

УДК 621.396.96

DOI: 10.24160/1993-6982-2018-6-153-159

## Спектральный анализ сигнала, отраженного от решетки пассивных отражателей, пересекающей луч системы ближней радиолокации

В.В. Штыков

Системы ближней радиолокации (СБРЛ) позволяют решать широкий класс практических задач диагностики оборудования, механизмов, аппаратов и систем. В данных областях радиолокационные датчики используются как быстрый, надежный, точный метод неразрушающего бесконтактного измерения расстояний, вибраций, перемещений, толщины материалов, влажности с целью диагностики состояния объекта.

Особенность систем ближней радиолокации состоит в том, что объект исследования находится в ближней или промежуточной зоне антенны, поэтому при обработке данных следует принимать во внимание дифракцию электромагнитных волн из-за конечных размеров как антенны, так и объекта.

Предложена математическая модель системы ближней радиолокации с учетом дифракции электромагнитных волн. В качестве модели электромагнитной волны взяты пучки Гаусса–Эрмита (ПГЭ). Объект представлен в виде структуры, состоящей из решетки плоскостей, совершающих движение по замкнутой траектории поперек пучка. Реальная структура заменяется ее разверткой с периодом равным длине орбиты. Каждая плоскость решетки повернута на некоторый угол относительно своей продольной оси. Модель позволяет описать движение таких объектов, как конвейерные линии, транспортные ленты, цепные передачи, вентиляторы.

Показано, что отраженный сигнал представляет собой взаимокорреляционную функцию аппаратной и объектной функций. Произведение спектров этих функций является спектром сигнала СБРЛ. Спектр аппаратной функции в модели ПГЭ выражается в аналитической форме. Объектная функция определяется формой и параметрами объекта. Для решетки плоскостей она выражается в аналитической форме, для других конфигураций ее можно найти, используя процедуру БПФ. При необходимости зависимость коэффициента отражения от времени восстанавливается с помощью БПФ.

Получены спектры коэффициента отражения для некоторых конкретных конфигураций. Продемонстрирована возможность диагностики состояния структуры по спектру огибающей отраженного сигнала. Это существенно сокращает время расчета и расширяет возможности численного моделирования. Рекомендовано использовать модельный спектр при обработке реального сигнала в качестве цифрового фильтра. Характеристики такого фильтра можно адаптировать к реальному сигналу, меняя параметры модели. Фильтрация увеличит надежность диагностики состояния объекта. В рамках предложенной модели показано, что дефекты структуры можно моделировать, меняя углы поворота плоскостей, координаты их осевых линий, перемещение решетки в целом. Разработанный алгоритм расчета комплексного коэффициента отражения от объекта, находящегося в ближней зоне излучателя СБРЛ и совершающего движение по замкнутой траектории, позволяет имитировать сигналы, отраженные от конкретных машин и механизмов. Это даст возможность перейти к разработке процедур диагностики состояния подобных объектов.

*Ключевые слова:* ближняя зона, пучки Гаусса–Эрмита, периодическая структура, коэффициент отражения, спектр, радиолокация.

*Для цитирования:* Штыков В.В. Спектральный анализ сигнала, отраженного от решетки пассивных отражателей, пересекающей луч системы ближней радиолокации // Вестник МЭИ. 2018. № 6. С. 153—159. DOI: 10.24160/1993-6982-2018-6-153-159.

## Spectral Analysis of a Signal Re-lected from the Lattice of Passive Reflectors Intersecting a Short-Range Radar System Beam

V.V. Shtykov

Short-range radar systems (SRRS) can effectively be used for a wide range of practical applications concerned with diagnostics of equipment, mechanisms, devices and systems. Radar sensors are used in these fields as a fast, reliable, and accurate method for non-destructive contactless measurements of distances, vibrations, displacements, material thickness, and humidity for diagnosing the condition of objects.

The specific feature of short-range radar systems is that the studied object is located in the antenna's near or intermediate zone. In view of this circumstance, diffraction of electromagnetic waves caused by finite dimensions of both the antenna and the object should be taken into account.

A mathematical model of the short-range radar system that takes the electromagnetic wave diffraction phenomenon into account is proposed. Hermite-Gaussian beams (HGB) are taken as the electromagnetic wave model. The object is represented as a structure consisting of a lattice of flats moving over a closed trajectory across the beam. The real structure is replaced by its involute with a period equal to the orbit length. Each flat of the lattice is turned by a certain angle with respect to its longitudinal axis. This model makes it possible to describe the motion of objects such as conveyor lines, conveyor belts, chain gears, and fans.

It is shown that the reflected signal is a cross-correlation function of the radar and object functions. The product of the spectra of these functions is the spectrum of the SRRS signal. The spectrum of the radar system function in the HGB model is expressed in analytical form. The object function is defined by the shape and parameters of the object. For the lattice of flats it is expressed in analytic form; for other configurations it can be found using the FFT procedure. If necessary, the reflection coefficient time dependence is restored using the FFT.

The reflection coefficient spectra for some specific configurations have been obtained. The possibility to diagnose the state of a structure from the reflected signal envelope spectrum is demonstrated, a feature that significantly reduces the calculation time and extends the possibilities of numerical simulation. It is recommended to use the model spectrum in processing a real signal as a digital filter. The characteristics of such filter can be adapted to the real signal by varying the model parameters. The use of filtration will allow more reliable diagnostics of the object state to be obtained. It is shown—within the framework of the proposed model—that structural flaws can be modeled by changing the rotation angles of flats, the coordinates of their centerlines, and the displacement of the lattice as a whole.

The developed algorithm for calculating the complex reflection coefficient from the object located in the near-field region of the SRRS emitter and moving along a closed trajectory makes it possible to simulate signals reflected from specific machines and mechanisms. This will open the possibility of developing procedures for diagnosing the state of such objects.

*Key words:* near-field region, Hermite-Gaussian beams, periodic structure, reflection coefficient, spectrum, radiolocation.

*For citation:* Shtykov V.V. Spectral Analysis of a Signal Re-lected from the Lattice of Passive Reflectors Intersecting a Short-Range Radar System Beam. MPEI Vestnik. 2018;6:153—159. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2018-6-153-159.

## Введение

Системы ближней радиолокации (СБРЛ) широко применяются в самых разнообразных областях науки и техники. Они помогают решать практические задачи диагностики оборудования, механизмов, аппаратов и систем. Радиолокационные датчики (РД) используются как быстрый, надежный, точный метод неразрушающего, бесконтактного измерения расстояний, перемещений, толщины материалов, влажности и т.п. с целью диагностики состояния объекта [1 — 5].

Особенность СБРЛ состоит в том, что объект исследования находится в ближней или промежуточной зонах антенны, поэтому при обработке полученных данных необходимо принимать во внимание дифракцию электромагнитных волн (ЭМВ) из-за конечных размеров как антенны, так и объекта.

Напряжение на выходных зажимах высокочастотной части РД с учетом комплексного коэффициента отражения от объекта  $\dot{R}$  имеет вид:

$$u(t) = U_m |\dot{R}| \cos(\omega_0 t + \varphi_R),$$

а в общем случае из-за перемещений объектов  $|\dot{R}|$  и  $\varphi_R$  зависит от времени. Характерное время изменений существенно больше периода колебаний несущей частоты. Это позволяет в математических моделях использовать медленно меняющуюся комплексную амплитуду сигнала

$$\dot{U}(t) = U_m \dot{R}(t).$$

Анализ сигнала (диагностику объекта) можно проводить как в области времени, так и в спектральной зоне. В оговоренных условиях относительно скорости изменения параметров объекта, согласно теореме о модуляции [6], с математической точки зрения для извлечения информации о его параметрах вполне достаточно проводить спектральный анализ комплексной огибающей, т. е. коэффициента отражения. Спектральный анализ в дискретной цифровой форме предпочтителен из-за существования алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Для того, чтобы найти  $\dot{R}$ , следует решить обратную задачу электродинамики с использованием уравне-

ний Максвелла. Решение таких задач в общем случае возможно только численными методами с большими затратами времени. В то же время для практических целей достаточно приближенных методов, предоставляющих в распоряжение разработчиков аппаратуры приближенные аналитические выражения для коэффициента отражения, а также алгоритмы численного моделирования. Их можно получить, используя в качестве модели ЭМВ пучки Гаусса–Эрмита ПГЭ [7, 8], поэтому для решения поставленной задачи воспользуемся методом, описанным в [9].

## Описание математической модели

Для антенны с апертурой  $2a \times 2b$  комплексный коэффициент отражения для поверхности идеального металла, согласно [9], выглядит как

$$\dot{R} = -\exp(-j4\pi z_0) \int_{S_{obj}} \frac{\exp[-j4\pi f(x, y)]}{\pi ab(1-jD_a)(1-jD_b)} \times \\ \times \exp\left(-\frac{x^2}{a^2(1-jD_a)} - \frac{y^2}{b^2(1-jD_b)}\right) dx dy,$$

где  $z_0 = z/\lambda$  — нормированное на длину волны расстояние между облучателем и объектом;  $\Delta z = f(x, y)$  — функция, описывающая поверхность объекта;

$D_a = \frac{z + f(x, y)}{2\pi a^2}$ ,  $D_b = \frac{z + f(x, y)}{2\pi b^2}$  — приведенные расстояния [7].

Для диэлектрических тел нужно заменить  $-1$  на коэффициент отражения от плоской границы раздела двух сред. Экспоненциальный множитель перед интегралом — следствие задержки сигнала на пути от облучателя до объекта и обратно. В дальнейшем он будет опущен. Все линейные размеры нормированы на длину волны  $\lambda$ .

Поверхность реального объекта может состоять из нескольких фрагментов, разделенных просветами. Это обстоятельство следует учесть, разбивая путь интегрирования на участки. Однако, эффективнее ввести дополнительный множитель под интеграл, равный нулю в просветах и единице на фрагментах, отражающих ЭМВ.

$$\dot{R} = -\exp(-j4\pi z_0) \int_{s_{obj}} \frac{\exp[-j4\pi f(x, y)]}{\pi ab(1-jD_a)(1-jD_b)} \times \exp\left(-\frac{x^2}{a^2(1-jD_a)} - \frac{y^2}{b^2(1-jD_b)}\right) dx dy, \quad (1)$$

Интеграл (1) позволяет моделировать сигналы, полученные от произвольных объектов, находящихся в промежуточной и ближней зонах антенны. В качестве модели рассмотрим объект, изображенный на рис. 1, а.

Повернутые на некоторый угол плоскости совершают движение по замкнутой траектории длиной  $L_{orb}$ , пересекая при этом пучок ЭМВ. Модель позволяет описать движение таких объектов как конвейерные линии, транспортные ленты, цепные передачи, вентиляторы и т. п.

Сечение ПГЭ всегда можно считать ограниченным по заданному уровню мощности. Поэтому интегрирование по координате  $x$  можно заменить интегрированием в бесконечных пределах. Положим, что апертура антенны имеет квадратное сечение  $2a \times 2a$ . В этом случае комплексный коэффициент отражения составляет

$$\dot{R} = -\int F(y) \frac{\exp[-j4\pi a f(y)] \exp\left(-\frac{y^2}{(1-jD_a)}\right)}{\sqrt{\pi}(1-jD_a)^{3/2}} dy. \quad (2)$$

В интеграле (2) и далее проведена нормировка переменной интегрирования на размер апертуры облучателя  $y = y/a$ .

Задавая в (2) вид функции  $f(y)$ , можно имитировать различные конкретные ситуации. В модели, показан-

ной на рис. 1, б, функция  $f(y)$  представляет собой последовательность прямоугольных треугольников с гипотенузой  $L = y/a$ , углом  $\alpha_n$ . Осевые линии плоскостей расположены в точках  $Y = y_n/a$  с периодом  $L_{prd} = L_{prd}/a$ . Задано общее число плоскостей  $N_{pl}$  для реального объекта, вид функции  $f(y)$  изображен на рис. 2.

Равномерное движение с линейной скоростью  $v$  эквивалентно смещению функций  $F(y)$  и  $f(y)$  на расстояние  $\psi = vt$ , поэтому коэффициент отражения  $\dot{R}$  равен

$$\dot{R}(\psi) = -\int F[(y-\psi)] \times \exp[-j4\pi f(y-\psi)] \exp\left(-\frac{y^2}{a^2[1-jD_a(z, y)]}\right) \times \frac{1}{\sqrt{\pi a[1-jD_a(z, y)]^{3/2}}} dy. \quad (3)$$

В общем случае значения углов, положения осей плоскостей меняются в пределах одного оборота. Изменения могут быть стационарными и обусловленными как конструкцией механизма, так и появлением дефектов в нем. Варьируя параметры функции  $f(y)$ , можно моделировать конкретные механизмы и дефекты в них.

Однако непосредственное вычисление интеграла (3) требует существенных затрат времени.

**Спектр комплексной огибающей сигнала систем ближней радиолокации**

Если  $z \gg f(y) < L$ , то  $D_a$  можно считать параметром, не зависящим от координаты  $y$ . В этом приближении (3) принимает вид взаимокорреляционной (ВКФ)

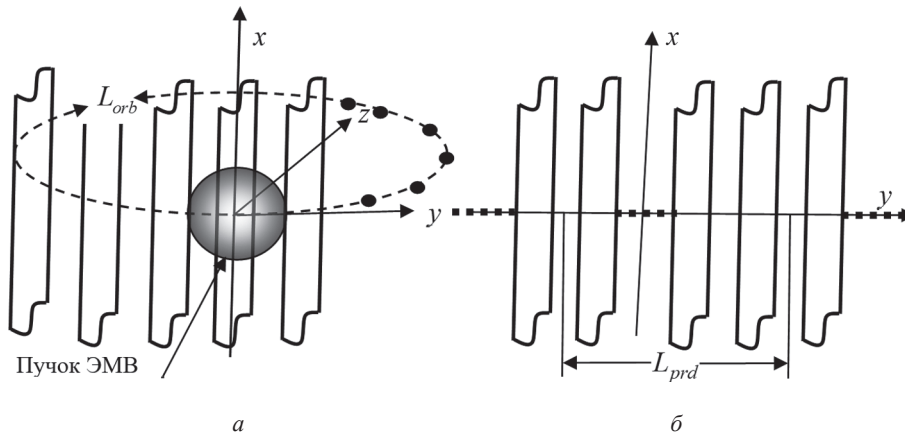


Рис. 1. Модель объекта в виде решетки плоскостей (а) и ее развертка в бесконечную линейную структуру (б)

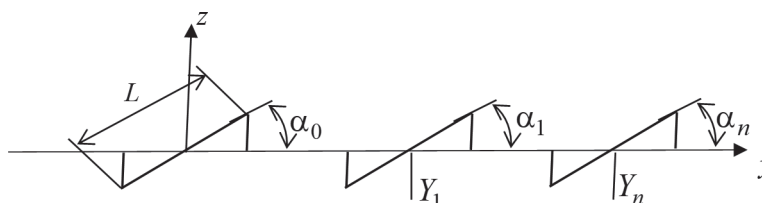


Рис. 2. Вид функции  $f(y)$

$$\dot{R}(\psi) = -\int F[(y - \psi)] \exp[-j4\pi af(y - \psi)] \times \frac{\exp\left(-\frac{y^2}{[1 - jD_a(z)]}\right)}{\sqrt{\pi}[1 - jD_a(z)]^{3/2}} dy, \quad (4)$$

объектной

$$f_{obj}(y) = F(y) \exp[-j4\pi af(y)]$$

и аппаратной функций

$$f_{app}(y) = \frac{\exp\left(-\frac{y^2}{[1 - jD_a(z)]}\right)}{\sqrt{\pi}[1 - jD_a(z)]^{3/2}}.$$

Известно, что ВКФ в спектральной области соответствует произведение комплексно сопряженных спектров функций  $S_{obj}(\omega) \Leftrightarrow f_{obj}(y)$  и  $S_{app}(\omega) \Leftrightarrow f_{app}(y)$ . Это позволяет, используя процедуру БПФ, определить спектр коэффициента отражения, минуя вычисление интеграла (2).

Таким образом, спектр коэффициента отражения выглядит как

$$\dot{S}_R(\omega) = \dot{S}_{app}(\omega) \dot{S}_{obj}^*(\omega). \quad (5)$$

Спектр коэффициента отражения можно использовать для диагностики состояния объекта. Если же возникает необходимость в исследовании изменения  $\dot{R}$  во времени, то его можно получить обратным преобразованием Фурье от спектра.

Спектр аппаратной функции не зависит от формы объекта и может быть вычислен однократно для заданных параметров РД. Более того, можно получить его аналитический вид, если воспользоваться [10]:

$$\dot{S}_{app}(\omega) = \frac{\exp\left(-\left(\frac{\omega a}{2}\right)^2 [1 - jD_a(z)]\right)}{1 - jD_a(z)}, \quad (6)$$

где  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  — безразмерные частоты.

Чтобы перейти к реальным значениям необходимо умножить  $\omega$  и  $f$  на число оборотов ротора в секунду и безразмерный период  $L_{prd}$ .

Что касается объектной функции, то спектр для модели в виде плоскостей может быть также найден аналитически.

Спектральная плотность одиночной пластины в рамках изучаемой модели

$$\dot{S}_{pl} = \int_{-0,5L \cos(\alpha_n)}^{0,5L \cos(\alpha_n)} \exp(-j4\pi a \operatorname{tg}(\alpha_n) y) \exp(-j\omega y) dy.$$

Проведя замену  $(4\pi a \operatorname{tg}(\alpha_n) + \omega) = \Omega$ , получим

$$\dot{S}(\omega)_{pl} = L \cos(\alpha_n) \operatorname{sinc}(0,5L \cos(\alpha_n) \Omega(\omega)). \quad (7)$$

Спектральную плотность  $N_{cycl}$  оборотов ротора найдем с использованием теоремы сдвига (запаздывания) [6]. Если число плоскостей  $N_{pl}$ , то  $N = N_{cycl} N_{pl}$ , тогда

$$\dot{S}(\omega)_N = \sum_n^{N-1} \dot{S}_{pl}^n(\omega) \exp(-j\omega Y_n). \quad (8)$$

Используя спектры (6) и (8), вычислим спектр коэффициента отражения.

### Спектры коэффициента отражения конкретных структур

Рассмотрим случай, когда плоскости расположены на траектории равномерно с шагом  $\Delta = \Delta/a$  и углом  $\alpha_n = \alpha$ , тогда  $\dot{S}_{pl}^n(\omega) = \dot{S}_{pl}(\omega)$ , а координаты  $Y_n = n\Delta$ . Сумма (8) примет форму геометрической прогрессии, а спектральная плотность

$$\dot{S}(f)_N = \exp(-j\pi f(N-1)\Delta) \operatorname{sinc} \times (\pi L \cos(\alpha) \Phi(f)) \frac{\sin(\pi f N \Delta)}{\sin(\pi f \Delta)}, \quad (13)$$

где  $\Phi(f) = \Omega/2\pi = 2a \operatorname{tg}(\alpha) + f$ .

Пусть число плоскостей  $N_{pl} = 16$  и ротор совершает один оборот в секунду. Общую длину выборки примем равной восьми полным оборотам, тогда время выборки равно 8 с и  $N = N_{cycl} N_{pl} = 128$ . Пусть облучатель РД имеет апертуру  $2a \times 2a = 2\lambda \times 2\lambda$  и находится на расстоянии  $z = 50\lambda$  от объекта, ширина плоскостей  $L = 4$ , пространственный период  $L_{prd} = 128$ , относительный шаг структуры  $\Delta = 8$ . На рис. 3, а показан спектр аппаратной и объектной функций.

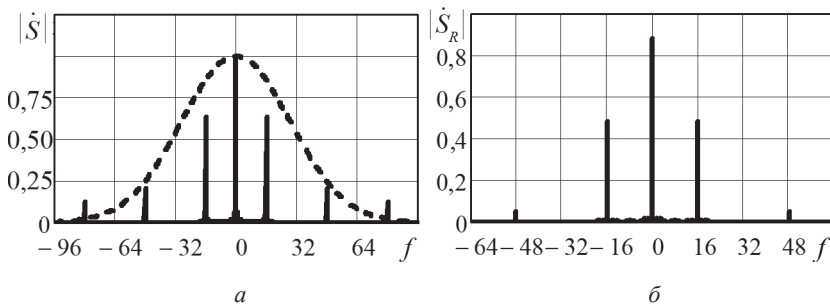


Рис. 3. Модули спектра:

а — объектной (—) и аппаратной (---) функций; б — коэффициента отражения  $|S|$

Спектр объекта выглядит дискретным, что связано с разрешающей способностью графики. Чем длиннее выборка, т. е. чем больше  $N_{\text{цикл}}$  тем ближе реальный спектр к дискретному спектру периодической функции. Поскольку время одного оборота — 1 с, то период следования плоскостей составляет 1/16 с, что соответствует частоте 16 Гц.

Диагностику объекта можно проводить непосредственно в спектральной области. Для наглядности на рис. 4 показана в нормированной по амплитуде форме зависимость от времени модуля коэффициента отражения, полученная с помощью обратного БПФ.

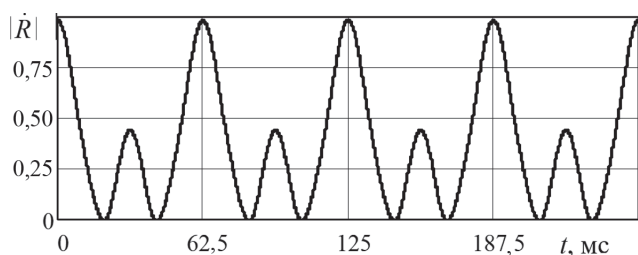


Рис. 4. Изменение модуля коэффициента отражения от времени

Если  $\alpha \neq 0$ , то спектр объекта смещается по оси частот. Это сдвиг огибающей спектра и он не имеет отношения к эффекту Доплера. При поперечном движении эффект Доплера наблюдается только во втором порядке малости. Максимум  $|\dot{S}_{\text{obj}}(\omega)$  находится на частоте  $f = -2atg(\alpha)$ .

На рис. 5 дан спектр коэффициента отражения для двух значений  $\alpha$ , отличающихся знаком. Для  $\alpha > 0$  огибающая спектра объектной функции смещается относительно нулевой частоты влево, как это показано на рис. 5, а. Спектры  $|\dot{S}_{\text{obj}}(\omega)$  зеркальны относительно нуля, так как направление сдвига зависит от знака угла  $\alpha$ .

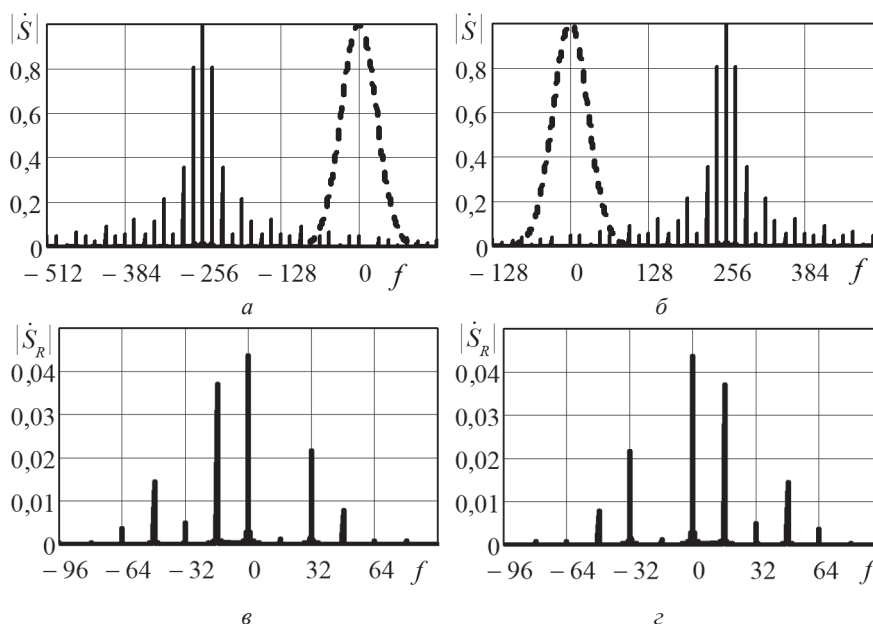


Рис. 5. Модули спектра аппаратной (---) и объектной функций (—) и коэффициента отражения при  $\alpha = 45$  (а, в) и  $-45^\circ$  (б, г)

На рис. 6 продемонстрированы зависимости модуля коэффициента отражения от времени. Они зеркальны и не вызывают каких-либо сомнений.

### Спектральный состав сигнала при наличии дефектов

Рассмотренный пример относится к механизмам, функционирующим ритмично, элементы конструкции которых одинаковы по форме и расположены равномерно на траектории движения. Однако в некоторых случаях это не выполняется. Отклонения от регулярности может быть заложено в конструкции механизма или служит признаком какого-либо дефекта.

Для имитации дефекта следует изменить вид функции  $f(y)$ . Дефекты делят на два класса: стационарные и нестационарные.

Стационарные дефекты не меняются во времени. В этом случае в рамках рассмотренной модели функции  $f(y)$  углы  $\alpha_n$ , координаты в пространстве осевых линий  $Y_n$  и  $Z_n$  разнятся в пределах периода, но не меняются от периода к периоду. Изменения в пределах периода могут быть обусловлены конструкцией механизма, но могут быть признаком любого дефекта. В исправном механизме случайные отклонения параметров — следствие принятой точности его изготовления. Всегда можно установить допустимые границы отклонений, в пределах которых механизм можно считать исправным.

Нестационарные дефекты — это дефекты, при которых параметры меняются во времени случайным образом. Подобный вариант требует отдельного серьезного исследования, поэтому проанализируем только стационарный случай.

Вычислим спектр комплексного коэффициента отражения для стационарного случая, распространяя ряд (8) только на один период структуры

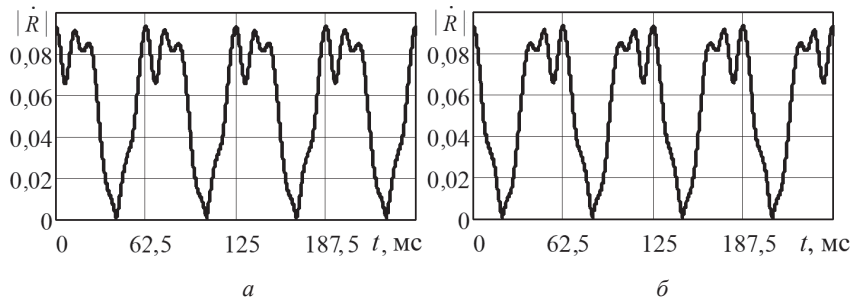


Рис. 6. Изменение модуля коэффициента отражения от времени при  $\alpha = 45^\circ$  (а) и  $-45^\circ$  (б)

$$\dot{S}(\omega)_{pr} = \sum_n^{N_{pl}-1} \dot{S}_{pl}^n(\omega) \exp(-j\omega Y_n). \quad (10)$$

Спектр всей выборки, состоящей из  $N_{cycl}$  циклов, равен

$$\dot{S}(f) = \dot{S}(f)_{pr} \exp(-j\pi f(N_{cycl}-1)L_{prd}) \times \frac{\sin(\pi f N_{cycl} L_{prd})}{\sin(\pi f L_{prd})}. \quad (11)$$

Так, для имитации отклонения угла  $\alpha_n$  от номинала следует задать массив значений  $\alpha_n$ . Перемещения плоскостей и ротора как единого целого вдоль продольной оси имитируются дополнением фазового множителя  $\exp(-j4\pi dz)$  в (11). Продольные отклонения плоскостей — массивом значений отклонений  $\delta z_n$  в (10). Наличие нарушений периода следования плоскостей — массивом координат  $Y_n$  или, если это возможно,  $Y_n = n\Delta + \delta_n$ .

В качестве примера на рис. 7. а показан модуль спектра коэффициента отражения для случая, когда в регулярной структуре у одной из плоскостей  $\alpha = 90^\circ$ . Плоскость при таком угле ориентирована ребром по отношению к пучку ЭМВ, и поэтому отражение от нее отсутствует.

Исходная периодичность структуры с частотой 16 Гц изменяется и определяется числом оборотов структуры в единицу времени. На рис. 7 показаны спектральные составляющие, обусловленные числом плоскостей в одном периоде (1) и составляющие, возникающие с частотой вращения решетки (2). Отчетливо видны гармоники с частотой, кратной 1 Гц (рис. 7, а). Таким образом, дефект вполне можно регистрировать

по спектру. Его местоположение определяется по фазе спектра, но это требует синхронизации регистрирующей аппаратуры с вращением структуры. Такая чисто техническая проблема вполне может быть решена.

Зависимость модуля коэффициента отражения от времени представлена на рис. 7, б. Область дефектной плоскости отмечена овалом. Поскольку пятно ЭМВ накрывает пару плоскостей, два соседних импульса искажены.

### Заключение

Приведенный алгоритм расчета комплексного коэффициента отражения ЭМВ от объекта, находящегося в ближней зоне СБРЛ и совершающего движение по замкнутой траектории, имитирует сигналы, отраженные от конкретных машин и механизмов. Это позволит перейти к разработке процедур диагностики состояния подобных объектов.

Важно, что результат моделирования располагается в спектральной области. Во-первых, это существенно сокращает время расчета и расширяет возможности численного моделирования. Во-вторых, на современном уровне развития цифровых технологий обработки сигналов помогает проводить распознавание сигнала (диагностировать), непосредственно используя сигналы с выхода цифрового Фурье-процессора, путем сопоставления спектра реального сигнала с модельным.

Модельный спектр при обработке реального сигнала можно применять в качестве цифрового фильтра, характеристики которого адаптируются к реальному сигналу, варьируя параметры модели. Подобная фильтрация увеличивает надежность диагностики состояния объекта.

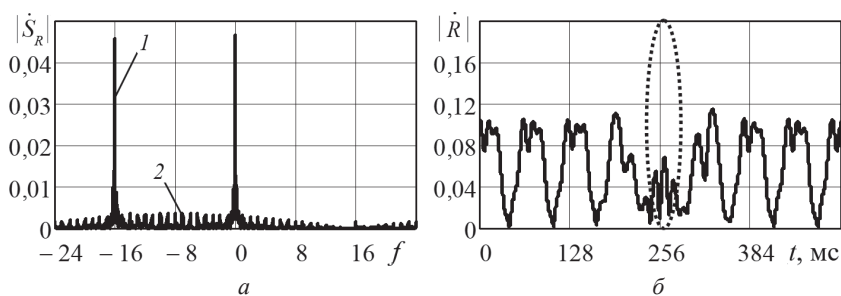


Рис. 7. Модуль спектра (а) и зависимость от времени модуля коэффициента (б)

## Литература

## References

1. **Otto J.** Radar Applications in Level Measurement, Distance Measurement and Nondestructive Material Testing // Proc. 27<sup>th</sup> European Microwave Conf. and Exhibition. 1997. V. 2. Pp. 1113—1121.

2. **Li C. e. a.** A Noncontact FMCW Radar Sensor for Displacement Measurement in Structural Health Monitoring // Sensors. 2015. V. 15 (4). Pp. 7412 — 7433.

3. **Nguyen C., Park J.** Stepped-frequency Radar Sensors. Theory, Analysis and Design. Springer Intern, Publ., 2016.

4. **Mirsaitov F., Safonova E., Boloznev V.** Microwave Autodyne Vibrosensor in Aeroengine Aiagnostics // Proc. 2014 European Frequency and Time Forum. Neuchatel, 2014. Pp. 140—143.

5. **Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П.** Применение двухдиодных автодинов в устройствах радиоволнового контроля размеров изделий // Измерительная техника. 2016. № 7. С. 24—28.

6. **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике. М.: Наука, 1977.

7. **Вайнштейн Л.А.** Электромагнитные волны. М.: Радио и связь, 1988.

8. **Finn T.J., Trappe N.A., Murphy J.A.** Gaussian-beam Mode Analysis of Reflection and Transmission in Multilayer Dielectrics // J. Opt. Soc. Am. A. 2008. V. 25. No. 1. Pp. 80—89.

9. **Штыков В.В.** Влияние дифракции электромагнитных волн на характеристики радиоинтерферометра // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 27 Междунар. Крымской конф. Севастополь, 2017. С. 1580—1587.

10. **Градштейн И.С., Рыжик И.М.** Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. СПб.: БХВ-Петербург, 2011.

1. **Otto J.** Radar Applications in Level Measurement, Distance Measurement and Nondestructive Material Testing. Proc. 27<sup>th</sup> European Microwave Conf. and Exhibition. 1997;2:1113—1121.

2. **Li C. e. a.** A Noncontact FMCW Radar Sensor for Displacement Measurement in Structural Health Monitoring. Sensors. 2015;15 (4):7412 — 7433.

3. **Nguyen C., Park J.** Stepped-frequency Radar Sensors. Theory, Analysis and Design. Springer Intern, Publ., 2016.

4. **Mirsaitov F., Safonova E., Boloznev V.** Microwave Autodyne Vibrosensor in Aeroengine Aiagnostics. Proc. 2014 European Frequency and Time Forum. Neuchatel, 2014:140—143.

5. **Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P.** Primenenie Dvuhdiodynyh Avtodinov v Ustroystvah Radiovolnovogo Kontrolya Razmerov Izdeliy. Izmeritel'naya Tekhnika. 2016;7:24—28. (in Russian).

6. **Korn G., Korn T.** Spravochnik po Matematike. M.: Nauka, 1977. (in Russian).

7. **Vaynshteyn L.A.** Elektromagnitnye Volny. M.: Radio i Svyaz', 1988. (in Russian).

8. **Finn T.J., Trappe N.A., Murphy J.A.** Gaussian-beam Mode Analysis of Reflection and Transmission in Multilayer Dielectrics. J. Opt. Soc. Am. A. 2008;25;1:80—89.

9. **Shtykov V.V.** Vliyanie Difraktsii Elektromagnitnykh Voln na Harakteristiki Radiointerferometra. SVCH-Tekhnika i Telekommunikatsionnye Tekhnologii: Materialy 27 Mezhdunar. Krymskoy Konf. Sevastopol', 2017: 1580—1587. (in Russian).

10. **Gradshteyn I.S., Ryzhik I.M.** Tablitsy Integralov, Summ, Ryadov i Proizvedeniy. SPb.: BHV-Peterburg, 2011. (in Russian).

## Сведения об авторе:

**Штыков Виталий Васильевич** — кандидат технических наук, профессор кафедры основ радиотехники НИУ «МЭИ», e-mail: ShtykovVV@yandex.ru

## Information about author:

**Shtykov Vitaliy V.** — Ph.D. (Techn.), Professor of Fundamentals of Radio Engineering Dept., NRU MPEI, e-mail: ShtykovVV@yandex.ru

**Конфликт интересов:** авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов

**Conflict of interests:** the authors declare no conflict of interest

Статья поступила в редакцию: 18.03.2018

The article received to the editor: 18.03.2018