях включают одинаковые наборы функций, составляющих пары сигнал-сигнал и спектр-спектр, которые взаимопреобразуются в результате преобразования Фурье.

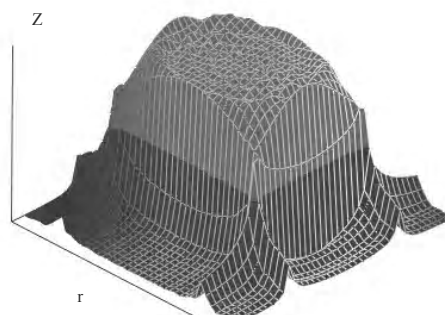


Рис. 2. Тело рассеяния платообразной формы

Использование радиоакустического сигнала со «столообразным» или «платообразным» телом рассеяния (см. рис. 2) позволит устранить или существенно уменьшить характерную для систем РАЗ погрешность оценивания температуры, порождаемую изменчивостью метеопараметров.

Выводы

Научная новизна. Показано, что именно двумерная взаимокорреляционная функция $F(r, q)$, характеризующая совместную физическую способность акустического и электромагнитного сигналов к формированию рассеянной радиоволны, определяет геометрическую меру близости данных сигналов в функциональном пространстве при их рассогласовании по дальности и в области волновых частот. В зависимости от значения взаимокорреляционной функции векторы электромагнитного и акустического сигналов

могут совпадать (если сигналы эквивалентны), являются ортогональными либо занимают некоторое промежуточное положение.

Практическая значимость. Представление сигналов в виде геометрических образов существенно упрощает понимание и облегчает решение рассматриваемых задач. Синтезированный радиоакустический сигнал с платообразным телом рассеяния обеспечивает защиту систем РАЗ от изменяющихся по трассе зондирования метеоусловий. Это достигается вследствие того, что предложенный акустический сигнал отражает в некоторой полосе пространственных частот как точечная цель.

Литература: 1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с. 2. Гуткин Л.С. Проектирование радиосистем и радиоустройств. М.: Радио и связь, 1986. 282 с. 3. Кук Ч., Бернфельд М. Радиоло-

кационные сигналы: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1973. 560 с. 4. Вакман Д.Е., Седлецкий Р.М. Вопросы синтеза радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1973. 312 с. 5. Каллистратова М.А., Кон А.И. Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука, 1985. 200 с. 6. Карташов В.М. Функции рассеяния сигналов систем зондирования атмосферы // Радиотехника. 2001. №118. С. 61-65.

Поступила в редколлегию 18.01.2006

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Прошкин Е.Г.

Карташов Владимир Михайлович, д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры РЭС ХНУРЭ. Научные интересы: методы дистанционного зондирования атмосферы, обработка сигналов. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, тел. 70-21-587.

Волох Андрей Викторович, студент группы АРТ-01-2 ХНУРЭ. Научные интересы: методы дистанционного зондирования атмосферы. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, тел. 70-21-587.

УДК 621.396.96

МЕТОД ПРОСТОРОВОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛУ ВІД ДЖЕРЕЛА ВИПРОМІНЮВАННЯ, РОЗТАШОВАНОГО НАД РОЗСІЮЮЧОЮ ПОВЕРХНЕЮ

СИНЯВСЬКИЙ А.Т., АНТОНЮК В.П., ГРЕК В.Г., ЛОБУР М.В., КЛЕПФЕР Є.І.

Описується принцип просторової обробки сигналів у системі з лінійною антенною решіткою. Розглядається випадок, коли інтерференційна завада виникає внаслідок двопробеневого розповсюдження хвиль від джерела корисного сигналу, що низько розташоване над розсіюючою поверхнею. На основі виведених аналітичних виразів пропонується метод просторової обробки сигналів. Результати порівняльного аналізу підтверджують високу ефективність методу при здійсненні оцінки комплексної огинаючої корисного сигналу, параметрів когерентної завади, а також напрямів їх приходу.

1. Вступ

Для багатьох радіотехнічних систем характерна наявність когерентних завад в процесі їх функціонування. Такі завади призводять до ефекту часткової або повної втрати інформації, що надходить від джерела випромінювання. *Актуальною проблемою* є створення принципів прийому та обробки просторових сигналів, стійких до когерентних завад.

В статті основну увагу приділено випадку, коли в точку прийому приходять два повністю корельовані невідомі сигнали, які повинні бути встановлені на виході приймача (рис. 1). Один з цих сигналів є когерентною завадою, що внаслідок розповсюдження відмінна від корисного сигналу лише зміненою фазою та амплітудою. Інтерференція в точці прийому протилежних за фазою та амплітудою сигналів є

причиною відсутності сигналу на виході приймача. Статистика таких явищ описана в [1].

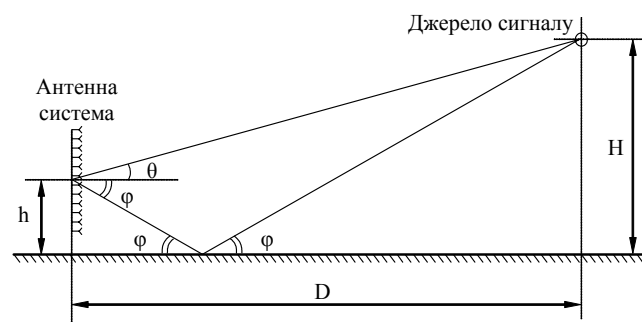


Рис. 1. Прийом сигналу від джерела випромінювання при двопробеневій моделі розповсюдження

Двопробенева модель розповсюдження радіохвиль характерна для систем зв'язку з рухомими об'єктами, систем формування каналів супутникового зв'язку, а також для радіорелейних ліній передачі. Виявлення та оцінка параметрів сигналів і координат джерел випромінювання, що розташовані над плоскими гладкими поверхнями, є іншим прикладом, в якому постає проблема усунення небажаного інтерференційного ефекту, спричиненого двопробеневим розповсюдженням хвиль.

Основним принципом зменшення впливу інтерференційної завади на прийом сигналу є просторове рознесення, яке в досліджуваному випадку реалізовано шляхом застосування чотириелементної лінійної антенної решітки. Створення оптимального та простого для реалізації методу об'єднання сигналів від елементів антенної решітки є актуальною проблемою, яка широко обговорюється в сучасній літературі.

Метою даного дослідження є розвиток підходу, який би дозволив здійснити оцінку напрямку приходу сигналів для описаної моделі розповсюдження (див. рис. 1) та встановити огинаючу корисного сигналу.