

Выделение импульсных характеристик рассеяния объектов в сверхширокополосной радиолокации

Ю. В. Кузнецов

Представлена методика выделения импульсных характеристик рассеяния объектов в сверхширокополосной радиолокации, позволяющая повысить точность определения параметров объекта; разработанная методика продемонстрирована на примере определения импульсной характеристики микрополосковой прямоугольной антенны.

The technique of a scattered impulse response extraction of objects in ultra wideband (UWB) radars is presented. According to the singularity expansion method the signal, scattered by the radar target, is divided on early-time and late-time reactions. Extraction of the impulse response from the whole signal without division into parts allows increasing accuracy of object parameters definition. The reduction of a rank of an ill-conditioned matrix is offered to implement in accordance with the spectral criterion. The developed technique of impulse response extraction from the scattered signal of the object is presented on an example of definition of the impulse response of the rectangular patch antenna.

Введение. Вопросам анализа временных и частотных характеристик рассеяния электромагнитных полей телами различной формы посвящено большое число научных работ как отечественных, так и зарубежных [1–3]. Под *временной характеристикой* рассеяния объекта будем понимать так называемую импульсную характеристику (ИХ) объекта, являющуюся реакцией на электромагнитное возбуждение, имеющее форму и свойства δ -функции. На практике воздействие имеет конечную длительность и определенную форму, поэтому временная зависимость реакции объекта несет в себе не только информацию об ИХ, но и о форме возбуждающего сигнала.

С точки зрения сверхширокополосной (СШП) радиолокации очень важную роль играет зависимость эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) от частоты или длины волны электромагнитного поля. Эту зависимость можно определить теоретически путем расчета поля, рассеянного объектом данной формы, в зависимости от ракурса объекта и длины волны возбуждающего гармонического поля (стационарный случай), либо путем нахождения ИХ цели, т.е. вычислением поля, рассеянного объектом при воздействии бесконечно короткого импульса напряженности электрического поля, несущего конечную энергию (нестационарный случай). Оба этих подхода достаточно хорошо представлены в [2, 3] для тел правильной геометрической формы: сфера, эллипсоид, цилиндр, конус и т.д.

Зависимость ЭПР от частоты будем называть *энергетической частотной характеристикой*, или *энергетическим спектром* радиолокационной цели, и обозначим ее через $\sigma(f)$.

Обратное преобразование Фурье от энергетического спектра дает автокорреляционную функцию (АКФ) ИХ цели

$$R_{\sigma}(t) = 2 \int_0^{+\infty} \sigma(f) \exp(j2\pi ft) df. \quad (1)$$

Что касается самой ИХ цели $h_{\sigma}(t)$, то однозначно определить ее по энергетическому спектру или автокорреляционной функции удается не всегда, поскольку процедура факторизации $\sigma(f)$ требует введения некоторых предположений о характере поведения и свойствах $\sigma(f)$. Тем не менее, поскольку выполняется равенство

$$R_{\sigma}(t) = h_{\sigma}(t) * h_{\sigma}(-t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_{\sigma}(\tau) h_{\sigma}(t+\tau) d\tau, \quad (2)$$

где «*» означает операцию свертки, в АКФ содержится много полезной информации об ИХ цели: эффективная длительность, скорость затухания огибающей, доминирующие частоты колебаний и т.д.

Согласно методу сингулярных разложений [4] реакцию объекта на достаточной короткий возбуждающий импульс условно можно разделить на две части: ранневременную и поздневременную реакции. Ранневременная реакция содержит в себе вынужденные колебания и, при условии конечности длительности возбуждающего импульса и ограниченной протяженности объекта, является ограниченной по времени. Длительность ранневременной реакции в СШП-радиолокации обычно оценивается как время, требуемое для распространения волны по поверхности объекта в среде, окружающей объект, в направлении облучения цели в обе стороны. Позд-

невременная часть реакции объекта содержит только собственные колебания, она определяется исключительно геометрической формой и размерами объекта, а также ракурсом цели. Поскольку поздневременная часть реакции объекта является суммой затухающих гармонических колебаний, можно каждое из этих колебаний в частотной области представить в виде пары комплексно сопряженных полюсов. Положение этих полюсов практически не зависит от ракурса цели, т.е. начальных условий возбуждения поля, рассеиваемого объектом. Таким образом, взаимодействие возбуждающего поля с радиолокационным объектом может быть приближенно описано с помощью передаточной функции или ИХ объекта.

Разделение общей реакции цели на две части и использование для моделирования только поздневременной части имеет существенный недостаток. Он заключается в том, что основная энергия отклика сосредоточена в ранневременной части, а поздневременная реакция имеет относительно низкую энергию и потому подвержена серьезному влиянию шумов. Вместе с тем собственные колебания существуют и в ранневременной части реакции цели. Для использования этой части реакции при моделировании объекта передаточной функцией необходимо исключить вынужденную часть реакции. Это можно сделать с помощью деления частотных характеристик общей реакции и воздействия в спектральной области или обращения свертки во временной области.

Операцию обращения свертки во временной области сведем к операции обращения матрицы, причем обращаемая матрица содержит не только воздействие, но учитывает и влияние приемной, передающей антенн и приемного тракта на общую реакцию радиолокационной цели. Основной проблемой при проведении обращения матрицы данных является ее плохая обусловленность. Для редуцирования ранга матрицы предложено воспользоваться спектральным критерием, требующим учета только тех составляющих, спектр которых сосредоточен в рабочей области частот измерительной системы.

Разработанная методика выделения ИХ из отклика объекта на короткий возбуждающий импульс продемонстрирована на примере определения ИХ микрополосковой прямоугольной антенны.

После выделения ИХ была проведена ее аппроксимация полносной моделью, порядок которой определялся также с использованием разработанного спектрального критерия. Результат аппрок-

симации не только близок к реальной ИХ, но и к измеренной частотной характеристике антенны, что подтверждает адекватность предложенной полносной или резонансной модели радиолокационных целей.

1. Теория представления объектов с помощью импульсных характеристик. Импульсная характеристика по определению является реакцией исследуемой цепи на δ -функцию. Вместе с тем сигнал, рассеянный объектом, взаимодействует с приемной антенной и входными цепями приемного устройства, обладающего конечной полосой пропускания. Таким образом, задача определения ИХ объекта связана с необходимостью исключения воздействия всех внешних по отношению к объекту факторов.

Для того чтобы определить ИХ объекта по измеренному сигналу, рассеянному им, необходимо заранее знать или измерить сигнал, излучаемый для возбуждения объекта, а также сигнал, принимаемый системой обработки в отсутствие рассеивающего объекта. Поскольку взаимодействие возбуждающего сигнала с различными элементами измерительной системы линейное, эквивалентная схема измерения характеристик объекта может быть упрощена и представлена в виде двух последовательно соединенных линейных систем (рис. 1).

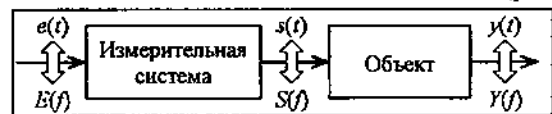


Рис. 1. Эквивалентная схема измерения характеристик объекта

В измерительную систему (рис. 1) включена передающая и приемная антенны, приемный тракт, линии связи и т.д. Характеристикой измерительной системы является функция, однозначно связывающая входной возбуждающий сигнал $e(t)$ или его спектр $E(f)$, являющийся преобразованием Фурье временной функции $e(t)$, и выходной сигнал $s(t)$ или его спектр $S(f)$. Такой функцией является ИХ $h_{изм}(t)$ или частотная характеристика $H_{изм}(f)$ измерительной системы.

Импульсная характеристика определяет связь между сигналами во временной области

$$s(t) = e(t) * h_{изм}(t) = \int_0^t e(\tau) h_{изм}(t - \tau) d\tau. \quad (3)$$

Частотная характеристика определяет связь между сигналами в частотной области

$$S(f) = E(f) H_{изм}(f). \quad (4)$$

На практике сигнал $s(t)$ получается как реакция измерительной системы на возбуждающий импульс в отсутствие объекта. При наличии объекта выходной сигнал $y(t)$ определяется сверткой сигнала $s(t)$ с ИХ объекта $h_\sigma(t)$

$$y(t) = s(t) * h_\sigma(t) = \int_0^t s(\tau) h_\sigma(t - \tau) d\tau \quad (5)$$

либо произведением спектра сигнала $S(f)$ с частотной характеристикой объекта $H_\sigma(f)$.

Таким образом, наблюдаемый сигнал $y(t)$ кроме информации об объекте содержит информацию об измерительном тракте, а также подвержен влиянию шумов и мешающих сигналов. Кроме того, поскольку измерение параметров сигнала сопровождается взятием отдельных отсчетов сигналов, можно считать, что все сигналы (рис. 1) необходимо продискретизировать с частотой дискретизации $F_0 = 1/T_0$:

$$e_n = T_0 e(nT_0); s_n = T_0 s(nT_0); y_n = T_0 y(nT_0). \quad (6)$$

Тогда уравнение свертки в непрерывном времени (5) можно заменить матричным уравнением [5]

$$\begin{bmatrix} s_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ s_1 & s_0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{M-1} & s_{M-2} & s_{M-3} & \dots & s_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{M-1} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

в котором $h_i, i = 0, 1, \dots, M - 1$, являются отсчетами ИХ $h_n = T_0 h_\sigma(nT_0)$.

В матричной форме уравнение (7) имеет вид $sh = y$. (8)

Поскольку уравнение (8) содержит систему M линейных уравнений с M неизвестными, оно в принципе может быть разрешено относительно неизвестных отсчетов ИХ объекта. Однако известно, что это матричное уравнение является плохо обусловленным [6–8] и для его решения необходимо применить одну из известных процедур регуляризации. В результате получим систему уравнений, решение которой аппроксимирует определенным образом искомую ИХ объекта.

Уравнение (8) называется хорошо обусловленным, если выполняются следующие условия [6]:

- решение h существует для любого элемента y из пространства, в котором определен сигнал $y(t)$;
- решение h является единственным;
- малые отклонения y приводят к малым изменениям решения h без каких-либо дополнительных ограничений.

Если любое из приведенных выше условий не выполняется, то задача становится плохо обусловленной. Степень обусловленности матричного уравнения отражается числом обусловленности матрицы s , которое можно обозначить через Q_s . Оно связывает относительные изменения y с относительными изменениями h

$$\frac{\|\Delta h\|}{\|h\|} \leq Q_s \frac{\|\Delta y\|}{\|y\|}, \quad (9)$$

где Δh и Δy обозначают абсолютные отклонения измеренных значений y и оцененных значений h относительно истинных значений этих функций (векторов). Символом $\|\bullet\|$ обозначается среднеквадратическое значение или норма соответствующего вектора. Если Q_s велико, то матрица s называется плохо обусловленной, при этом даже незначительные ошибки при измерении вектора y могут вызвать очень большие ошибки при оценке импульсной характеристики $h(t)$.

Известно большое число методов регуляризации [8], позволяющих находить приближенные решения уравнения (8), однако использование того или иного метода регуляризации на практике может дать разные результаты и окончательный выбор определяется конкретной задачей, в которой необходимо решить соответствующее уравнение.

Существует много объяснений явления плохой обусловленности матрицы данных. При решении задачи определения ИХ линейной системы наибольшим физическим смыслом обладает, по видимому, спектральное объяснение, позволяющее сформулировать подход к решению (8). Поскольку возбуждающий импульс $e(t)$ имеет ограниченную ширину спектра $E(f)$ на некотором уровне F_m , а система линейна, в ней не может появиться частотных компонент, превышающих указанную величину F_m . В спектрах сигналов $s(t)$ и $y(t)$ также не должно содержаться частотных компонент, превышающих ширину спектра возбуждающего импульса F_m . Вместе с тем сигналы в системе (рис. 1) представлены своими отсчетами в соответствии с (6), поэтому максимальная частота в спектрах дискретных сигналов может достигать величины $0,5 F_0 = 1/(2T_0)$, которая больше, чем максимальная частота в спектре сигналов F_m .

Таким образом, необходимо восстановить вектор импульсной характеристики h , являющийся линейной комбинацией векторов, каждый из которых не должен содержать частотных компонент, превышающих F_m . При этом необходимо обеспечить заданную частоту дискретизации F_0 .

Решение уравнения (8) проведем путем сингулярного разложения матрицы s [8]

$$s = U \Sigma V^T, \quad (10)$$

где U и V – ортогональные матрицы размером $M \times M$, Σ – диагональная матрица, элементы которой являются убывающими по величине сингулярными числами матрицы s σ_i , $i = 1, \dots, M$.

С использованием сингулярных чисел обусловленность матрицы s оценим следующим образом:

$$Q_s = \frac{(\sigma_i)_{\max}}{(\sigma_i)_{\min}}, \quad (11)$$

где $(\sigma_i)_{\max}$ – максимальное сингулярное число матрицы s , а $(\sigma_i)_{\min}$ – минимальное сингулярное число матрицы s .

С учетом сингулярного разложения матрицы s решение уравнения (8) может быть записано в виде

$$h = s^{-1}y = V \Sigma^{-1} U^T y, \quad (12)$$

где Σ^{-1} – обратная диагональная матрица, содержащая элементы $1/\sigma_i$.

Выражение (12) можно переписать в виде

$$h = V \eta, \quad (13)$$

где η представляет собой вектор, элементы которого определяются как

$$\eta_i = \frac{1}{\sigma_i} (U^T y)_i, \quad (14)$$

где $(U^T y)_i$ – i -й элемент вектора $U^T y$.

Если матрица s плохо обусловлена, то малые сингулярные числа приведут к увеличению соответствующих элементов вектора η . Это вызовет искусственное увеличение вклада в ИХ h информации от столбцов матрицы V с соответствующими индексами i . Физически эти столбцы матрицы V представляют функции, ширина спектров которых превышает максимальную частоту F_m спектров сигналов в системе измерения, поэтому столбцы матрицы V с такими спектрами не должны использоваться при оценке искомой ИХ $h(t)$.

Эти свойства спектров столбцов матрицы V позволяют обоснованно определить те сингулярные числа σ_i , $i \geq N$, где $N \leq M$, которые можно приравнять к нулю. Результирующая аппроксимация ИХ $h(t)$ будет удовлетворять решению уравнения (8) по методу наименьших квадратов [9, 10].

Таким образом, методика определения ИХ $h(t)$ заключается в следующем:

– составляется матрица s , включающая отсчеты сигнала $s(t)$ на выходе измерительной системы в отсутствии исследуемого объекта;

– производится сингулярное разложение матрицы данных s на три матрицы согласно (10);

– анализируется спектральный состав столбцов ортогональной матрицы V , и определяются столбцы, спектральный состав которых выходит за пределы максимальной частоты в спектре возбуждающего воздействия F_m ;

– сингулярные числа, соответствующие выявленным столбцам матрицы V , принимаются нулевыми, что редуцирует ранг матрицы s и улучшает степень ее обусловленности;

– с помощью (12) определяется ИХ анализируемого объекта.

2. Импульсная и частотная характеристики микрополосковой прямоугольной антенны. Многие рассеиватели на практике содержат в своем составе или сами являются тонкими прямоугольными идеально-проводящими пластинами. Поэтому исследование характеристик рассеяния прямоугольной пластины является весьма интересным и важным для практики. Кроме того, такие прямоугольные пластины могут использоваться для создания сверхширокополосных антенн, частотные и импульсные характеристики которых определяются размерами сторон прямоугольника [11].

Частотная характеристика рассеяния прямоугольной пластины обладает резонансными свойствами, которые в некотором смысле напоминают резонансные свойства частотной характеристики тонкой дипольной антенны, поскольку при уменьшении отношения ширины прямоугольной антенны к ее длине (0,1 и менее) она асимптотически переходит в диполь.

В [12] приведены результаты исследования частотных и импульсных характеристик рассеяния прямоугольной пластины для разных отношений ее длины к ширине. Теоретический расчет проводился с помощью *метода моментов*, а экспериментальные результаты получены путем измерения откликов различных пластин на короткие импульсные воздействия. При этом частотные характеристики определялись путем взятия преобразования Фурье от ИХ, восстановленной из сигнала, рассеянного плоскостью.

Аналогичные исследования, проведенные с помощью трехмерного конечно-разностного временного метода (FDTD-метод), представлены в [12-14] применительно к анализу микрополоско-

вой прямоугольной антенны ("patch-antenna"). Конфигурация антенны представлена на рис. 2.

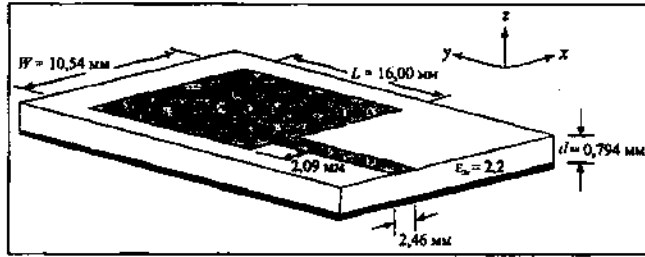


Рис. 2. Конфигурация микрополосковой прямоугольной антенны

Проведем иллюстрацию методики оценки объектов на примере микрополосковой прямоугольной антенны. Возбуждающий импульс гауссовской формы с эффективной длительностью $T_{эф} = 55$ пс, что соответствует эффективной ширине спектра $F_{эф} = 9$ ГГц, показан на рис. 3, а его нормированный спектр – на рис. 4.

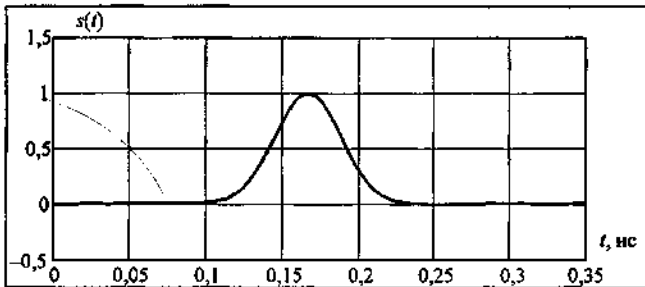


Рис. 3. Возбуждающий гауссовский импульс

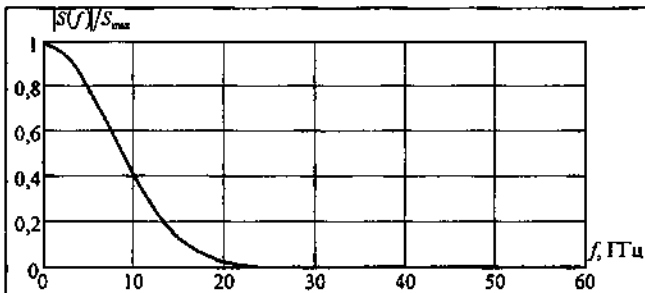


Рис. 4. Нормированный спектр возбуждающего гауссовского импульса

Непрерывный возбуждающий сигнал представлен последовательностью своих отсчетов с частотой дискретизации $F_0 = 130$ ГГц. Анализ спектра возбуждающего импульса показывает, что его ширина по уровню 1% от максимума составляет величину порядка 20 ГГц, т.е. можно принять за максимальную частоту в спектре сигналов в системе $F_m = 20$ ГГц.

Сигнал, рассеянный микрополосковой прямоугольной антенной, представлен на рис. 5, а его нормированный спектр – на рис. 6. Сопоставление возбуждающего и рассеянного сигналов и их спектров показывает, что временная и частотная функ-

ции исходного сигнала претерпели существенные изменения в диапазоне частот ниже F_m . Ввиду этого оценка ИХ может позволить выявить основные свойства исследуемого объекта в широкой полосе частот.

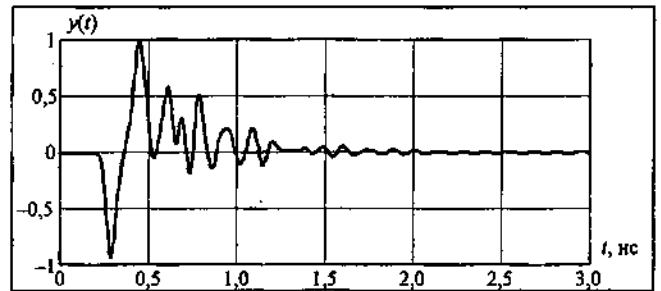


Рис. 5. Сигнал, рассеянный микрополосковой прямоугольной антенной

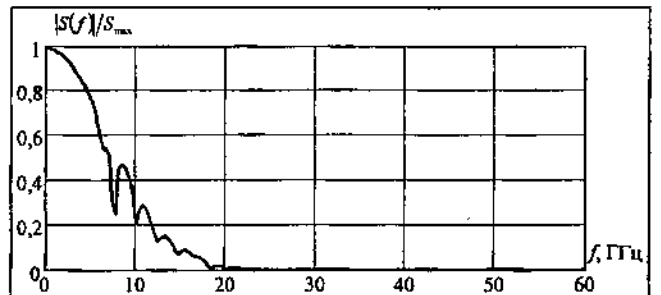


Рис. 6. Нормированный спектр сигнала, рассеянного микрополосковой прямоугольной антенной

В соответствии с методикой, описанной выше, было проведено сингулярное разложение матрицы, сформированной из отсчетов возбуждающего сигнала $s(t)$. Значения сингулярных чисел указанной матрицы представлены на рис. 7, из которого видно, что матрица имеет довольно много ненулевых сингулярных чисел, однако если использовать более 180-ти сингулярных чисел, то число обусловленности Q , будет порядка 10^7 , что соответствует случаю плохо обусловленной матрицы. Если же использовать только первые несколько десятков сингулярных чисел, то все они будут приблизительно одного порядка, и обусловленность матрицы можно будет считать хорошей.



Рис. 7. Значения сингулярных чисел матрицы данных возбуждающего воздействия микрополосковой прямоугольной антенны

Для того чтобы более точно определить максимальный номер сингулярного числа, учитываемого при обращении матрицы s , было проведено исследование зависимости спектров столбцов матрицы V , используемой при сингулярном разложении матрицы s , показанное на рис. 8. Из рисунка видно, что с увеличением номера сингулярного числа σ_i происходит расширение спектра столбцов матрицы V , уменьшение его максимального значения, а также смещение в область высоких частот. Так, максимальному сингулярному числу соответствует столбец, в котором практически вся энергия сконцентрирована в области частот вблизи нуля. Максимум в спектре столбца, соответствующего двадцатому сингулярному числу, приходится на частоту порядка 3,7 ГГц, а 190-му сингулярному числу соответствует столбец матрицы V , спектр которого сконцентрирован возле частоты порядка 47 ГГц. Согласно приведенной выше методике можно найти такое сингулярное число, при котором спектр столбцов матрицы V не будет превышать максимальную частоту F_m спектров сигналов в системе измерения. Таким числом для анализируемой антенны является 115-е сингулярное число.

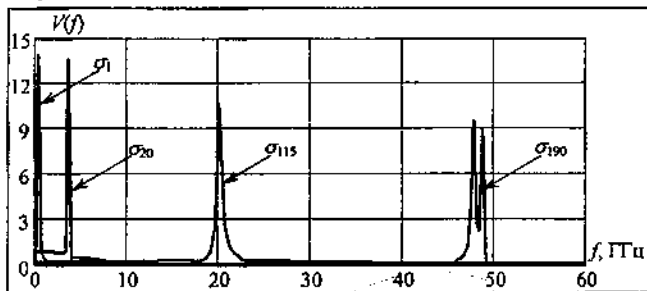


Рис. 8. Спектры столбцов матрицы V сингулярного разложения матрицы данных s для различных сингулярных чисел σ_i

Импульсная характеристика микрополосковой прямоугольной антенны, восстановленная с использованием первых 115-ти сингулярных чисел, показана на рис. 9, а передаточная функция, полученная из ИХ, – на рис. 10. Для сравнения на

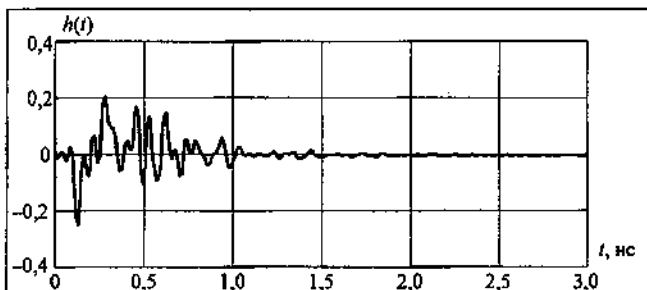


Рис. 9. Импульсная характеристика микрополосковой прямоугольной антенны

рис. 10 приведены результаты измерения передаточной функции (модуля комплексного входного сопротивления) реальной антенны в диапазоне частот от 0 до 20 ГГц. Сопоставление графиков показывает их высокую согласованность.

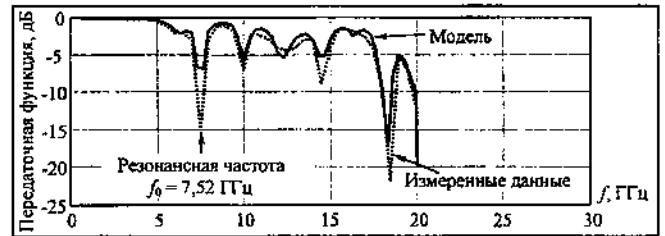


Рис. 10. Передаточная функция микрополосковой прямоугольной антенны

По полученной ИХ микрополосковой прямоугольной антенны с помощью метода матричных пучков [15] можно оценить ее полюса (собственные частоты). Диаграммы полюсов на z -плоскости, полученные по ИХ микрополосковой прямоугольной антенны при различных порядках метода, показаны на рис. 11. По полученным полюсам и вычетам анализируемой цепи можно восстановить ее ИХ. Качество восстановления ИХ микрополосковой прямоугольной антенны $h_z(t)$ будем оценивать по величине среднеквадратической ошибки (СКО). На рис. 12 показаны ИХ антенны, восстановленные по 10-ти и 22-м основным резонансным частотам.

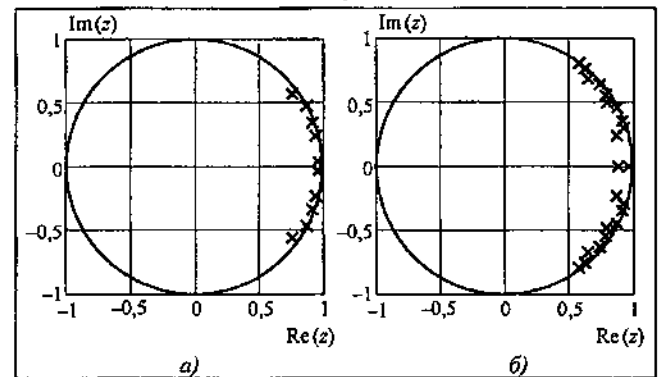


Рис. 11. Диаграмма полюсов на z -плоскости, полученная по ИХ микрополосковой прямоугольной антенны: а – $K=10$; б – $K=22$

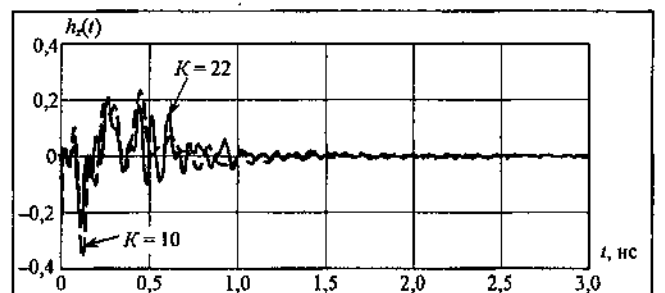


Рис. 12. Импульсная характеристика микрополосковой прямоугольной антенны, восстановленная по полюсам (K – число полюсов) на z -плоскости

Среднеквадратическая ошибка при восстановлении ИХ по 10-ти полюсам составляет величину порядка 10^{-3} , в то время как при $K = 22$ она не превышает величины 10^{-6} , что говорит о практически полном совпадении сигналов. Помимо использования СКО при оценке числа главных резонансных частот в ИХ анализируемой цепи возможно использование оценки амплитудного спектра разности передаточной функции $H_d(f)$, полученной по сингулярным числам, и передаточной функции $H_z(f)$, восстановленной по полюсам на z -плоскости, представленных на рис. 13 и 14 для разных значений полюсов. Максимальные значения спектральных составляющих в случае $K = 10$ практически в десять раз превышают соответствующие спектральные составляющие для $K = 22$. При этом дальнейшее увеличение числа полюсов, используемых при восстановлении ИХ микрополосковой прямоугольной антенны, практически не влияет на величину спектра разности передаточных функций в рабочей полосе частот F_m . Это подтверждает возможность использования в качестве критерия выбора числа основных резонансных частот в ИХ анализируемого объекта амплитудного спектра разности передаточной функции, полученной с использованием сингулярного разложения, и передаточной функции, восстановленной по полюсам на z -плоскости.

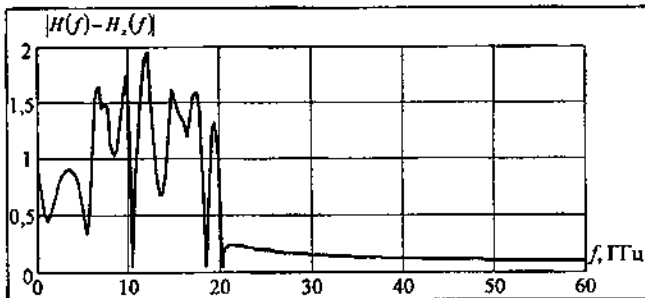


Рис. 13. Амплитудный спектр разности ИХ микрополосковой прямоугольной антенны, полученных по сингулярным числам и по полюсам на z -плоскости при $K = 10$

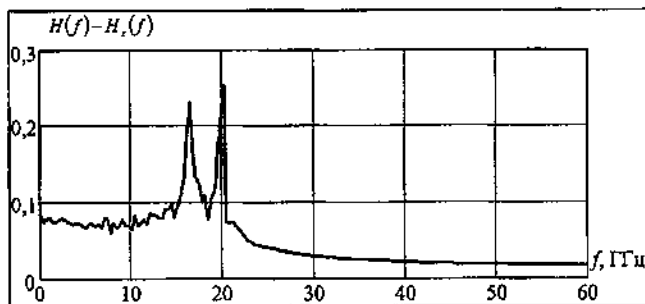


Рис. 14. Амплитудный спектр разности ИХ микрополосковой прямоугольной антенны, полученных по сингулярным числам и по полюсам на z -плоскости при $K = 22$

Особенно важным параметром является резонансная частота антенны, которая по результатам измерений и моделирования составила примерно 7,52 ГГц. Оценить резонансную частоту можно по формуле [14]

$$f_0 > \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_m}}, \quad (15)$$

где c – скорость света в вакууме; ϵ_m – относительная диэлектрическая проницаемость материала.

Расчет, произведенный по формуле (15), подтверждает правильность нахождения резонансной частоты по результатам моделирования антенны.

В [14] приведена формула оценки частотного диапазона B , который также зависит от размеров и материала антенны

$$B = 3,77 \left(\frac{\epsilon_m - 1}{\epsilon_m^2} \right) \left(\frac{W}{L} \right) \left(\frac{s}{\lambda_0} \right), \quad (16)$$

где W , L , d – соответственно ширина, длина и толщина микрополосковой прямоугольной антенны; λ_0 – рабочая длина волны.

Расчет по этой формуле дает полосу пропускания порядка 1%, что также соответствует результатам моделирования и измерений.

Таким образом, микрополосковая прямоугольная антенна проявляет свои резонансные свойства, а, следовательно, может быть идентифицирована по результатам СШП-измерений.

- Импульсная характеристика рассеяния объекта связана преобразованием Фурье с частотной характеристикой, поэтому указанные характеристики объекта несут в себе одинаковую информацию о рассеивающем объекте. Вместе с тем ИХ является более удобной формой отображения спектральных свойств объекта в широкой полосе частот, поскольку включает в себя одновременно амплитудно-частотную и фазо-частотную информацию об объекте. Кроме того, измерение ИХ занимает значительно меньше времени, чем измерение частотной характеристики. Поэтому определение спектральных параметров рассеяния объектов можно проводить во временной области по восстановленной ИХ объекта. Выделение ИХ рассеяния объектов в СШП-радиолокации можно проводить по результатам измерений во временной области реакции объекта на воздействие в виде короткого импульса, спектр которого перекрывает резонансную область частот. Для этого необходимо выполнить операцию обращения свертки принятого сигнала и сигнала, прошедшего

через измерительную систему. В случае дискретного сигнала обращение свертки можно свести к обращению плохо обусловленной матрицы, редуцирование ранга которой проводится с использованием спектрального критерия. Суть критерия состоит в том, что при обращении необходимо учитывать только те сингулярные числа, которые соответствуют спектральным компонентам сигнала, попадающим в рабочую полосу частот исследуемой системы.

Импульсная или частотная характеристики объекта могут быть аппроксимированы с использованием полюсной модели рассеивания объекта, согласно которой объект описывается набором комплексно-сопряженных полюсов и нулей. Положение полюсов определяется структурой, геометрическими размерами и формой объекта, а положение нулей, зависит от начальных условий возбуждения волны, рассеиваемой объектом. Общее число особых точек в модели можно оценить по СКО аппроксимации характеристики в рабочей полосе частот системы с использованием спектрального критерия.

Предложенная методика выделения ИХ объектов в СШП-радиолокации позволяет повысить точность оценки параметров полюсов при наличии шумов, поскольку использует ранневременную часть реакции, обладающей большей энергией по сравнению с поздневременной частью реакции объекта. Кроме того, данная методика может быть использована для представления сложных электромагнитных структур в широкой полосе частот с помощью передаточной функции или ИХ, описываемых полюсной моделью. При этом параметры модели можно определить как по результатам измерения поля, рассеиваемого исследуемой структурой, так и по результатам трехмерного моделирования реакции структуры на достаточно короткое воздействие во временной области. В этом случае предложенная методика позволяет существенно уменьшить временные и вычислительные затраты, требуемые для моделирования сложных трехмерных электромагнитных структур в широкой полосе частот.

Литература

1. Виноградова М.Б., Руденко О.В., Сухоруков А.П. Теория волн. – М.: Наука, 1979.
2. Стрэттон Дж.А. Теория электромагнетизма. / Пер. с англ. под ред. С.М. Рытова. – Л.: Техн.-теорет. литература, 1948.
3. Bennett, C.L., Ross, G.F. Time-Domain Electromagnetics and its Applications. – Proc. of the IEEE, March 1978, vol. 66, No. 3, pp. 299-318.
4. Баум К.Э. Новые методы нестационарного (широкополосного) анализа и синтеза антенн и рассеивателей. – ТИИЭР, 1976, т. 64, № 11, с. 5-31.
5. Rothwell, E.J., Sun, W. Time Domain Deconvolution of Transient Radar Data. – IEEE Trans. on Antennas and Prop., April 1990, vol. 38, No. 4, pp. 470-475.
6. Sarkar, T. K., Weiner, D.D. and Jain, V.K. Some Mathematical Considerations in Dealing with the Inverse Problem. – IEEE Transactions on Antennas & Propagation, March 1981, vol. AP-29, No. 2, pp. 373-379.
7. Sarkar, T.K., Weiner, D.D., Jain, V.K., and Dianat, S. A. Impulse Response Determination in the Time Domain – Theory. – IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Jul. 1982, vol. AP-30, No. 4, pp. 657-663.
8. Sarkar, T.K. A Note on the Variational Method (Rayleigh-Ritz), Galerkin's Method, and the Method of Least Squares. – Radio Science, Nov.-Dec. 1983, vol. 18, No. 6, pp. 1207-1224.
9. Sarkar, T.K., Tseng, F.I., Rao, S.M., Dianat, S.A., and Hollmann, B.Z. Deconvolution of Impulse Response from Time-Limited Input and Output: Theory & Experiment. – IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Dec. 1985, vol. IM-34, No. 4, pp. 541-546.
10. Sarkar, T.K. and Rahman, J. Deconvolution and Total Least Squares in Finding the Impulse Response of an Electromagnetic System from Measured Data. – IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Apr. 1995, vol. 43, No. 4, pp. 416-421.
11. Goodman, D.M., Dudley, D.G. An Output Error Model and Algorithm for Electromagnetic System Identification. – Circuits Systems Signal Process., 1987, vol. 6, No. 4.
12. Rothwell, E.J., Chen, K.M., Nyquist, D.P., and Sun, W.M. Determination of the Natural Modes for a Rectangular Plate. – IEEE Trans. on Antennas and Prop., May 1990, vol. 38, No. 5, pp. 643-652.
13. Sheen, D.M., Ali, S.M., Abouzahra, M.D., and Kong, J.A. Application of the Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to the Analysis of Planar Microstrip Circuits. – IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., July 1990, vol. 38, No. 7, pp. 849-857.
14. Antennas for All Applications / 3-d edition by John D. Kraus, Ronald J. Marhefka. – McGraw Hill, 2002.
15. Кузнецов Ю.В., Щекатуров В.Ю., Бабеев А.Б. Сравнительная характеристика алгоритмов оценки параметров резонансной модели объектов. Вестник МАИ, т. 4, № 2. – М.: МАИ, 1998, с. 70-76.

Поступила 16 февраля 2004 г.



Кузнецов Юрий Владимирович (1951 г.р.) – канд. техн. наук, доц. каф. теорет. радиотехники Московского авиационного института (государственного технического университета).
Область научных интересов: статистическая радиотехника, сверхширокополосная радиолокация, распознавание радиолокационных объектов, цифровая обработка сигналов.